

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



NGUYỄN VĂN CHÍNH

**VỀ TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP TRONG
MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC:
CẢI THIỆN VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG
MẠNG THỨ CẤP**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

HÀ NỘI - 2017

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



NGUYỄN VĂN CHÍNH

**TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP TRONG
MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC:
CẢI THIỆN VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG
MẠNG THỨ CẤP**

Chuyên ngành : **Kỹ thuật viễn thông**

Mã số: **62.52.02.08**

LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

- 1. PGS. TS. Võ Nguyễn Quốc Bảo**
- 2. TS. Nguyễn Lương Nhật**

HÀ NỘI - 2017

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan đây là công trình nghiên cứu do tôi thực hiện. Các số liệu và kết quả trình bày trong luận án là trung thực, chưa được công bố bởi bất kỳ tác giả nào hay ở bất kỳ công trình nào khác.

Tác giả

Nguyễn Văn Chính

LỜI CẢM ƠN

Luận án Tiến sĩ này được thực hiện tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông dưới sự hướng dẫn khoa học của PGS. TS Võ Nguyễn Quốc Bảo và TS. Nguyễn Lương Nhật. Tôi xin bày tỏ lòng biết ơn sâu sắc tới các Thầy về định hướng khoa học, liên tục quan tâm, tạo điều kiện thuận lợi trong suốt quá trình nghiên cứu hoàn thành cuốn luận án này. Tôi xin được chân thành cảm ơn các nhà khoa học, tác giả các công trình công bố đã trích dẫn trong luận án vì đã cung cấp nguồn tư liệu quý báu, những kiến thức liên quan, quan trọng trong quá trình nghiên cứu hoàn thành luận án.

Tôi xin trân trọng cảm ơn Lãnh đạo Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Hội đồng Khoa học, Hội đồng Tiến sĩ của Học viện vì đã tạo điều kiện để nghiên cứu sinh được thực hiện và hoàn thành chương trình nghiên cứu của mình. Tôi xin được chân thành cảm ơn GS. TSKH. Nguyễn Ngọc San, GS.TS Nguyễn Bình vì những chỉ dẫn về học thuật hóa, kết nối giữa lý luận với kết quả thực nghiệm thời gian thực. Xin chân thành cảm ơn Khoa Quốc tế và Đào tạo sau đại học và các nhà khoa học thuộc Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông cũng như các nghiên cứu sinh khác về sự hỗ trợ trên phương diện hành chính, hợp tác có hiệu quả trong suốt quá trình nghiên cứu khoa học của mình.

Tôi xin gửi lời cảm ơn tới Ban giám hiệu Trường sĩ quan thông tin (Trường đại học thông tin liên lạc) và các bạn đồng nghiệp, bạn bè thân hữu, vì đã tạo nhiều điều kiện thuận lợi trong suốt quá trình học tập.

Cuối cùng là sự biết ơn tới gia đình và những người bạn thân thiết vì đã liên tục động viên để duy trì nghị lực, sự cảm thông, chia sẻ về thời gian, sức khỏe và các khía cạnh của cuộc sống trong cả quá trình để hoàn thành luận án.

Hà Nội, tháng năm 2017

Tác giả

Nguyễn Văn Chính

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN	i
LỜI CẢM ƠN	ii
MỤC LỤC.....	iii
DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT	vii
DANH MỤC HÌNH VẼ.....	ix
DANH MỤC BẢNG.....	xii
MỞ ĐẦU	1
LÝ DO CHỌN ĐỀ TÀI (BỐI CẢNH NGHIÊN CỨU).....	1
MỤC TIÊU, ĐỐI TƯỢNG VÀ PHẠM VI NGHIÊN CỨU	2
Mục tiêu nghiên cứu:	2
Đối tượng nghiên cứu	3
Phạm vi nghiên cứu:	3
NHIỆM VỤ NGHIÊN CỨU VÀ KẾT QUẢ ĐẠT ĐƯỢC	3
Nhiệm vụ nghiên cứu	3
Các nghiên cứu liên quan	4
Kết quả đạt được.....	9
BỐ CỤC LUẬN ÁN.....	10
CHƯƠNG 1 GIỚI THIỆU VỀ VÔ TUYẾN NHẬN THỨC VÀ TRUYỀN THÔNG CHUYỂN TIẾP KẾT HỢP.....	12
1.1 GIỚI THIỆU.....	12
1.2 VÔ TUYẾN NHẬN THỨC	12
1.2.1 Sự cần thiết ra đời vô tuyến nhận thức	12
1.2.2 Khái niệm vô tuyến nhận thức.....	13

1.2.3	Mối quan hệ giữa vô tuyến thông minh (Software Defined Radio) và vô tuyến nhận thức	14
1.2.4	Kiến trúc vật lý của vô tuyến nhận thức	15
1.2.5	Chức năng vô tuyến nhận thức	17
1.2.6	Mô hình mạng vô tuyến nhận thức	19
1.2.7	Cấu trúc mạng vô tuyến nhận thức	22
1.3	MÔ HÌNH KÊNH CỦA HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG TRỰC TIẾP	23
1.3.1	Mô hình cơ bản	23
1.3.2	Các kỹ thuật phân tập sử dụng trong mạng vô tuyến nhận thức.....	25
1.3.3	Kỹ thuật MIMO (Multi-Input Multi Output).....	25
1.4	TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP	26
1.4.1	Truyền thông chuyển tiếp	26
1.4.2	Kỹ thuật MIMO ảo (Hay còn gọi là truyền thông kết hợp).....	28
1.5	TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC.....	33
1.5.1	Phân tích ưu và nhược điểm của truyền thông kết hợp	33
1.5.3	Mô hình kết hợp truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức.	33
1.6	KẾT LUẬN CHƯƠNG 1	34
CHƯƠNG 2 ĐỀ XUẤT VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÔ HÌNH TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP HIỆU QUẢ TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN		35
2.1	GIỚI THIỆU CHƯƠNG.....	35
2.2	MÔ HÌNH #1: TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP LỰA CHỌN NÚT CHUYỂN TIẾP DẠNG NỀN AF TỐT NHẤT	35
2.2.1	Mô hình hệ thống đề xuất.....	35
2.2.2	Phân tích xác suất dừng hệ thống	41

2.2.3 Mô phỏng và đánh giá kết quả	43
2.3 MÔ HÌNH #2: CHUYỂN TIẾP ĐA CHẶNG DF DẠNG NỀN TỐI ƯU	47
2.3.1 Xây dựng và mô tả hệ thống khảo sát	47
2.3.2 Phân tích xác suất dừng hệ thống	48
2.3.4 Bài toán tối ưu hiệu năng của hệ thống	54
2.3.5 Mô phỏng và đánh giá kết quả	58
2.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2	64
CHƯƠNG 3 ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÃ HÓA KHÔNG GIAN THỜI GIAN TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN: MỘT CHẶNG VÀ NHIỀU CHẶNG	65
3.1 MÃ HÓA KHÔNG GIAN THỜI GIAN TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN	65
Mô hình hệ thống.....	65
Phân tích xác suất dừng hệ thống	68
Dung lượng Shannon hệ thống.....	69
Kết quả mô phỏng và thảo luận.....	71
3.2 MÃ HÓA KHÔNG GIAN THỜI GIAN VỚI CHUYỂN TIẾP ĐA CHẶNG DF DẠNG NỀN.....	76
Giới thiệu	76
Mô hình hệ thống.....	76
Phân tích xác suất dừng hệ thống	78
Kết quả mô phỏng và phân tích kết quả	80
3.3 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3	83
CHƯƠNG 4 ĐIỀU CHẾ THÍCH NGHI TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN: TỐI ƯU HIỆU SUẤT PHỔ TẦN	85
4.1 GIỚI THIỆU CHƯƠNG	85
4.2 MÔ HÌNH HỆ THỐNG ĐỀ XUẤT VÀ KHẢO SÁT	85

4.3 PHÂN TÍCH CÁC THAM SỐ ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG HỆ THỐNG ĐIỀU CHẾ THÍCH NGHI TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN.....	89
4.3.1 Xác suất của mỗi chế độ truyền.....	89
4.3.2 Xác suất dừng hệ thống	89
4.3.3 Hiệu suất phổ tần	90
4.3.4 Tỷ số lỗi bit trung bình	90
4.4 TỐI ƯU HIỆU SUẤT PHỔ TẦN	92
4.5 MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ.....	93
4.6 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4.....	102
KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO	103
KẾT LUẬN.....	103
ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO.....	105
DANH MỤC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA TÁC GIẢ.....	107
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	108

DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU VÀ CHỮ VIẾT TẮT

Viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
AF	Amplify-and-Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
AWGN	Additive white Gaussian noise	Nhiều trắng Gauss cộng tính
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bit
CDF	Cumulative distribution function	Hàm phân bố tích lũy
CMN	Conventional Multihop Network	Mạng truyền thông đa chặng truyền thống
CR	Cognitive radio	Vô tuyến khả tri
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
DT	Direct Transmission	Truyền trực tiếp
LOS	Line of Sight	Đường truyền thẳng
<i>M</i> -PAM	Multiple Pulse Amplitude Modulation	Điều chế biên độ xung đa mức
<i>M</i> -PSK	Multiple Phase Shift Key	Điều chế pha đa mức
<i>M</i> -QAM	Multiple Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương đa mức
OP	Outage Probability	Xác suất dừng hệ thống
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ phân bố xác suất
PSK	Phase Shift Keying	Điều chế pha

PU	Primary User	Người dùng sơ cấp
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
SE	Spectral Efficiency	Hiệu suất phổ tần
SER	Symbol Error Rate	Tỉ lệ lỗi symbol
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên công suất nhiễu
SU	Secondary User	Người dùng thứ cấp
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	Hệ thống WiMAX

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1 Lỗ hoặc “hố” phổ	13
Hình 1.3 Sơ đồ khối phần vô tuyến của hệ thống vô tuyến nhận thức	16
Hình 1.4 Chu kỳ cảm nhận phổ tần.....	19
Hình 1.5 Chia sẻ phổ tần trong mô hình dạng nền.....	20
Hình 1.6 Chia sẻ phổ tần trong mô hình dạng chồng chập	21
Hình 1.7 Cấu trúc mạng vô tuyến nhận thức [79].....	22
Hình 1.8 Mô hình kênh của hệ thống truyền thông trực tiếp.	23
Hình 1.9 Hệ thống multi-input multi-output (MIMO).....	26
Hình 1. 10 Mô hình hệ thống truyền thông chuyển tiếp đa chặng.....	27
Hình 1.11 Mô hình cơ bản của hệ thống truyền thông kết hợp	29
Hình 1.12 Kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp.....	30
Hình 1.13 Kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp.....	32
Hình 2.1 Mô hình hệ thống truyền thông kết hợp lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất dạng nền	36
Hình 2.2 Xác suất dừng của hệ thống khi số nút chuyển tiếp thứ cấp thay đổi.....	44
Hình 2.3 Hiệu suất của hệ thống khi thay đổi các kỹ thuật phân tập tại nút đích thứ cấp	45
Hình 2.4 Hiệu suất của hệ thống theo đặc tính kênh.....	46
Hình 2.5 Hiệu suất của hệ thống trên những kênh can nhiễu khác nhau	47
Hình 2.6 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức ba chặng DF chuyển tiếp dạng nền cùng nằm trên một đường thẳng	54

Hình 2.7 Xác suất dừng hệ thống theo P_m với $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và $(x_p, y_p) = (0.5, 1)$	59
Hình 2.8 Kiểm chứng công thức (2.36) với $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và $(x_p, y_p) = (0.5, 1)$	60
Hình 2.9 So sánh các phương pháp phân bổ nút chuyển tiếp thứ cấp với $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và $(x_p, y_p) = (0.8, 0.4)$	62
Hình 2.10 Ảnh hưởng của môi trường truyền lên hiệu năng của hệ thống thứ cấp.	63
Hình 2.11 Ảnh hưởng của vị trí nút thu sơ cấp $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và $K = 3$..	63
Hình 3.1 Hệ thống MISO dạng nền	65
Hình 3.2 Xác suất dừng hệ thống Alamouti và SISO dạng nền.....	73
Hình 3.3 Dung lượng Shannon hệ thống Alamouti và SISO dạng nền	73
Hình 3.4 Ảnh hưởng của vị trí nút thu sơ cấp lên xác suất dừng của hệ thống	74
Hình 3.5 Ảnh hưởng của vị trí nút thu sơ cấp lên dung lượng Shannon của hệ thống	75
Hình 3.6 Ảnh hưởng của môi trường truyền (Hệ số suy hao kênh truyền) lên xác suất dừng hệ thống.....	75
Hình 3.7 Hệ thống hai chặng MIMO dạng nền.....	77
Hình 3.8 Ảnh hưởng của số chặng lên xác suất dừng hệ thống mã hóa không gian thời gian đa chặng, PU (0.5, 0.5), $\eta = 3$, và $\gamma_{th} = 3$	80
Hình 3.9 Ảnh hưởng của vị trí máy thu sơ cấp lên xác suất dừng hệ thống mã hóa không gian thời gian đa chặng, $K = 3$, $\eta = 3$, và $\gamma_{th} = 3$	81

Hình 3.10 Ảnh hưởng của môi trường fading lên xác suất dừng hệ thống mã hóa không gian thời gian đa chặng, $K = 3$, PU (0.5, 0.5), và $\gamma_{th} = 3$	82
Hình 4.1 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng nền sử dụng điều chế thích nghi	85
Hình 4.2 Xác suất của các chế độ truyền	94
Hình 4.3 Xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống với 6 chế độ truyền	95
Hình 4.4 Xác suất dừng hệ thống	95
Hình 4.5 Hiệu suất phổ tần của hệ thống với 6 chế độ truyền	96
Hình 4.6 Ảnh hưởng của số lượng chế độ truyền lên hiệu suất phổ tần.	97
Hình 4.7 Ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu lên hiệu suất phổ tần.	97
Hình 4.8 Ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu lên tỷ lệ lỗi bit trung bình của hệ thống	98
Hình 4.9 Ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu lên xác suất dừng của hệ thống	98
Hình 4.10 Ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên hiệu suất phổ tần	99
Hình 4.11 Ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên xác suất lỗi bit hệ thống	100
Hình 4.12 Ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên xác suất dừng hệ thống	100
Hình 4.13 Ảnh hưởng của số mức điều chế lên hiệu suất phổ tần	101

DANH MỤC BẢNG

Bảng 4.1 Giá trị tương ứng với từng chế độ truyền	88
Bảng 4.2 Giá trị của γ_T^k của 6 chế độ truyền	93

MỞ ĐẦU

LÝ DO CHỌN ĐỀ TÀI (BỐI CẢNH NGHIÊN CỨU)

Như chúng ta đã biết, dải tần số của sóng vô tuyến được xem như là một tài nguyên thiên nhiên được quản lý bởi các tổ chức viễn thông của chính phủ. Như vậy, bất cứ hệ thống vô tuyến nào muốn sử dụng tần số đều phải được các tổ chức (Cục quản lý tần số) đó cấp phép. Ngày nay, cùng với sự phát triển của khoa học kỹ thuật, đặc biệt là trong lĩnh vực điện tử viễn thông, thì tần số càng trở nên chật hẹp và khan hiếm bởi sự gia tăng số lượng các hệ thống vô tuyến và các chuẩn giao tiếp như Wifi, WiMax, LTE [1, 2]. Trong khi đó hiệu suất sử dụng tài nguyên phổ lại rất thấp, chỉ khoảng từ 15% đến 85% [3]. Công nghệ vô tuyến nhận thức (cognitive radio - CR) ra đời giúp cải thiện hiệu suất sử dụng phổ tần bởi nó cho phép các dịch vụ vô tuyến có thể sử dụng chung dải phổ [4, 5]. Ý tưởng chính của công nghệ này là cho phép các hệ thống vô tuyến mới ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức có thể truy cập động (dynamically access) hoặc sử dụng chung khoảng tần số đã được cấp phép nhưng hoạt động của hệ thống vô tuyến mới này không được gây ảnh hưởng đến hoạt động của hệ thống vô tuyến có sở hữu hoặc có đăng ký phổ tần.

Bên cạnh vô tuyến nhận thức, truyền thông đa chặng là một công nghệ vô tuyến cho phép dữ liệu được truyền từ nút nguồn đến nút đích thông qua các nút chuyển tiếp [6-8]. Với cùng một công suất phát, truyền thông đa chặng cho phép hệ thống mở rộng vùng phủ sóng cũng như cải thiện chất lượng tín hiệu trong vùng phủ sóng đó. Tuy nhiên, nhược điểm của truyền thông đa chặng là hiệu suất sử dụng phổ tần thấp do ràng buộc về việc sử dụng kênh trực giao giữa các chặng. Để giải quyết vấn đề này, công nghệ vô tuyến nhận thức là một sự lựa chọn tốt khi nó cho phép các nút mạng thứ cấp (không có giấy phép sử dụng tần số) sử dụng tần số của mạng sơ cấp (có giấy phép sử dụng tần số). Đến nay, rải rác một số công trình nghiên cứu đề cập đến mạng chuyển tiếp đa chặng ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức từ nhiều góc độ khác nhau. Các kết quả cho thấy rằng sự kết hợp của truyền thông đa chặng và

công nghệ vô tuyến nhận thức tỏ ra là sự lựa chọn hấp dẫn để giải quyết vấn đề hiệu suất phổ tần mà vẫn bảo đảm chất lượng dịch vụ mà mạng cung cấp (QoS) [9].

Theo giáo sư Goldsmith, trong mạng vô tuyến nhận thức, có ba phương thức truyền bao gồm: dạng nền, dạng chồng chập và dạng đan xen [10]. Trong ba phương thức, dạng nền nhận được sự quan tâm rất lớn của các nhà khoa học hiện nay vì có ưu điểm là cho phép mạng sơ cấp và mạng thứ cấp có thể đồng thời truyền nhận dữ liệu miễn là can nhiễu của mạng thứ cấp không được lớn hơn mức chịu đựng của máy thu sơ cấp. Để thực hiện điều này, máy phát thứ cấp thường phải điều chỉnh công suất phụ thuộc vào độ lợi kênh truyền can nhiễu từ máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp dẫn đến vùng phủ sóng của mạng thứ cấp thường giới hạn và việc đảm bảo chất lượng dịch vụ QoS của hệ thống thứ cấp là một vấn đề thử thách [11-13].

Do đó, luận án định hướng giải quyết bài toán nâng cao hiệu năng của mạng thứ cấp trong khi vẫn đảm bảo mức can nhiễu cho mạng sơ cấp bằng cách sử dụng các kỹ thuật tiên tiến ở lớp vật lý như: truyền chuyển tiếp, truyền kết hợp, truyền thích nghi và mã hóa không gian.

MỤC TIÊU, ĐỐI TƯỢNG VÀ PHẠM VI NGHIÊN CỨU

Mục tiêu nghiên cứu:

Luận án gồm hai mục tiêu nghiên cứu:

- Xây dựng các mô hình mạng truyền thông kết hợp và chuyển tiếp hiệu quả cho mạng thứ cấp: đảm bảo QoS và mở rộng vùng phủ sóng. Đề xuất các phương pháp mới cho phép phân tích hiệu năng của các mô hình mạng đề xuất.
- Áp dụng các kỹ thuật cải thiện hiệu năng ở lớp vật lý: mã không gian thời gian, truyền thích nghi để cải thiện hiệu năng của mạng thứ cấp trong khi vẫn đảm bảo thông tin của mạng sơ cấp.

Đối tượng nghiên cứu

- + Các kỹ thuật kết hợp: selection combining và maximal-ratio combining;
- + Các kỹ thuật truyền thích nghi giảm ảnh hưởng can nhiễu lên hệ thống sơ cấp;
- + Kênh truyền fading: Rayleigh;
- + Các mô hình truyền thông kết hợp: truyền lựa chọn, truyền lặp lại, truyền gia tăng;
- + Các giao thức xử lý tín hiệu tại nút chuyển tiếp: amplify-and-forward, decode-and-forward, và coded cooperation;
- + Các kỹ thuật chọn nút chuyển tiếp trong mạng truyền thông kết hợp;
- + Kỹ thuật truyền đa chặng sử dụng công nghệ MIMO.

Phạm vi nghiên cứu:

Mạng truyền thông, đa chặng, kết hợp và kỹ thuật vô tuyến nhận thức.

NHIỆM VỤ NGHIÊN CỨU VÀ KẾT QUẢ ĐẠT ĐƯỢC

Nhiệm vụ nghiên cứu

Trong luận án này, tôi tập trung nghiên cứu các nội dung sau:

- + Làm rõ các khái niệm liên quan đến luận án như: vô tuyến nhận thức, truyền thông kết hợp, truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức, kỹ thuật phân tập, kỹ thuật mã hóa không gian - thời gian, điều chế thích nghi;
- + Nhiệm vụ 1: Xây dựng và nghiên cứu đánh giá hiệu năng mô hình hệ thống truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền trên kênh fading trong các trường hợp AF và DF;

- + Nhiệm vụ 2: Xây dựng mô hình từ đó tối ưu hiệu năng của mô hình hệ thống truyền thông chuyển tiếp trong môi trường vô tuyến nhận thức chuyển tiếp DF dạng nền trên kênh fading Rayleigh;
- + Nhiệm vụ 3: Nghiên cứu ứng dụng mã hóa không gian thời gian Alamouti vào hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền và đề xuất phương pháp đánh giá hiệu năng của hệ thống trên kênh truyền fading. Khảo sát với hệ thống một chặng và nhiều chặng.
- + Nhiệm vụ 4: Nghiên cứu ứng dụng điều chế thích nghi trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền. Xây dựng và giải bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần, các kết quả biểu diễn dưới dạng đống cho kênh truyền fading Rayleigh.

Các nghiên cứu liên quan

Nhiệm vụ 1

Cho đến nay, đã có một số nghiên cứu liên quan đến truyền thông kết hợp dạng nền. Cụ thể, bài báo [14] đã phân tích xác suất dừng cho mạng chuyển tiếp DF dạng nền cho kênh truyền Nakagami- m với mức can nhiễu tối đa tại máy thu sơ cấp. Bài báo [15] đã đề xuất một phương pháp tổng quát để tính toán xác suất dừng và độ lợi phân tập cho mạng kết hợp dạng nền bao gồm chuyển tiếp DF cố định, chuyển tiếp DF lựa chọn và chuyển tiếp DF gia tăng. Gần đây, Luo [16] and Lee [17] đã đề xuất phương pháp phân tích xác suất dừng của mạng chuyển tiếp DF có lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất xem xét công suất phát tối đa tại máy phát thứ cấp. Tuy nhiên, các kết quả trình bày ở [16] [17] vẫn chưa chính xác do chưa xem xét sự tương quan của các kênh truyền ở mạng thứ cấp do có cùng kênh truyền can nhiễu từ nút nguồn thứ cấp đến máy thu sơ cấp. Gần đây, bài báo [18] đã chỉnh lại kết quả ở [16] [17] bằng cách phân tích chặng trên và chặng dưới của xác suất dừng hệ thống. Tuy nhiên, các chặng này không chặt đặc biệt khi số lượng nút chuyển tiếp lớn. Gần đây, Yan và cộng sự ở [19] đã phân tích dạng đống chính xác của xác suất dừng cho hệ thống lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất dạng nền ở kênh truyền fading Rayleigh; tuy nhiên các

kết quả này chỉ giới hạn cho kênh fading độc lập và đồng dạng, không phù hợp với mạng trong thực tế.

Trong nhiệm vụ này, nghiên cứu sinh đề xuất một mô hình lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất dạng nền có kết hợp kênh trực tiếp và đề xuất một phương pháp phân tích mới cho phép tính toán xác suất dừng của hệ thống lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất dạng nền ở kênh truyền fading Rayleigh độc lập, không đồng nhất. Các kết quả đạt được có tính tổng quát và xem các kết quả ở [19] như là một trường hợp đặc biệt.

Nhiệm vụ 2

Cho đến nay, có ba phương pháp chính để thiết kế mạng vô tuyến nhận tức đó là: underlay, overlay và interweave [20]. Trong ba phương pháp này, underlay là phương pháp nhận được sự quan tâm nhiều của các nhà nghiên cứu gần đây khi mà ưu điểm của nó là cho phép các mạng sơ cấp và mạng thứ cấp có thể tiến hành hoạt động truyền phát song song với nhau. Nhược điểm của phương pháp này là để đảm bảo điều kiện can nhiễu nhận được tại máy thu sơ cấp, công suất phát của các máy phát thứ cấp phải được điều chỉnh phụ thuộc vào độ lợi kênh truyền can nhiễu và kết quả là vùng phủ sóng của mạng thứ cấp thường bị giới hạn.

Để mở rộng vùng phủ sóng, truyền thông đa chặng là một giải pháp đơn giản và đã được chấp nhận sử dụng trong nhiều chuẩn vô tuyến hiện nay cũng như chuẩn vô tuyến thế hệ mới, ví dụ [21-24]. Trong mạng truyền thông đa chặng, hiệu năng của toàn mạng sẽ phụ thuộc vào hiệu năng của chặng yếu nhất [6, 25-27], do đó bài toán tối ưu vị trí hay phân bổ công suất cho các nút chuyển tiếp của mạng thường có vai trò rất quan trọng và cho phép cải thiện đáng kể hiệu năng của mạng mà không cần sử dụng thêm tài nguyên mạng.

Cho đến nay, đã có một số nghiên cứu xem xét bài toán tối ưu hiệu năng của mạng chuyển tiếp trong môi trường vô tuyến nhận thức, ví dụ [28-31]. Cụ thể, nghiên cứu [28] đã xem xét bài toán tối ưu công suất của mạng truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức sử dụng phương pháp nhân tử Lagrange với giả sử

mức ràng buộc can nhiễu trung bình. Trong nghiên cứu [29] xem xét bài toán phân bổ công suất tối ưu giữa mạng sơ cấp và mạng thứ cấp trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng xen kẽ. Gần đây, hai nghiên cứu [30] và [31] lần lượt xem xét bài toán tối ưu của nút chuyển tiếp thứ cấp ở kênh truyền fading Rayleigh và Nakagami- m , tuy nhiên cả hai nghiên cứu trên đều bỏ qua điều kiện ràng buộc về công suất phát tối đa của các nút phát thứ cấp [32], làm kết quả của bài toán tối ưu đạt được chỉ phù hợp với vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu nhỏ và do đó có phần không thực tế khi áp dụng.

Trong nhiệm vụ này, nghiên cứu sinh xem xét tối ưu vị trí của các nút chuyển tiếp của mạng thứ cấp đa chặng trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền với hai điều kiện ràng buộc về công suất chịu đựng can nhiễu tối đa tại máy thu sơ cấp và công suất phát tối đa tại máy phát thứ cấp. Bài toán tối ưu được đề xuất và giải dựa vào biểu thức dạng đóng của xác suất dừng hệ thống được xấp xỉ ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao và thấp và mô hình kênh truyền suy hao đơn giản. Các kết quả số đã xác nhận tính đúng đắn của lời giải và ưu điểm của việc tối ưu vị trí của các nút chuyển tiếp.

Nhiệm vụ 3

Mã hóa không gian-thời gian là một kỹ thuật mã hóa được thiết kế để sử dụng với nhiều anten phát và thu [33-37], thực hiện trong cả hai miền không gian và thời gian. Mã hóa không gian thời gian bắt đầu với hệ thống hai anten phát bởi Alamouti [33] và sau đó phát triển tổng quát bởi giáo sư Tarokh [36, 38, 39]. Mã hóa không gian thời gian cho phép cải thiện hiệu năng hệ thống dưới dạng dung lượng hệ thống và/hoặc mở rộng vùng phủ sóng. Cho đến nay mã hóa không gian thời gian đã được áp dụng trong hầu hết các chuẩn vô tuyến thế hệ mới, ví dụ [40].

Trong vô tuyến nhận thức, ba giao thức truyền cơ bản bao gồm: dạng nền, dạng chồng chập và dạng xen kẽ [10]. Trong đó, dạng nền hiện là giao thức nhận được sự quan tâm của các nhà khoa học gần đây bởi vì ưu điểm cho phép mạng sơ cấp và mạng thứ cấp cùng truyền và nhận dữ liệu đồng thời. Tuy nhiên, nhược điểm

của giao thức dạng nền là sự ràng buộc về công suất phát để không gây can nhiễu quá mức cho máy thu sơ cấp dẫn đến vùng phủ sóng của mạng thứ cấp bị giới hạn.

Trong nhiệm vụ này, nghiên cứu sinh đề xuất áp dụng kỹ thuật không gian thời gian cho mạng vô tuyến nhận thức dạng nền để mở rộng vùng phủ sóng và/hoặc cải thiện hiệu suất phổ tần. Mặc dù cho đến nay, có một số nghiên cứu liên quan đến áp dụng kỹ thuật MIMO vào mạng vô tuyến nhận thức dạng nền, ví dụ [41-43]. Tuy nhiên vẫn chưa có một công trình nào đề xuất áp dụng mã không gian thời gian cho mạng vô tuyến nhận thức dạng nền và đề xuất phương pháp phân tích hiệu năng dưới dạng đóng cho hệ thống. Đóng góp của nhiệm vụ này gồm ba phần như sau:

- Đề xuất áp dụng mã không gian thời gian Alamouti cho mạng vô tuyến dạng nền một chặng và đa chặng.
- Đề xuất phương pháp đánh giá hiệu năng của hệ thống mã không gian thời gian Alamouti dạng nền một chặng (dưới dạng xác suất dừng và dung lượng dừng) và nhiều chặng (dưới dạng xác suất dừng) ở kênh truyền fading Rayleigh. Phương pháp đề xuất có thể mở rộng cho các kênh truyền khác và nhiều anten ở phía máy thu.
- Chứng minh rằng hệ thống mã không gian thời gian Alamouti dạng nền một chặng và nhiều chặng vẫn đạt độ lợi phân tập không gian đầy đủ.

Nhiệm vụ 4

Truyền thông nhận thức là một công nghệ tiềm năng cho phép cải thiện hiệu suất sử dụng phổ tần bằng cách cho phép các mạng thứ cấp (không có phép sử dụng tần số) hoạt động trên cùng băng tần với mạng sơ cấp (được cấp phép sử dụng tần số) với điều kiện là hoạt động truyền phát của mạng thứ cấp không gây hại cho mạng sơ cấp [10]. Trong ba loại mạng vô tuyến nhận thức: dạng nền, dạng đan xen và dạng chồng chập thì mạng vô tuyến nhận thức dạng nền nhận được sự quan tâm của các nhà nghiên cứu khi mạng thứ cấp không bị giới hạn bởi hoạt động của mạng sơ cấp [44, 45].

Tuy nhiên, để tránh gây can nhiễu cho mạng sơ cấp, máy phát thứ cấp của mạng vô tuyến nhận thức dạng nền phải điều chỉnh công suất phát để công suất can nhiễu nhận tại máy thu sơ cấp phải nhỏ hơn một giá trị quy định trước, thường được gọi là công suất can nhiễu tối đa cho phép [14, 17, 46, 47]. Trong thực tế, giá trị của công suất can nhiễu tối đa cho phép thường nhỏ dẫn đến vùng phủ sóng của mạng thứ cấp giới hạn và việc đảm bảo chất lượng dịch vụ cho mạng thứ cấp (QoS) là một bài toán khó [17].

Truyền thích nghi là một kỹ thuật đơn giản nhưng hiệu quả đối với mạng vô tuyến và kênh truyền fading [48]. Truyền thích nghi cho phép các hệ thống điều chỉnh mức điều chế và/hoặc công suất phát phù hợp với điều kiện kênh truyền để cải thiện dung lượng hoặc hiệu suất phổ tần. Đến nay, truyền thích nghi được áp dụng trong hầu hết các chuẩn vô tuyến thế hệ mới [49].

Cho đến nay, đã có một số nghiên cứu đề xuất áp dụng kỹ thuật truyền thích nghi cho mạng vô tuyến nhận thức, ví dụ [50-52]. Trong [50] khảo sát dung lượng của hệ thống thứ cấp với điều kiện xác suất dừng can nhiễu và với điều kiện xác suất dừng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu. Trong [51, 52] tác giả áp dụng kỹ thuật điều chế thích nghi cho hệ thống switch- and-scan combining (SSC) thứ cấp trong đó anten được chọn để phát là anten có tỷ số tín hiệu trên nhiễu đến máy thu thứ cấp tốt nhất và tỷ số tín hiệu trên nhiễu đến máy thu sơ cấp nhỏ hơn giá trị ngưỡng quy định. Trong [52] và [51] khảo sát ảnh hưởng của hệ thống sơ cấp lên hệ thống thứ cấp sử dụng kỹ thuật điều chế thích nghi ở kênh truyền fading Nakagami- m . Trong kết quả nghiên cứu [51] tác giả xem xét bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần của hệ thống thứ cấp với giả sử rằng thông tin lượng tử của kênh truyền thứ cấp và kênh truyền can nhiễu là sẵn có. Sử dụng phương pháp lặp, bài báo chứng minh rằng hiệu suất tần số tối ưu của hệ thống là gần bằng với hệ thống sử dụng thông tin kênh truyền đầy đủ.

Trong các bài báo kể trên, ngoại trừ bài báo [49], đều điều chỉnh mức điều chế theo tỷ số tín hiệu của kênh truyền thứ cấp mà bỏ qua kênh truyền can nhiễu. Tuy nhiên, trong thực tế, kênh truyền can nhiễu đóng vai trò quan trọng trong tỷ số tín hiệu trên nhiễu tại máy thu thứ cấp. Trong luận án này, nghiên cứu sinh đề xuất áp

dụng kỹ thuật truyền thích nghi cho mạng vô tuyến nhận thức dạng nền để cải thiện hiệu năng của hệ thống trong đó xem xét đến kênh truyền can nhiễu từ nút phát thứ cấp đến nút thu sơ cấp trong tỷ số tín hiệu trên nhiễu của hệ thống thứ cấp và đồng thời đề xuất và giải bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần của hệ thống thứ cấp dạng nền. Để đánh giá hiệu năng của hệ thống, nghiên cứu sinh phân tích các tham số hiệu năng hệ thống bao gồm: xác suất của mỗi chế độ truyền, xác suất dừng, hiệu suất phổ tần và xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống ở kênh truyền fading Rayleigh.

Kết quả đạt được

- **Một** là đã đề xuất kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp toàn phần cho mạng vô tuyến nhận thức thứ cấp và đề xuất phương pháp phân tích xác suất dừng dạng đóng (closed form) của hệ thống sử dụng kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp ở kênh truyền fading Rayleigh. Kết quả phân tích chỉ ra rằng xác suất dừng của hệ thống giảm đáng kể khi số nút chuyển tiếp trong giao thức lựa chọn tăng lên. Cụ thể số nút chuyển tiếp từ 1 đến 4 thì độ lợi SNR trung bình tăng xấp xỉ lần lượt là 9, 13, 15 dB tương ứng với OP mục tiêu là 10^{-5} . Các kết quả chỉ ra rằng hệ thống xem xét đạt được chế độ phân tập đầy đủ, tức là độ lợi phân tập bằng số nút chuyển tiếp trong truyền thông kết hợp.
- **Hai** là đã đánh giá được hệ thống truyền thông phân tập đa chặng sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF) ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức hoạt động dựa trên giao thức dạng nền (underlay). Đóng góp của nghiên cứu này là đã giải bài toán phân bổ tối ưu vị trí nút chuyển tiếp của mạng thứ cấp cho trường hợp tổng quát, thích hợp cả vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao lẫn thấp. Kết quả mô phỏng đã chứng minh ưu điểm của phương pháp phân bổ tối ưu vị trí các nút chuyển tiếp hiệu quả hơn so với phương pháp chia đều khoảng cách hoặc chọn khoảng cách ngẫu nhiên của hệ thống truyền thông phân tập đa chặng ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức trong điều kiện ràng buộc mức can nhiễu và công suất phát tối đa.

- **Ba** là đã ứng dụng mã hóa không gian thời gian Alamouti vào hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền và đánh giá được chất lượng của hệ thống mã hóa Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền: một chặng và nhiều chặng. Đây là đóng góp quan trọng vì đã đề xuất một phương pháp tính toán cho phép tính xác suất dừng OP và dung lượng Shannon trên kênh fading Rayleigh. Ưu điểm của phương pháp này là có thể mở rộng ra cho các kênh fading bất kỳ và cho trường hợp nhiều anten thu. Nghiên cứu sinh cũng đã tiến hành mô phỏng Monte Carlo để kiểm chứng tính chính xác của phương pháp đề xuất và chứng minh ưu điểm của mã không gian thời gian trong hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền.
- **Bốn** là đã ứng dụng điều chế thích ứng vào hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền và đề xuất phương pháp đánh giá hiệu năng của hệ thống ở kênh truyền fading. Kết quả là hiệu năng của hệ thống bao gồm: xác suất dừng, xác suất lỗi bit trung bình, hiệu suất phổ tần và xác suất của các chế độ truyền ở kênh truyền fading Rayleigh được biểu diễn ở dạng đóng. Dựa trên kết quả dạng đóng đạt được, nghiên cứu sinh cũng tối ưu hiệu suất phổ tần của hệ thống truyền thông nhận thức dạng nền có sử dụng truyền thích nghi. Phương pháp này là tổng quát và có thể áp dụng cho các mô hình kênh khác, ví dụ Rician và Nakagami- m . Các kết quả mới này là những kết quả cơ bản để phát triển các bài toán, ví dụ: (1) Áp dụng và khảo sát hiệu năng của kỹ thuật truyền thích nghi vào hệ thống truyền thông nhận thức dạng nền và (2) áp dụng và khảo sát hiệu năng của kỹ thuật truyền thích nghi vào hệ thống MIMO.

BỘ CỤC LUẬN ÁN

Luận án được cấu trúc bao gồm phần mở đầu, 04 chương và kết luận, kiến nghị nghiên cứu tiếp theo.

Phần mở đầu: Tập trung làm rõ những lý do cơ bản để lựa chọn đề tài, xác định rõ mục tiêu, đối tượng, phạm vi và phương pháp nghiên cứu của đề tài.

Chương 1: Tổng quan về vô tuyến nhận thức và truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức. Chương này làm rõ các khái niệm vô tuyến nhận thức và truyền thông kết hợp; giải quyết câu hỏi tại sao lại sử dụng truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức, phân tích ưu nhược điểm của vô tuyến nhận thức và truyền thông kết hợp. Đồng thời trình bày các mô hình truyền thông kết hợp cơ bản và truyền thông kết hợp với nhiều nút chuyển tiếp.

Chương 2: Đánh giá mô hình truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền. Trong chương này trình bày hai kết quả trong hai công trình đã được công bố (1, 3) đó là:

Đánh giá xác suất dừng dạng đóng của mô hình hệ thống truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức chuyển tiếp AF dạng nền trên kênh fading Rayleigh độc lập và không đồng dạng;

Tối ưu hiệu năng của mô hình hệ thống truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức chuyển tiếp DF dạng nền.

Chương 3: Đánh giá mô hình hệ thống mã hóa Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền: một chặng và nhiều chặng. Trong chương này trình bày kết quả công trình công bố số 2.

Chương 4: Đánh giá mô hình hệ thống điều chế thích nghi trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền. Xây dựng và giải bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần. Trong chương này trình bày kết quả công trình công bố số 4.

Phần kết luận và kiến nghị của luận án sẽ trình bày những kết quả mới được công bố trong các công trình và ý nghĩa của các kết quả mới đó; đồng thời đề xuất các hướng nghiên cứu tiếp theo của luận án.

CHƯƠNG 1 GIỚI THIỆU VỀ VÔ TUYẾN NHẬN THỨC VÀ TRUYỀN THÔNG CHUYÊN TIẾP KẾT HỢP

1.1 GIỚI THIỆU

Chương này trình bày tổng quan những vấn đề cơ bản về vô tuyến nhận thức, truyền thông chuyên tiếp kết hợp và sự kết hợp truyền thông kết hợp với vô tuyến nhận thức. Phần cuối của chương rút ra một số nhận xét đề xuất hướng nghiên cứu nhằm cải thiện hiệu suất sử dụng phổ tần mà vẫn đảm bảo chất lượng dịch vụ QoS.

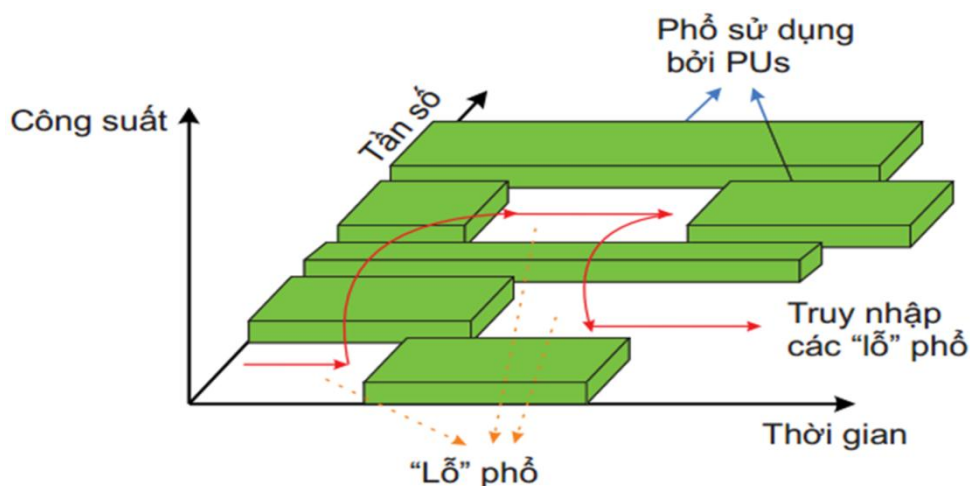
1.2 VÔ TUYẾN NHẬN THỨC

1.2.1 Sự cần thiết ra đời vô tuyến nhận thức

Theo báo cáo đo đạc thực địa của rất nhiều nhóm nghiên cứu trên thế giới và Việt Nam, ví dụ như tại Châu Âu [53], Mỹ [54], Đức [55-58], Anh [59], Nhật Bản [60], Tây Ban Nha [61, 62], Trung Quốc [63, 64], New Zealand, Hà Lan [65], Singapore [66], Malawi và Zambia [67], Rumania [68], Ấn Độ [69], Colombia [70] và Qatar [71], Philipin [72], Malaysia [73] và Việt Nam [74], thì mức độ chiếm dụng tần số theo thời gian và địa điểm luôn luôn nhỏ hơn 50% ngoại trừ phổ tần số dành cho thông tin di động và dành cho quảng bá (Tivi và FM radio).

Gần đây các nhà khoa học định nghĩa những khoảng tần số không được sử dụng là *khoảng trắng hay hố phổ*:

Hình 1.1 trình diễn lỗ phổ theo thời gian, tần số và công suất. Việc sử dụng các lỗ phổ này khó khăn ở chỗ là những hố phổ này không cố định mà thay đổi liên tục ứng với sự thay đổi của nhu cầu sử dụng của hệ thống sơ cấp.



Hình 1.1 Lỗ hoặc “hố” phổ

Do vậy nhu cầu bức thiết đặt ra đối với nền viễn thông thế giới là cho ra đời một hệ thống vô tuyến nhận thức¹ có khả năng sử dụng những khoảng trống trong dải tần số. Sự xuất hiện của vô tuyến nhận thức cho phép giải quyết được những khó khăn trong việc sử dụng hiệu quả tài nguyên tần số vô tuyến.

1.2.2 Khái niệm vô tuyến nhận thức

Vô tuyến nhận thức là một mô hình mới mà có khả năng tự nhận thức các thực thể, rất nhạy cảm với thay đổi trong môi trường xung quanh và nó có khả năng tương tác với môi trường một cách thích nghi để tự cấu hình hay tái thiết lập mạng, đây là ý tưởng kỹ thuật hoàn toàn mới đối với các nghiên cứu tại Việt Nam. Cho đến nay có rất nhiều định nghĩa khác nhau về vô tuyến nhận thức như:

Theo FCC [75]: Vô tuyến nhận thức là một hệ thống có khả năng nhận biết môi trường xung quanh và điều chỉnh các tham số hoạt động của nó để tối ưu hoá hệ thống dưới dạng: tối đa băng thông, giảm can nhiễu, truy nhập phổ tần động.

Định nghĩa do giáo sư Simon Hayskin - cha đẻ của vô tuyến nhận thức [76]: vô tuyến nhận thức là một hệ thống truyền thông không dây thông minh có khả năng

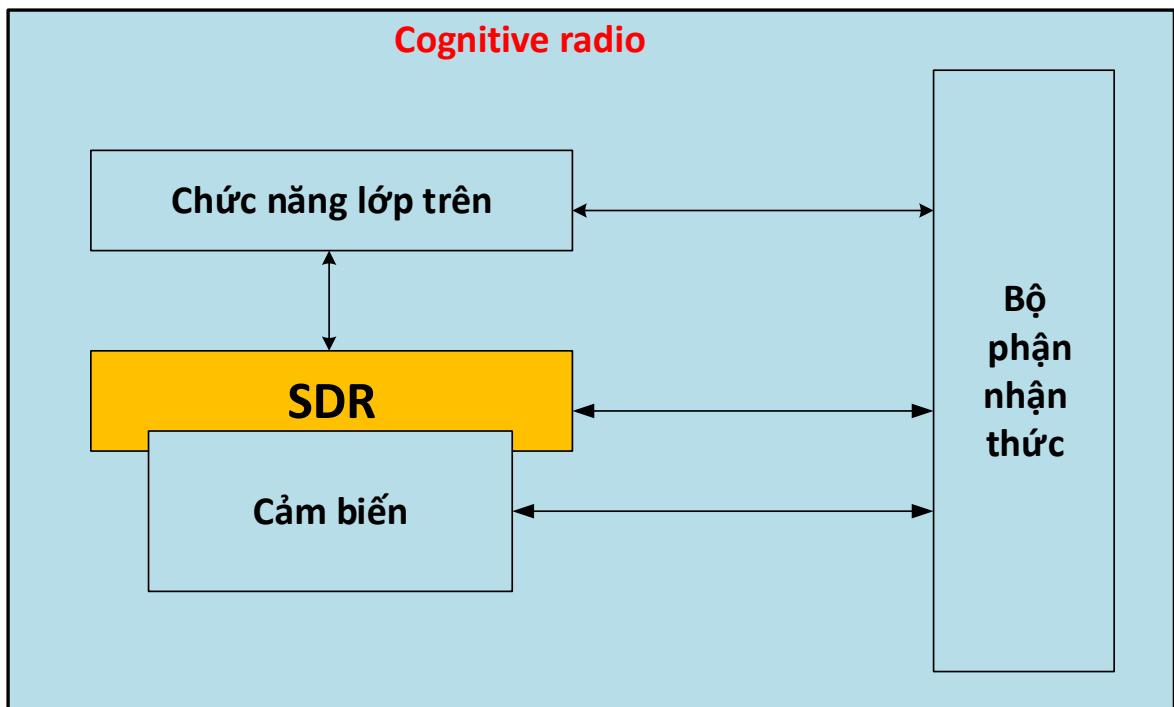
¹ Một số tài liệu còn gọi là vô tuyến khả tri.

nhận biết được môi trường xung quanh và từ môi trường nó sẽ thích nghi với sự thay đổi của môi trường bằng cách thay đổi các thông số tương ứng (công suất truyền, tần số sóng mang, phương pháp điều chế) trong thời gian thực với hai vấn đề chính: i) truyền thông với độ tin cậy cao bất cứ khi nào và bất cứ nơi đâu và ii) sử dụng hiệu quả phổ vô tuyến

Theo IEEE: “Vô tuyến nhận thức là hệ thống phát/nhận tần số vô tuyến mà được thiết kế để thông minh phát hiện một khoảng phổ đang sử dụng hay không, và nhảy (hoặc thoát khỏi nếu cần thiết) rất nhanh qua một khoảng phổ tạm thời không sử dụng khác, nhằm không gây nhiễu cho các hệ thống được cấp phép khác.

1.2.3 Mối quan hệ giữa vô tuyến thông minh (Software Defined Radio) và vô tuyến nhận thức

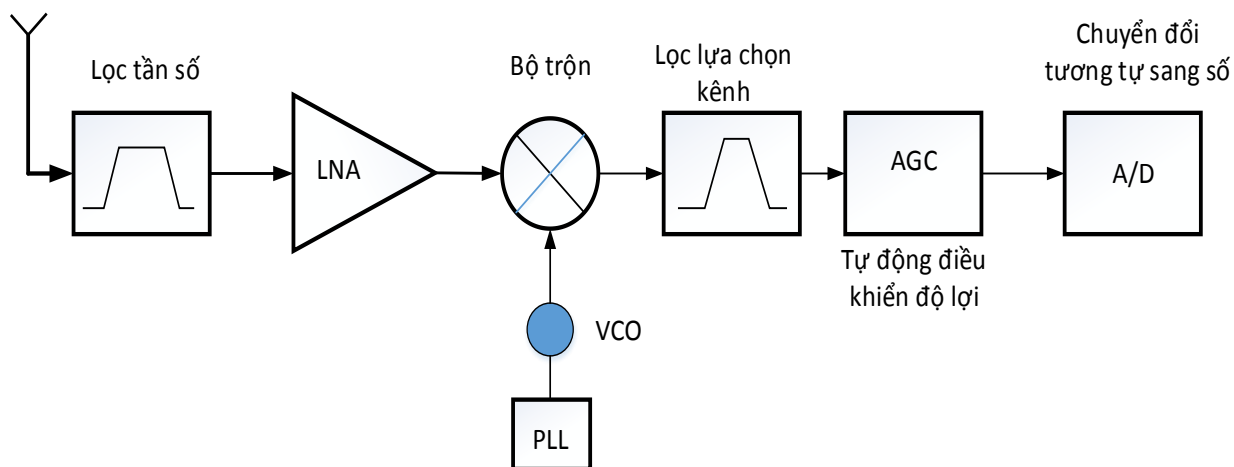
Vô tuyến thông minh cung cấp một chức năng vô tuyến rất linh hoạt bằng cách tránh sử dụng các bộ phận và mạch tương tự cố định. Trong khi đó, vô tuyến nhận thức như định nghĩa ở trên là hệ thống vô tuyến có khả năng nhận biết môi trường xung quanh và điều chỉnh các tham số truyền và phát để tối ưu hiệu năng hệ thống. Do đó, vô tuyến nhận thức cần dựa trên vô tuyến thông minh để phát triển. Hay nói cách khác, vô tuyến thông minh chính là công nghệ lõi của vô tuyến nhận thức. Hình 1.2 trình bày mối quan hệ giữa vô tuyến thông minh và vô tuyến nhận thức trong đó hệ thống vô tuyến nhận thức bao gồm bộ phận nhận thức, vô tuyến thông minh, và một số thành phần chức năng khác như cảm biến để tạo nên hệ thống.



Hình 1.2 Mối quan hệ giữa vô tuyến thông minh và vô tuyến nhận thức

1.2.4 Kiến trúc vật lý của vô tuyến nhận thức

Bộ phận chính của hệ thống thu phát vô tuyến nhận thức gồm hai phần là phần cao tần (RF front end), như trình bày ở Hình 1.3, và phần xử lý băng gốc (baseband processing unit). Hai bộ phận đều có thể được tái cấu hình thông qua đường điều khiển (control) nhằm thích nghi với các điều kiện thay đổi liên tục của môi trường. Phần xử lý băng gốc tương tự như các hệ thống thu phát bình thường. Ưu điểm nổi trội của phần đầu cao tần trong hệ thống vô tuyến nhận thức là khả năng nhận biết rộng, có thể điều chỉnh đến bất cứ phần nào trong dải phổ rộng lớn. Hơn nữa phần cao tần có thể đo lường các thông tin phổ từ môi trường để phục vụ cho chức năng nhận biết phổ.



Hình 1.3 Sơ đồ khối phần vô tuyến của hệ thống vô tuyến nhận thức

Chức năng cụ thể của các khối trong RF Front-End như sau:

- **Bộ lọc cao tần (RF Filter):** Có tác dụng chọn lọc được khoảng băng thông mong muốn bằng cách cho tín hiệu qua bộ lọc thông dải.
- **Bộ khuếch đại nhiễu thấp (LNA-Low noise amplifier):** Bộ khuếch đại nhiễu thấp có tác dụng loại nhiễu tần số ảnh, khuếch đại nhiễu thấp tín hiệu ngõ vào của máy thu tới mức cần thiết để đổi tần, tăng độ nhạy máy thu. LNA thường có từ một đến ba tầng khuếch đại tuyến tính, có điều hướng chọn lọc tần số-băng thông tín hiệu mong muốn. Có tác dụng khuếch đại tín hiệu mong muốn đồng thời giảm tín hiệu nhiễu.
- **Bộ trộn tần (MIXER):** Tại bộ đổi tần thì tín hiệu thu được từ máy thu sẽ được trộn với tần số gốc được phát ra và chuyển tới dải băng gốc hay tần số trung tâm.

- **Bộ VCO (Voltage controlled oscillator):** Được biết đến như là bộ điều chỉnh tần số bằng điện áp, có tác dụng như bộ khóa pha giúp tần số ra ổn định.
- **Bộ lọc lựa chọn tần số (Channel selection filter):** Được dùng để chọn kênh mong muốn đồng thời loại bỏ kênh kế cận.
- **Bộ điều khiển độ lợi tự động (AGC - Automatic gain control):** Là hệ thống hồi tiếp điều chỉnh độ lợi máy thu dựa vào biên độ tín hiệu thu đồng thời mở rộng dải động, cho phép ta tăng hoặc giảm độ khuếch đại khi tín hiệu thu yếu hay mạnh bằng cách thay đổi điện áp phân cực.
- **Bộ vòng khóa pha (PLL - Phase locked loop):** Là hệ thống hồi tiếp vòng kín. Tín hiệu hồi tiếp được dùng để khóa tần số và pha của tín hiệu ra theo tần số và pha của tín hiệu vào.

1.2.5 Chức năng vô tuyến nhận thức

Hệ thống vô tuyến nhận thức có bốn chức năng chính. Đó là:

- ✚ **Nhận biết phổ:** cho phép người dùng thứ cấp (SU) phát hiện ra khoảng phổ trống và tận dụng những khoảng tần số này để truyền tín hiệu mà không ảnh hưởng đến hệ thống sơ cấp.
- ✚ **Quản lý phổ:** bao gồm hai chức năng nhỏ là phân tích phổ và quyết định phổ. Trong hệ thống vô tuyến nhận thức, người dùng thứ cấp sẽ phải quyết định khoảng phổ nào đáp ứng tốt nhất yêu cầu chất lượng dịch vụ (QoS) trong những khoảng phổ trống. Chia theo chức năng, quản lý phổ bao gồm:
 - **Phân tích phổ:** tính toán ước lượng dung lượng phổ và chất lượng những hố phổ tốt nhất. Một trong những nhiệm vụ quan trọng của chức năng phân tích phổ là tính toán ước lượng dung lượng phổ.

Tuy nhiên, ngoài dung lượng phổ ra còn cần phải lưu ý đến các yếu tố khác như thời gian trễ, tốc độ lỗi liên kết và thời gian chiếm giữ, cũng ảnh hưởng đến chất lượng dịch vụ. Hơn nữa trong quá trình tính toán ước lượng phổ còn phải cân nhắc đến nhiễu xuyên kênh và suy hao. Suy hao sẽ gia tăng khi tần số hoạt động tăng. Vì vậy, nếu công suất truyền của người dùng CR vẫn không đổi thì khoảng truyền của nó sẽ giảm ở tần số cao hơn, nhưng nếu tăng công suất truyền để bù suy hao thì kết quả là sẽ gây nhiễu cho người dùng khác. Cho đến nay, việc phân tích phổ và mô hình hóa của phổ trong hệ thống CR vẫn đang được phát triển. Tuy nhiên, để tìm ra được một khoảng phổ thích hợp cho nhiều ứng dụng khác nhau, đòi hỏi còn phải nghiên cứu nhiều về các dải phổ và kết nối tất cả các thông số đặc trưng của nó để đưa ra quyết định hợp lý. Một phương pháp ước lượng dung lượng phổ được đề cập là dựa vào băng thông và công suất truyền cho phép. Theo đó, dung lượng phổ sẽ được tính như sau:

$$C = B \log \left(1 + \frac{S}{N+I} \right), \quad (1.1)$$

trong đó B là băng thông, S là công suất tín hiệu nhận từ người dùng CR, N là công suất nhiễu của bộ nhận và I là công suất nhiễu xuyên kênh tại bộ nhận CR gây bởi sự truyền dẫn của các PU.

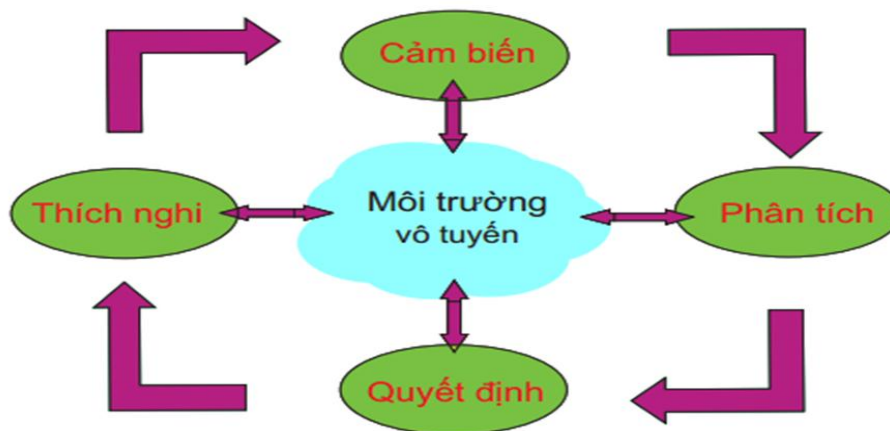
Trong hệ thống mạng CR dựa vào OFDM, dung lượng phổ có thể được ước lượng theo công thức sau:

$$C = \int_{\Omega} \log_2 \left(1 + \frac{G(f)S_0}{N_0} \right) df, \quad (1.2)$$

với Ω là tập hợp các vùng phổ không sử dụng, $G(f)$ là công suất khuếch đại tại tần số f , S_0 và N_0 là công suất của tín hiệu và nhiễu trên một đơn vị tần số.

- **Quyết định phổ:** quyết định lựa chọn dải phổ phù hợp thỏa mãn các yêu cầu chất lượng dịch vụ của hệ thống thức cấp.
- **Chia sẻ phổ:** chia sẻ phổ trong hệ thống vô tuyến nhận thức có thể được coi tương tự như quá trình điều khiển truy nhập chung. Khi các người dùng (hệ thống) thức cấp luôn cố gắng truy cập vào các dải phổ trống, do đó cần thiết phải điều phối các truy cập để tránh sự xung đột trong những phần phổ chồng lấn lên nhau.

Hình 1.4 trình bày chu kỳ cảm nhận phổ tần tương tác với môi trường vô tuyến với các chức năng nêu trên [77]:



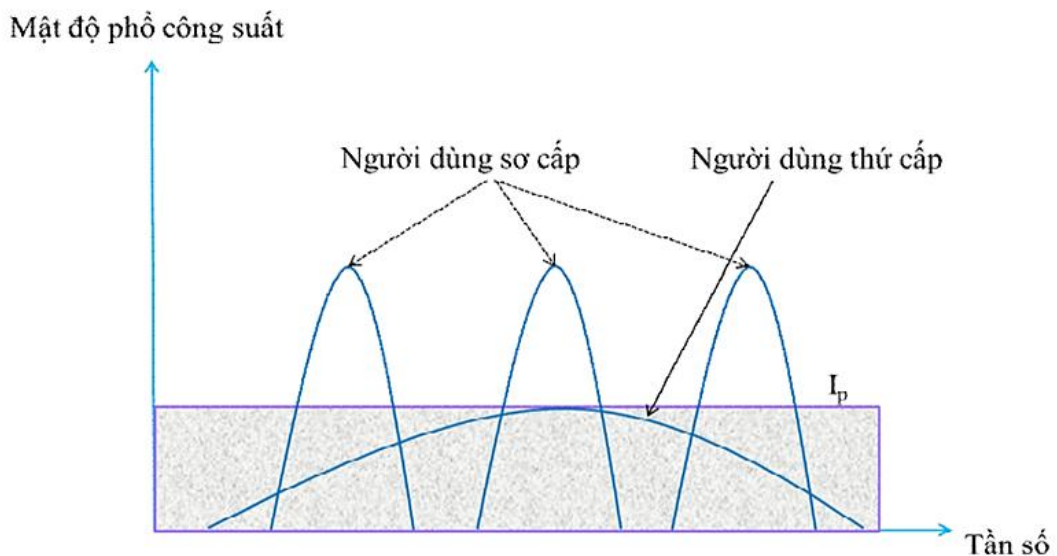
Hình 1.4 Chu kỳ cảm nhận phổ tần

1.2.6 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức

Theo nhóm nghiên cứu cùng với giáo sư Goldsmith [10], có ba loại mô hình cho mạng vô tuyến nhận thức, bao gồm dạng nền (underlay), dạng chồng chập (overlay) và dạng xen (interweave).

1.2.6.1 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng nền (underlay)

Trong mô hình vô tuyến nhận thức dạng nền, mạng thứ cấp và mạng sơ cấp hoạt động trên cùng một tần số trong đó máy phát thứ cấp phải điều chỉnh công suất phát sao cho công suất can nhiễu nhận tại máy thu sơ cấp phải nhỏ hơn một ngưỡng quy định trước, I_p . Hay nói cách khác, quá trình truyền nhận dữ liệu của hệ thống thứ cấp phải không được gây hại cho hệ thống sơ cấp. Do đó, vùng phủ sóng của mạng vô tuyến nhận thức dạng nền thường nhỏ. Một nhược điểm khác của mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng nền là máy phát thứ cấp cần phải biết thông tin kênh truyền lý tưởng (không trễ và không lỗi) của kênh truyền can nhiễu từ máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp có thể do hệ thống sơ cấp hồi tiếp về cho hệ thống thứ cấp. Tuy nhiên trong thực tế, thông tin kênh truyền này là có trễ và có lỗi dẫn đến thực tế rằng hệ thống thứ cấp không thể đảm bảo mức can nhiễu quy định tại máy thu sơ cấp [78].



Hình 1.5 Chia sẻ phổ tần trong mô hình dạng nền

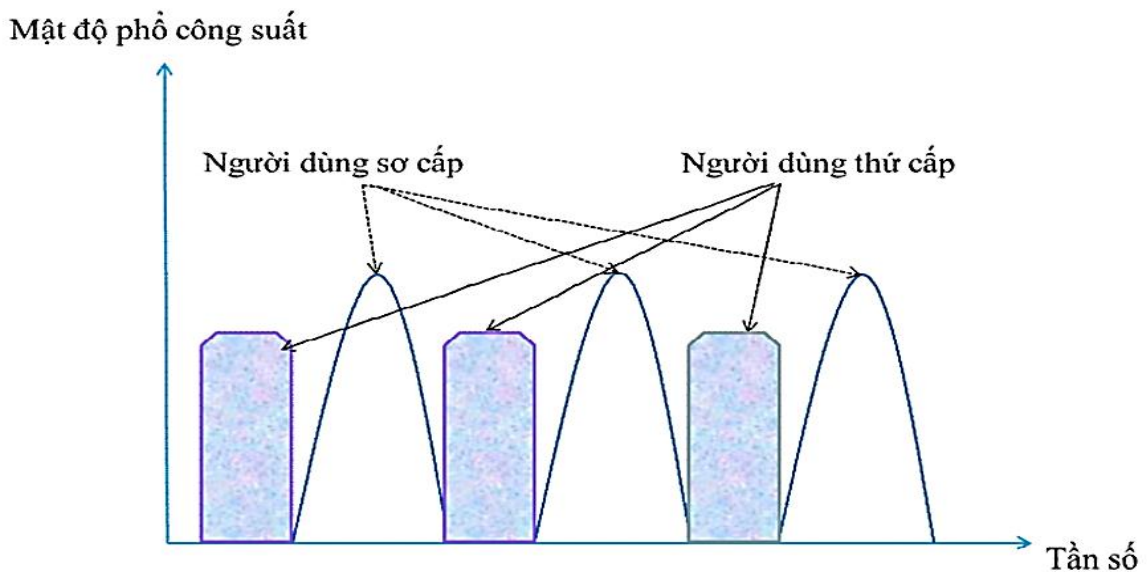
1.2.6.2 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng chồng chập (overlay)

Trong mô hình này, mạng sơ cấp và thứ cấp hoạt động trên cùng băng tần với giả định rằng hai mạng phải trao đổi thông tin và kết hợp lẫn nhau để loại bỏ/tránh can nhiễu giữa hai mạng bằng các kỹ thuật xử lý tín hiệu phức tạp, ví dụ dirty code

[10]. Một mô hình đơn cử là hệ thống thứ cấp có thể giúp hệ thống sơ cấp cải thiện hiệu năng dạng chuyển tiếp. Cho đến nay, mô hình mạng loại này vẫn đang được nghiên cứu và làm rõ do các giả sử và điều kiện cần thiết để triển khai mạng hoặc chưa thực tế và/hoặc chưa hợp lý.

1.2.6.3 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng đan xen (interweave)

Mô hình vô tuyến nhận thức dạng đan xen là mô hình hoạt động dựa trên khái niệm lỗ phổ dưới dạng không gian và thời gian như mô tả trong Hình 1.6, nghĩa là hệ thống thứ cấp sẽ phát dữ liệu nếu hệ thống phát hiện ra lỗ phổ và lỗ phổ này đảm bảo chất lượng dịch vụ yêu cầu của hệ thống. Do đó, mô hình này đòi hỏi hệ thống thứ cấp phải biết được thông tin hoạt động truyền phát của hệ thống sơ cấp. Hay nói cách khác, hệ thống thứ cấp phải dừng truyền nếu hệ thống sơ cấp truyền phát trở lại hạn chế gây can nhiễu cho hệ thống sơ cấp.



Hình 1.6 Chia sẻ phổ tần trong mô hình dạng chong chập

Nhược điểm của mô hình mạng loại này là khả năng đáp ứng thời gian thực do hoạt động của hệ thống thứ cấp hoàn toàn phụ thuộc vào hoạt động của hệ thống sơ cấp. Trong một số trường hợp, hệ thống thứ cấp không thể đảm bảo hoạt động khi mà hệ

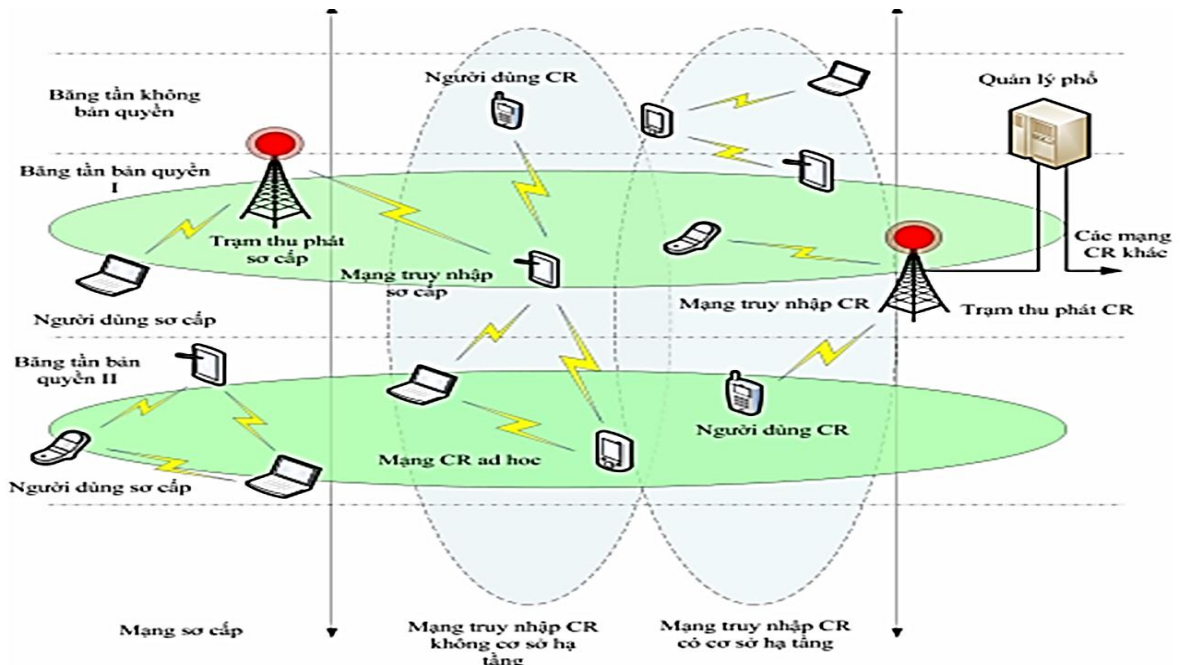
thống sơ cấp hoạt động liên tục. Do đó, việc kết hợp mô hình đan xen với mô hình dạng nền, còn gọi là mô hình lai, là một giải pháp hữu hiệu.

1.2.7 Cấu trúc mạng vô tuyến nhận thức

Theo [79], mạng vô tuyến nhận thức có thể tồn tại ở hai dạng có cấu trúc và không có cấu trúc.

Với dạng có cấu trúc, các phần tử mạng có thể giao tiếp với nhau thông qua trạm gốc (hoặc nút chủ) ở tần số bản quyền hoặc tần số không bản quyền. Trong mô hình mạng, có thể có phần tử quản lý phổ (Spectrum broker), giúp trao đổi thông tin tần số (lỗ phổ) giữa các hệ thống vô tuyến nhận thức.

Với dạng không có cấu trúc (ad-hoc networks), các phần tử mạng kết nối với nhau thông qua kết nối ad-hoc. Mô hình mạng không có cấu trúc thường được sử dụng trong mạng cảm biến, thu thập thông tin.

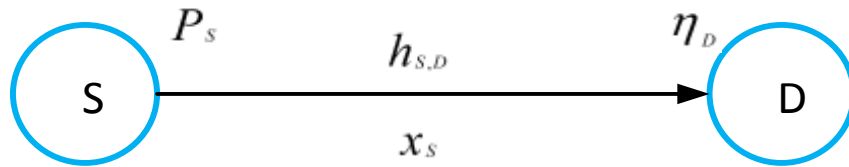


Hình 1.7 Cấu trúc mạng vô tuyến nhận thức [79]

1.3 MÔ HÌNH KÊNH CỦA HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG TRỰC TIẾP

1.3.1 Mô hình cơ bản

Xem xét kênh truyền trực tiếp giữa nút nguồn S và nút đích D như Hình 1.8. Với mô hình kênh này tín hiệu nhận được tại nút đích D do nút nguồn S phát có thể được xác định như trong [80]:



Hình 1.8 Mô hình kênh của hệ thống truyền thông trực tiếp.

$$y_{D,S} = \sqrt{P_s} h_{s,D} x_s + \eta_D, \quad (1.3)$$

ở đây P_s là công suất phát của nguồn S, $h_{s,D}$ là hệ số kênh truyền giữa nút nguồn S và nút đích D, x_s là tín hiệu phát bởi nút nguồn S, và η_D nhiễu Gaussian trắng cộng (AWGN) ở nút đích.

Thực chất, nhiễu Gaussian trắng cộng (AWGN) η_D sinh ra bởi nút đích và do nhiễu sinh ra trong quá trình truyền thông. Do đó, chúng ta có thể mô hình hóa η_D bằng một biến ngẫu nhiên phân bố Gaussian (RV) [80]-[81] với trung bình không và phương sai của nhiễu trắng (AWGN) tại máy thu là N_0 .

Trong những kênh vô tuyến, tín hiệu vô tuyến truyền trong môi trường bị tác động bởi nhiều yếu tố trước khi được đưa tới máy thu. Sự tác động này gây ra hiện tượng đa đường đây là nguyên nhân chính gây ra sự thay đổi mạnh tín hiệu tại đầu thu hay còn gọi là hiện tượng fading. Trong trường hợp khi mà không có đường tín hiệu trực tiếp từ nguồn đến đích (LOS) thì độ lớn hệ số kênh fading $|h_{s,D}|$ là phân bố Rayleigh [82]:

$$f_{|h_{s,d}|}(x) = \frac{2x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma^2}\right), \quad (1.4)$$

ở đây $\exp(\cdot)$ là hàm phân bố mũ [82], $f_{|h_{s,d}|}(x)$ là hàm mật độ xác suất (PDF) của $|h_{s,d}|$ với $x \geq 0$ và σ^2 phương sai của biến ngẫu nhiên (RV) $|h_{s,d}|$.

Từ (1.3) ta xác định được tỉ số tín hiệu trên tạp âm tức thời thu được ở nút đích có thể viết như sau:

$$\gamma_{s,d} = \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{N_0} \quad (1.5)$$

Chúng ta hãy biểu diễn $\varphi_{s,d}$ là độ lợi kênh truyền, nghĩa là, $\varphi_{s,d} = |h_{s,d}|^2$. Từ (1.4) cũng dễ dàng có được rằng $\varphi_{s,d}$ là biến ngẫu nhiên phân bố mũ với tham số $1/\sigma^2$:

$$f_{\varphi_{s,d}}(y) = \frac{1}{2\sqrt{y}} f_{|h_{s,d}|}(\sqrt{y}) = \frac{1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2}\right). \quad (1.6)$$

Từ (1.6), tương ứng ta cũng có hàm phân bố xác suất tích lũy CDF của y như sau:

$$F_{\varphi_{s,d}}(y) = 1 - \exp\left(-\frac{y}{\sigma^2}\right) \quad (1.7)$$

Chúng ta có thể mô hình hóa tham số $1/\sigma^2$ sử dụng mô hình suy hao đường truyền đơn giản như trong [74]:

$$\sigma^2 = d_{s,d}^{-\beta} \quad (1.8)$$

ở đây $d_{s,d}$ là khoảng cách giữa nút S và nút D, và β là hệ số suy hao đường truyền từ S đến D có giá trị thay đổi từ 2 tới 6 [20].

Rõ ràng từ (1.5) ta thấy $\gamma_{s,d}$ cũng là biến ngẫu nhiên phân bố mũ với hàm PDF và CDF tương ứng như sau:

$$f_{\gamma_{s,d}}(y) = \frac{N_0}{P_s \sigma^2} \exp\left(-\frac{N_0}{P_s \sigma^2} y\right); \quad (1.9)$$

$$F_{\gamma_{s,d}}(y) = 1 - \exp\left(-\frac{N_0}{P_s \sigma^2} y\right). \quad (1.10)$$

1.3.2 Các kỹ thuật phân tập sử dụng trong mạng vô tuyến nhận thức

1.3.2.1 Các phương pháp tổ hợp phân tập

Kỹ thuật phân tập là kỹ thuật nhằm giảm xác suất fading sâu tức thời của các kênh con phân tập khác nhau. Cho đến nay, kỹ thuật phân tập được chia làm bốn loại cơ bản dựa trên kiểu tổ hợp tại bộ thu, độ phức tạp thực thi và mức thông tin trạng thái kênh được yêu cầu, cụ thể:

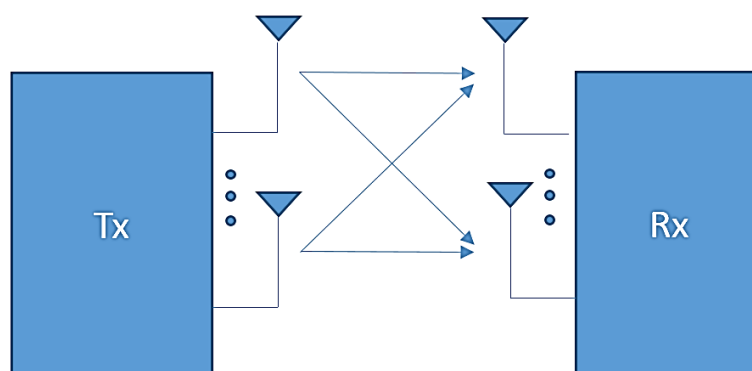
- Kết hợp lựa chọn (Selection Combining)
- Kết hợp chuyển mạch (Switching Combining)
- Kết hợp độ lợi cân bằng (Equal-Gain Combining)
- Kết hợp tỉ số cực đại (Maximal Ratio Combining)

Nguyên tắc hoạt động và hiệu năng của các kỹ thuật phân tập được đề cập cụ thể ở các tài liệu [20, 83].

1.3.3 Kỹ thuật MIMO (Multi-Input Multi Output)

1.3.3.1 Khái niệm MIMO

Định nghĩa: MIMO là công nghệ truyền thông không dây, trong đó cả máy phát và máy thu đều sử dụng nhiều anten như Hình 1.9, để tối ưu hóa tốc độ truyền và nhận dữ liệu và đồng thời cải thiện hiệu năng hệ thống vô tuyến [84]. Cho đến nay, công nghệ MIMO đã được áp dụng trong hầu hết các chuẩn vô tuyến thế hệ mới, ví dụ LTE [85], 802.11, 802.21 [86].



Hình 1.9 Hệ thống multi-input multi-output (MIMO)

1.3.3.2 Ưu nhược điểm của kỹ thuật MIMO

Việc sử dụng nhiều anten trong hệ thống MIMO cho phép: i) cải thiện hiệu năng dưới dạng độ lợi phân tập của hệ thống và ii) nâng cao dung lượng của hệ thống (truyền nhiều luồng dữ liệu) [87]. Tuy nhiên, nhược điểm của hệ thống MIMO là khoảng cách vật lý giữa các anten phải đủ lớn để đảm bảo tính độc lập của các kênh truyền [88]. Bên cạnh đó, độ phức tạp của hệ thống và năng lượng tiêu thụ tăng lên tỷ lệ tuyến tính với số anten. Do đó, công nghệ MIMO khó áp dụng trong các thiết bị di động cầm tay và mạng cảm biến không dây với năng lượng và năng lực tính toán giới hạn.

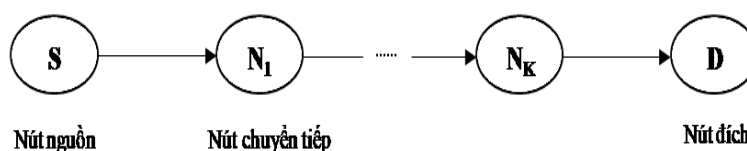
1.4 TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP

1.4.1 Truyền thông chuyển tiếp

Trong lĩnh vực truyền thông ngày nay, truyền thông vô tuyến là hình thức vô tuyến chiếm ưu thế, được người sử dụng ưu tiên lựa chọn. Nhưng để phát triển được các hệ thống này lại là một thách thức đối với các nhà khoa học cũng như các nhà thiết kế hệ thống. Một trong những thách thức lớn nhất đó là phải giải quyết được bài toán về khoảng cách truyền tin trong môi trường vô tuyến fading đa đường.

Hệ thống truyền thông chuyển tiếp ra đời với những ưu điểm như một giải pháp đầy hứa hẹn trong truyền thông vô tuyến [25, 89-91]. Nếu khoảng cách truyền từ

nguồn phát đến đích thu là xa, công suất của các máy phát không thể phát tới được hoặc nếu phát tới được thì gây ảnh hưởng đến các hệ thống khác thì hệ thống truyền thông chuyển tiếp có thể giải quyết vấn đề này. Bởi vì, hệ thống truyền thông chuyển tiếp thường bao gồm một nút nguồn, một nút đích và một số nút trung gian được bố trí một cách phù hợp giữa nút nguồn và nút đích, các nút này được gọi là các nút chuyển tiếp (relay). Nhiệm vụ của nút chuyển tiếp là thu tín hiệu từ nút liền kề trước nó, xử lý tín hiệu và chuyển tiếp tín hiệu đã xử lý đến nút kế tiếp cho đến khi tín hiệu được truyền đến nút đích. Mô hình của hệ thống truyền thông chuyển tiếp được thể hiện như sau:



Hình 1. 10 Mô hình hệ thống truyền thông chuyển tiếp đa chặng

Với nguyên lý hoạt động như vậy, sử dụng hệ thống truyền thông chuyển tiếp để truyền tin cho phép ta chia khoảng cách truyền lớn thành các khoảng cách truyền nhỏ hơn làm cho vùng phủ sóng của hệ thống sẽ rộng hơn mà không cần đòi hỏi máy phát tín hiệu có công suất quá lớn, trong khi thiết kế máy phát công suất lớn sẽ rất khó thực hiện hơn so với thiết kế các nút chuyển tiếp. Nếu sử dụng các trạm lặp thay vì các nút chuyển tiếp chi phí sẽ thấp hơn nhưng trạm lặp không làm tăng dung lượng mạng, việc sử dụng nhiều trạm lặp làm tăng nhiễu đồng kênh, trong khi truyền tin qua các nút chuyển tiếp sẽ khắc phục được những vấn đề trên và không gây ảnh hưởng lên các hệ thống vô tuyến khác.

Như vậy, thực hiện truyền tin với hệ thống truyền thông chuyển tiếp sẽ tăng cường phạm vi vùng phủ sóng vô tuyến, cải thiện chất lượng dịch vụ, giảm giá thành triển khai mạng ... [25, 89, 90, 92]. Hệ thống truyền thông chuyển tiếp đa chặng đã được ứng dụng để xây dựng các mạng như mạng ad-hoc, mạng cảm biến, mạng tổ ong và hiện nay đã và đang xem xét tích hợp trong các mạng vô tuyến thế hệ sau như

WIMAX, 802.16e, Mặc dù kỹ thuật truyền thông chuyển tiếp đa chặng có nhiều ưu điểm được nêu như trên, nhưng nhược điểm cố hữu của nó là:

- Độ ổn định không cao.
- Không cung cấp độ lợi phân tập.
- Độ trễ xử lý (giữa các nút chuyển tiếp) cao.
- Hiệu suất phổ tần (spectral efficiency) không cao.

Do vậy, khi nghiên cứu xây dựng hệ thống truyền thông chuyển tiếp đa chặng người ta thường kết hợp với các kỹ thuật khác như kỹ thuật phân tập, kỹ thuật tái sử dụng tần số hoặc các kỹ thuật xử lý tín hiệu tại các nút chuyển tiếp để nâng cao chất lượng hệ thống. Về cơ bản có hai kỹ thuật xử lý tín hiệu tại các nút chuyển tiếp trong hệ thống truyền thông đa chặng đó là:

- Khuếch đại và chuyển tiếp (amplify-and-forward).
- Giải mã và chuyển tiếp (decode-and-forward).

1.4.2 Kỹ thuật MIMO ảo (Hay còn gọi là truyền thông kết hợp)

1.4.2.1 Lý do ra đời MIMO ảo

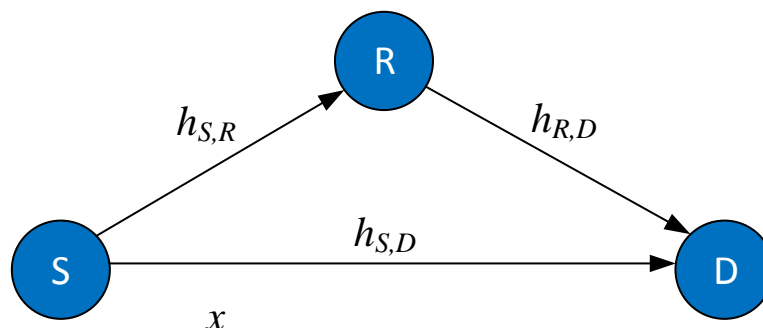
Như đã đề cập ở Mục 1.3.3, công nghệ MIMO khó áp dụng trong các thiết bị di động cầm tay và mạng cảm biến không dây với năng lượng và năng lực tính toán giới hạn. Vào năm 2007, Laneman và cộng sự tại MIT đã phát triển kỹ thuật truyền thông kết hợp (còn gọi là MIMO ảo) cho phép các nút mạng đơn anten có thể kết hợp với nhau để tăng độ lợi phân tập như kỹ thuật MIMO [93].

1.4.2.2 Khái niệm MIMO ảo

Hệ thống cho phép các đầu cuối di động chỉ sử dụng một anten duy nhất trong môi trường đa người dùng, có thể chia sẻ và sử dụng chung anten với nhau, tạo ra một bộ phát gồm nhiều anten ảo để đạt được sự phân tập không gian như hệ thống

MIMO. Hệ thống như vậy gọi là truyền thông kết hợp hay là hệ thống MIMO ảo [94].

Mô hình hệ thống



Hình 1.11 Mô hình cơ bản của hệ thống truyền thông kết hợp

Mô hình cơ bản của hệ thống truyền thông kết hợp bao gồm một nút nguồn (S), một nút chuyển tiếp (R) và một nút đích (D). Hệ thống hoạt động với hai khe thời gian trực giao, tuy nhiên có thể áp dụng cho các kênh truyền trực giao tần số và mã. Trong khe thời gian đầu, nút nguồn truyền quảng bá dữ liệu và dữ liệu này được nhận bởi nút chuyển tiếp và nút đích. Trong khe thời gian thứ 2, nút chuyển tiếp chuyển tiếp dữ liệu mà nó nhận được đến nút đích.

Để chuyển tiếp dữ liệu về nút đích, nút chuyển tiếp có hai kỹ thuật xử lý tín hiệu, bao gồm: khuếch đại-và-chuyển tiếp và giải mã-và-chuyển tiếp. Để tăng độ lợi phân tập cho hệ thống, nút đích sử dụng kỹ thuật phân tập thu, ví dụ maximal-ratio combining [95], để kết hợp tín hiệu trực tiếp từ nút nguồn và tín hiệu gián tiếp từ nút chuyển tiếp. Do tín hiệu được truyền trên hai đường độc lập với nhau nên xác suất để cả hai kênh truyền cùng ở trạng thái fading sâu là rất thấp. Chính vì lý do đó mà chất lượng truyền dẫn của hệ thống truyền thông kết hợp sẽ được cải thiện đáng kể so với các hệ thống thông thường.

Ngoài ra, hệ thống truyền thông kết hợp có thể phân loại và mở rộng ra các loại hình sau:

- Chuyển tiếp có lựa chọn [93]
- Chuyển tiếp gia tăng [96]

- Lựa chọn nút chuyển tiếp: lựa chọn nút chuyển tiếp từng phần [97] và lựa chọn nút chuyển tiếp tối ưu [98].

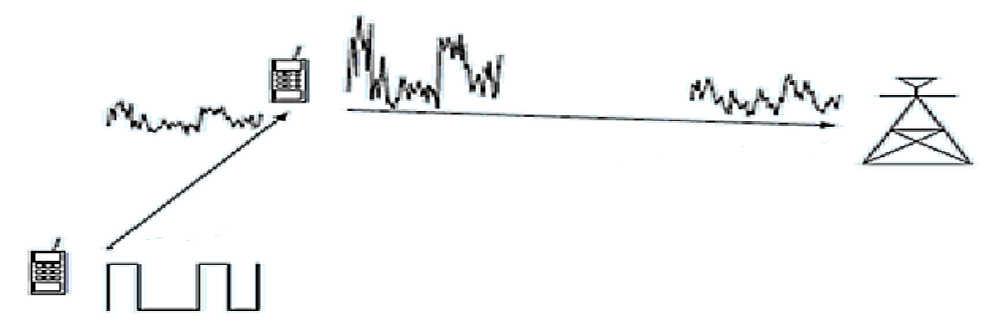
1.4.2.3 Một số kỹ thuật xử lý tín hiệu trong truyền thông kết hợp

Như đã đề cập ở trên, tại nút chuyển tiếp có hai kỹ thuật xử lý tín hiệu cơ bản để chuyển tiếp tín hiệu, đó là: khuếch đại và chuyển tiếp (amplify-and-forward - AF) và giải mã - và - chuyển tiếp (decode-and-forward - DF) [6].

Kỹ thuật amplify-and-forward là kỹ thuật mà nút chuyển tiếp chỉ đơn giản khuếch đại và sau đó chuyển tiếp tín hiệu mà nó nhận được từ nút nguồn về nút đích, còn kỹ thuật decode-and-forward thì nút chuyển tiếp thực hiện quy trình như sau: giải điều chế, điều chế lại, và chuyển tiếp tín hiệu từ nút nguồn về nút đích.

Hiện nay, có rất nhiều mô hình mạng vô tuyến sử dụng kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp (AF) cũng như kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF) (xem [93, 99-101]). Sau đây chúng ta xem xét nguyên lý cơ bản của kỹ thuật AF và DF để có cơ sở cho nghiên cứu, minh họa ở các phần tiếp theo.

Khuếch đại và chuyển tiếp.



Hình 1.12 Kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp

Khuếch đại và chuyển tiếp hay còn gọi chuyển tiếp tương tự (*analog relaying*) là một phương thức chuyển tiếp tín hiệu đơn giản. Như tên gọi của nó, trong phương thức này, nút chuyển tiếp chỉ đơn giản khuếch đại tín hiệu mà nó được trước khi chuyển tiếp về nút tiếp theo. Gọi h_1 và h_2 là hệ số kênh truyền của chặng 1 và chặng 2, hệ thống khuếch đại và chuyển tiếp có thể được mô hình hóa như sau:

$$\begin{aligned}
 y_r &= \sqrt{P_s} h_1 x + n_r \\
 y_d &= \sqrt{P_r} h_2 G y_r + n_d,
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

trong đó y_r và y_d là tín hiệu nhận tương ứng tại nút chuyển tiếp và nút đích; x là tín hiệu điều chế; P_s và P_r lần lượt là công suất phát của nút nguồn và nút chuyển tiếp; và n_r và n_d là mẫu nhiễu trắng tại nút chuyển tiếp và nút đích. Ở đây, G là hệ số khuếch đại và nhiệm vụ của nó là đảm bảo công suất phát của nút chuyển tiếp không phụ thuộc vào tín hiệu mà nó nhận được. Do đó, ta dễ dàng tính được G theo công thức sau:

$$G = \sqrt{\frac{1}{P_s |h_1|^2 + N_0}},
 \tag{1.12}$$

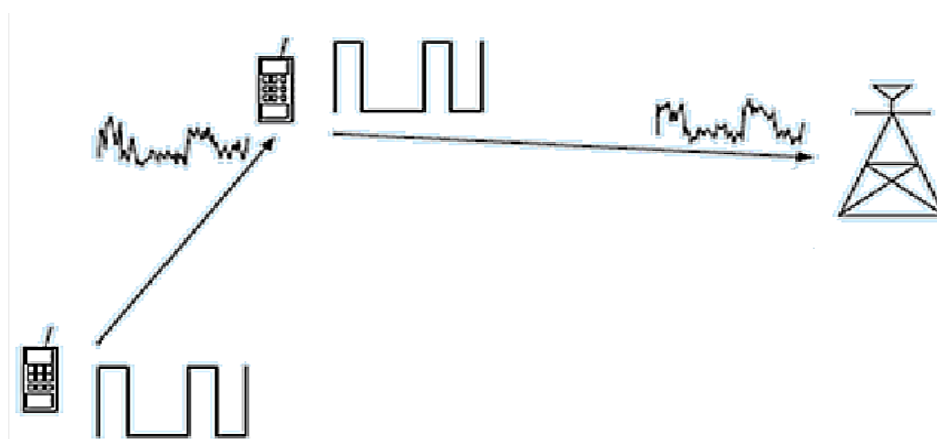
trong đó N_0 là phương sai của nhiễu trắng.

Quan sát công thức (1.12), ta nhận thấy rằng để tính được hệ số khuếch đại G ta cần phải biết thông tin của h_1 . Trong một số hệ thống mạng vô tuyến đơn giản, như mạng cảm biến, việc đòi hỏi thông tin kênh truyền sẽ tăng độ phức tạp phần cứng cũng như công suất tiêu tán. Do đó, để đơn giản hóa việc tính toán G , Hasna đã đề xuất khái niệm G cố định (fixed G) [8], cụ thể G sẽ được tính toán dựa vào giá trị trung bình của h_1 thay vì h_1 :

$$G = \sqrt{\frac{1}{P_s E\{|h_1|^2\} + N_0}},
 \tag{1.13}$$

trong đó $E\{.\}$ là phép toán kỳ vọng thống kê.

Giải mã và chuyển tiếp



Hình 1.13 Kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp

Kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp còn gọi là chuyển tiếp số (*Digital Relaying*) đã được Sendonaris nghiên cứu và đề xuất từ năm 2003, là cơ sở cho các hoạt động nghiên cứu gần đây trong lĩnh vực này [102, 103]. Xem xét hệ thống gồm hai chặng, thuật toán giải mã và chuyển tiếp được mô tả ngắn gọn như sau: trong khoảng thời gian thứ nhất, nút nguồn phát tín hiệu của nó đến nút đích và nút chuyển tiếp. Trong khoảng thời gian thứ hai, nút chuyển tiếp thực hiện giải điều chế và giải mã tín hiệu nhận được từ nút nguồn, sau đó mã hóa lại và phát lại tín hiệu tới nút đích.

1.4.2.4 So sánh kỹ thuật chuyển tiếp AF và DF

Về mặt kỹ thuật, kiểu AF đơn giản hơn nhưng nó đòi hỏi nút chuyển tiếp có nhiều bộ nhớ để lưu trữ các mẫu tín hiệu thu trước khi khuếch đại và chuyển tiếp. Trong khi đó, kiểu DF lại có ưu điểm là thích hợp cho các hệ thống số có sử dụng mã hóa. Tuy nhiên, tại vùng tỷ số tín hiệu trên nhiễu cao tại máy thu đầu cuối thì hiệu năng của hệ thống dùng hai kiểu xử lý tín hiệu này là hoàn toàn như nhau [90].

1.5 TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC

1.5.1 Phân tích ưu và nhược điểm của truyền thông kết hợp

Hệ thống truyền thông kết hợp có những ưu điểm và khuyết điểm như sau:

* Ưu điểm

- Cải thiện độ lợi phân tập (hiệu năng) cho hệ thống đơn anten, đặc biệt là đường truyền hướng lên (Uplink)
- Mở rộng vùng phủ mà không tăng công suất phát
- Hạn chế can nhiễu cho các hệ thống đơn anten

* Nhược điểm

- Hiệu suất sử dụng phổ tần (spectral efficiency) thấp do việc sử dụng nhiều khe thời gian để truyền một khung dữ liệu
- Độ phức tạp tại nút đích cao do việc sử dụng bộ phân tập kết hợp.

1.5.2. Ưu điểm của vô tuyến nhận thức

- Hiệu suất sử dụng phổ tần có thể được cải thiện đáng kể (tăng mức độ chiếm dụng phổ tần theo thời gian, tần số và không gian).
- Cho phép triển khai các dịch vụ vô tuyến mới trong những băng tần có mức độ chiếm dụng hay hiệu suất thấp.

1.5.3 Mô hình kết hợp truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức.

Mô hình kết hợp truyền thông kết hợp và vô tuyến nhận thức sẽ tận dụng ưu điểm của hai công nghệ và đồng thời loại bỏ các nhược điểm. Cụ thể, mạng vô tuyến nhận thức có thể hưởng lợi từ truyền thông kết hợp ít nhất ở hai khía cạnh:

Thứ nhất: Các nút trong mạng thứ cấp có thể kết hợp và chia sẻ với nhau thông tin nhận dạng tần số trống của mạng sơ cấp từ đó cải thiện chất lượng hoạt động nhận dạng (thể hiện dưới xác suất dò ra tần số đang rỗi của các mạng sơ cấp).

Thứ hai: Chất lượng của mạng sơ cấp và thứ cấp có thể được cải thiện hơn bằng cách sử dụng kỹ thuật truyền thông kết hợp. Ví dụ là truyền thông giữa node nguồn và node đích trong mạng sơ hoặc thứ cấp có thể được hỗ trợ bởi các node relay sơ cấp.

Tuy nhiên, việc kết hợp công nghệ vô tuyến nhận thức và truyền thông kết hợp đã thay đổi hoàn toàn các khái niệm kỹ thuật cũng như các quy trình thiết kế như trong mạng vô tuyến truyền thống, đặc biệt là ở ba lớp vật lý, lớp MAC (Media Access Control) và lớp mạng. Do đó, việc thiết kế một mạng vô tuyến nhận thức dựa trên truyền thông kết hợp phù hợp với các mô thức mạng trong thực tế và tận dụng được các ưu điểm là một vấn đề nghiên cứu hoàn toàn mới và nhiều thử thách. Bên cạnh đó, để đảm bảo được chất lượng dịch vụ mà mạng cung cấp, áp dụng các kỹ thuật tiên tiến ở lớp vật lý như kỹ thuật MIMO, truyền thích nghi, và truyền thông đa chặng, là cần thiết. Tuy nhiên, khả năng và cách thức áp dụng các kỹ thuật này cũng như hiệu năng tương ứng của mạng sẽ như thế nào cho đến nay vẫn là những câu hỏi mở và trả lời cho những câu hỏi đó cũng là mục tiêu chính của luận án.

1.6 KẾT LUẬN CHƯƠNG 1

Chương 1 đã trình bày những vấn đề cơ bản về vô tuyến nhận thức và truyền thông kết hợp. Đồng thời cũng đưa ra sự cần thiết khi kết hợp hai công nghệ vô tuyến nhận thức và truyền thông kết hợp.

CHƯƠNG 2 ĐỀ XUẤT VÀ ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÔ HÌNH TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP HIỆU QUẢ TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN

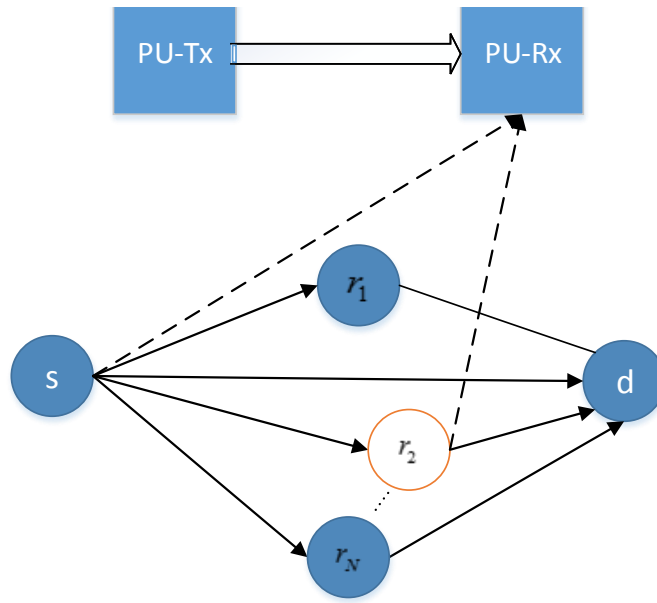
2.1 GIỚI THIỆU CHƯƠNG

Chương 2 gồm ba mục chính, bao gồm: Mục 2.1 là phần giới thiệu chung. Mục 2.2 là phần trình bày đề xuất mô hình mới áp dụng kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất cho hệ thống thứ cấp và đề xuất kỹ thuật phân tích để tính xác suất dừng của hệ thống. Phương pháp phân tích là mới và có thể áp dụng cho kênh Rayleigh đồng nhất và kênh không đồng nhất. Mục 2.3 là phần tối ưu hiệu năng của hệ thống chuyển tiếp dạng nền có xem xét công suất phát của máy phát thứ cấp ở dạng đầy đủ: ràng buộc công suất can nhiễu tối đa tại máy thu sơ cấp và công suất phát tối đa của máy phát thứ cấp. Để đánh giá hiệu năng hệ thống, biểu thức dạng đóng của xác suất dừng hệ thống ở dạng chính xác và dạng xấp xỉ ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu thấp và cao được thiết lập cho kênh truyền fading Rayleigh. Dựa vào các biểu thức xấp xỉ, nghiên cứu sinh xem xét và giải bài toán tối ưu vị trí của các nút chuyển tiếp thứ cấp với cả hai điều kiện ràng buộc. Các kết quả phân tích và mô phỏng Monte Carlo chứng minh rằng hệ thống thứ cấp với các nút chuyển tiếp tối ưu có thể đạt độ lợi đáng kể so với hệ thống với các nút chuyển tiếp ngẫu nhiên hay cách đều nhau.

2.2 MÔ HÌNH #1: TRUYỀN THÔNG KẾT HỢP LỰA CHỌN NÚT CHUYỂN TIẾP DẠNG NỀN AF TỐT NHẤT

2.2.1 Mô hình hệ thống đề xuất

Mô hình của hệ thống ta nghiên cứu gồm một nút nguồn thứ cấp (s), một nút đích thứ cấp (d) và N chuyển tiếp thứ cấp ký hiệu lần lượt r_1, \dots, r_N , cùng tồn tại với một cặp PU.



Hình 2.1 Mô hình hệ thống truyền thông kết hợp lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất dạng nền

Giả sử rằng các nút thứ cấp hoạt động trên mô hình dạng nền, trong đó công suất phát của các nút phát thứ cấp được giới hạn chặt chẽ để bảo vệ quá trình truyền thông của các mạng sơ cấp. Với sự giúp đỡ của các nút chuyển tiếp thứ cấp, tuyến truyền thông giữa các nút nguồn và đích thứ cấp được chia thành hai pha, gọi pha quảng bá và pha chuyển tiếp. Trong pha quảng bá, nút nguồn thứ cấp phát ký hiệu S với công suất:

$$P_s \leq \frac{I_p}{|h_{s,p}|^2} \quad (2.1)$$

trong đó I_p biểu thị cho mức nhiễu cho phép lớn nhất tại máy thu sơ cấp PU (p), $h_{s,p}$ là hệ số kênh truyền từ SU-Tx đến PU. Trong pha phát chuyển tiếp, do áp dụng giao thức lựa chọn nút chuyển tiếp tốt nhất nên chỉ nút chuyển tiếp tốt nhất (ký hiệu $r_{\mathcal{R}}$), tức là những đường truyền có SNR tương đương cao nhất sẽ được khuếch đại và phát chuyển tiếp tín hiệu thu được đến nút đích thứ cấp với công suất phát là:

$$P_r \leq \frac{I_p}{|h_{r,p}|^2}. \quad (2.2)$$

Chú ý rằng để nâng cao chất lượng truyền dẫn của hệ thống thứ cấp, các máy phát thứ cấp luôn sử dụng công suất cho phép lớn nhất, tức là

$$P_s = \frac{I_p}{|h_{s,p}|^2} \quad (2.3a)$$

và

$$P_{r_k} = \frac{I_p}{|h_{r_k,d}|^2}. \quad (2.3b)$$

Để chọn lựa nút chuyển tiếp tốt nhất, kỹ thuật phân bố định thời gần đúng được đề xuất bởi Bletsas có thể được sử dụng [104] trong đó nút chuyển tiếp được lựa chọn là nút có thời gian định thời về không trước. Với kỹ thuật này, thời gian định thời ở mỗi nút sẽ tỷ lệ nghịch với tỷ số tín hiệu trên nhiễu tương đương của hai chặng.

Gọi $h_{s,d}$, h_{s,r_k} , và $h_{r_k,d}$ lần lượt là hệ số kênh truyền cho đường truyền tương ứng từ $s \rightarrow d$, $s \rightarrow r_k$, và $r_k \rightarrow d$, SNR tức thời tương ứng của các kênh truyền được biểu diễn bởi

$$\gamma_0 = \frac{I_p}{N_0} \frac{|h_{s,d}|^2}{|h_{s,p}|^2},$$

$$\gamma_{1,k} = \frac{I_p}{N_0} \frac{|h_{s,r_k}|^2}{|h_{s,p}|^2},$$

và

$$\gamma_{2,k} = \frac{I_p |h_{r_k,d}|^2}{N_0 |h_{r_k,p}|^2} \quad (2.4)$$

trong đó N_0 biểu thị phương sai của nhiễu Gauss trắng cộng tính tại máy thu.

Trong điều kiện giả định kênh truyền fading Rayleigh phân bố độc lập, độ lợi kênh truyền kí hiệu là $h_{A,B}$ với $A \in \{s, r_k\}$ and $B \in \{r_k, d, p\}$ là phân bố mũ với tham số $\lambda_{A,B} = E\{|h_{A,B}|^2\}$, ở đây $E\{\cdot\}$ biểu diễn toán tử kỳ vọng. Theo [98], SNR tức thời tương đương của chuyển tiếp tốt nhất từ SS đến SD có thể được tính như sau:

$$\gamma_{\mathcal{R}} = \max_{k=1,\dots,N} \gamma_k \quad (2.5)$$

trong đó γ_k là SNR tức thời của đường truyền thứ k , được cho bởi [105]

$$\gamma_k = \frac{\gamma_{1,k} \gamma_{2,k}}{\gamma_{1,k} + \gamma_{2,k} + 1} \quad (2.6)$$

Quan sát γ_k ở biểu thức (2.6), ta thấy rằng các giá trị γ_k với $k=1,\dots,N$ là tương quan với nhau do có thành phần chung $\gamma_{sp} = |h_{s,p}|^2$. Do đó ta không thể suy ra trực tiếp hàm phân bố xác suất tích lũy (CDF) của $\gamma_{\mathcal{R}}$ bằng phương pháp tính toán thông thường như đã đề cập ở [47], nghĩa là

$$F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma) \neq \prod_{k=1}^N F_{\gamma_k}(\gamma)$$

với $F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma)$ và $F_{\gamma_k}(\gamma)$ lần lượt biểu thị CDF của $\gamma_{\mathcal{R}}$ và γ_k .

Để có thể tính được hàm CDF của $\gamma_{\mathcal{R}}$, nghiên cứu sinh đã đề xuất một phương pháp mới dựa trên tính chất của xác suất có điều kiện và giả sử rằng các kênh truyền là độc lập với nhau. Hay nói cách khác, các γ_k khi điều kiện trên $\gamma_{s,p}$ là độc lập với nhau, khi đó ta có thể viết

$$F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma|\gamma_{\text{sp}}) = \prod_{k=1}^N F_{\gamma_k}(\gamma|\gamma_{\text{sp}}). \quad (2.7)$$

Kết quả là CDF của $\gamma_{\mathcal{R}}$ được viết như sau:

$$F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma) = \int_0^{\infty} F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma|\gamma_{\text{sp}}) f_{\gamma_{\text{sp}}}(\gamma_{\text{sp}}) d\gamma_{\text{sp}} \quad (2.8)$$

trong đó $f_{\gamma_{\text{sp}}}(\gamma_{\text{sp}})$ làm hàm mật độ phân bố xác suất của γ_{sp} . Trong kênh fading Rayleigh, $f_{\gamma_{\text{sp}}}(\gamma_{\text{sp}})$ được biểu diễn dưới dạng:

$$f_{\gamma_{\text{sp}}}(\gamma) = \frac{1}{\lambda_{\text{sp}}} e^{-\frac{\gamma}{\lambda_{\text{sp}}}} \quad (2.9)$$

Với kỹ thuật AF, dạng của γ_k trong (2.5) được sử dụng để biểu diễn SNR chính xác cho mỗi đường truyền trong truyền hai chặng, nên hạn chế chính của dạng này là tính toán phức tạp, vì thường trả lại những kết quả bất tiện. Để có thể tính toán, ở đây nghiên cứu sinh đề nghị sử dụng kỹ thuật xấp xỉ, cụ thể là

$$\gamma_k \approx \min(\gamma_{1,k}, \gamma_{2,k}), \quad (2.10)$$

Quan sát $\gamma_{1,k}$ and $\gamma_{2,k}$, ta thấy rằng $\gamma_{1,k}$ and $\gamma_{2,k}$ là độc lập với nhau, do đó CDF của γ_k biểu thị là $F_{\gamma_k}(\gamma)$ được suy ra như sau: [81]

$$\begin{aligned} F_{\gamma_k}(\gamma|\gamma_{\text{sp}}) &= \Pr(\gamma_k \leq \gamma|\gamma_{\text{sp}}) \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{1,k} > \gamma|\gamma_{\text{sp}}) \Pr(\gamma_{2,k} > \gamma|\gamma_{\text{sp}}) \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma\gamma_{\text{sp}}}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_{\text{sr}_k}}\right) \frac{\alpha_{2,k}}{\gamma + \alpha_{2,k}}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Từ biểu thức (2.11), $\Pr(\gamma_{1,k} > \gamma|\gamma_{\text{sp}})$ được tính là

$$\begin{aligned}
\Pr(\gamma_{1,k} > \gamma | \gamma_{sp}) &= \Pr\left(\frac{I_p |h_{s,r_k}|^2}{N_0 |h_{s,p}|^2} > \gamma\right) \\
&= \Pr\left(\frac{I_p |h_{s,r_k}|^2}{N_0} > \gamma \gamma_{s,p}\right) \\
&= \exp\left(-\frac{\gamma \gamma_{s,p}}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_{s,r_k}}\right).
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Bởi vì $\gamma_{2,k}$ and γ_{sp} là độc lập nên ta có thể viết:

$$\begin{aligned}
P_r(\gamma_{2,k} > \gamma | \gamma_{sp}) &= E_{|h_{r_k,p}|^2} \left\{ \Pr\left(\frac{I_p |h_{r_k,d}|^2}{N_0} > \gamma |h_{r_k,p}|^2\right) \right\}, \\
&= \frac{\alpha_{2,k}}{\gamma + \alpha_{2,k}}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

$$\text{với } \alpha_{2,k} = \frac{I_p \lambda_{r_k,d}}{N_0 \lambda_{r_k,p}}.$$

Kết hợp (2.11), (2.12), và (2.13) sau đó thế kết quả vào (2.7) ta có:

$$F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma | \gamma_{sp}) = \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma \gamma_{sp}}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_{s,r_k}}\right) \frac{\alpha_{2,k}}{\gamma + \alpha_{2,k}} \right]^N \tag{2.14}$$

Triển khai triển nhị thức, ta có thể viết (2.14) lại như sau

$$F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma | \gamma_{sp}) = 1 + \sum_{k=1}^N (-1)^k \sum_{\substack{n_1=\dots=n_k=1 \\ n_1 < \dots < n_k}}^N \left[\exp\left(-\gamma_{sp} \sum_{p=1}^k \frac{\gamma}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_{s,r_{n_p}}}\right) \prod_{q=1}^k \frac{\alpha_{2,n_q}}{\gamma + \alpha_{2,n_q}} \right] \tag{2.15}$$

Dạng này là dạng chúng ta mong muốn vì có thể dễ dàng lấy tích phân trên $\gamma_{s,p}$ và có thể đơn giản thành các trường hợp đặc biệt, ví dụ mạng đối xứng. Thực tế, thay thế (2.15) vào (2.6) và thực hiện lấy tích phân với γ_{sp} , ta có

$$F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma) = 1 + \sum_{k=1}^N (-1)^k \sum_{\substack{n_1=\dots=n_k=1 \\ n_1 < \dots < n_k}}^N \left[\frac{\prod_{q=1}^k \frac{\alpha_{2,n_q}}{\gamma + \alpha_{2,n_q}}}{1 + \sum_{p=1}^k \frac{\gamma}{\alpha_{1,n_p}}} \right] \quad (2.16)$$

2.2.2 Phân tích xác suất dừng hệ thống

Phần này trình bày đánh giá hiệu năng của hệ thống thông qua xác suất dừng hệ thống ở kênh truyền fading Rayleigh.

2.2.2.1. Không sử dụng kết hợp phân tập ở nút đích

Trong mô hình này, giả sử rằng không tồn tại đường truyền trực tiếp giữa nút nguồn thứ cấp và nút đích thứ cấp, khi đó dung lượng kênh truyền giữa nút nguồn (SS) và nút đích (SD) được xác định là:

$$I = \frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{\mathcal{R}})$$

trong đó hệ số $\frac{1}{2}$ phản ánh quá trình truyền thông xảy ra trong hai khe thời gian. Xác suất dừng hệ thống xảy ra khi dung lượng kênh truyền giữa nguồn và đích nhỏ hơn tốc độ xác định R . Biểu diễn ở dạng toán học, ta có:

$$\begin{aligned} \Pr(\mathcal{O}) &= \Pr\left[\frac{1}{2} \log_2(1 + \gamma_{\mathcal{R}}) < R\right] \\ &= \Pr(\gamma_{\mathcal{R}} < \gamma_{\text{th}}) \\ &= 1 + \sum_{k=1}^N (-1)^k \sum_{\substack{n_1=\dots=n_k=1 \\ n_1 < \dots < n_k}}^N \left[\frac{\prod_{q=1}^k \frac{\alpha_{2,n_q}}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_{2,n_q}}}{1 + \sum_{p=1}^k \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_{1,n_p}}} \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Biểu thức (2.17) là biểu thức tường minh, có thể dễ dàng để tính toán xác suất dừng của hệ thống trong trường hợp tổng quát và có thể đơn giản cho trường hợp kênh truyền đồng nhất, nghĩa là độ lợi các kênh truyền là giống nhau. Cụ thể với

trường hợp kênh truyền đồng nhất, ta có: $\alpha_{1,k} = \alpha_1$ and $\alpha_{2,k} = \alpha_2$ với mọi k , khi đó (2.17) được đơn giản như sau:

$$\Pr(\mathcal{O}) = 1 + \sum_{k=1}^N (-1)^k \binom{N}{k} \frac{1}{\left(1 + \frac{k\gamma_{th}}{\alpha_1}\right) \left(1 + \frac{\gamma_{th}}{\alpha_2}\right)^k} \quad (2.18)$$

Với phương pháp tính toán đề xuất, các công thức (2.17) và (2.18) được biểu diễn ở dạng đơn giản, không cần các hàm đặc biệt, và cho phép tính toán ở vùng SNR trung bình đến cao.

2.2.2.2 Sử dụng phân tập kết hợp ở nút đích

Để tăng độ lợi phân tập cho hệ thống cho hệ thống, nút đích kết hợp tín hiệu từ nút chuyển tiếp tốt nhất và tín hiệu trực tiếp từ nút nguồn sử dụng kỹ thuật phân tập kết hợp, ví dụ selection combining (SC) hay là maximal ratio combining (MRC). Trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền, hệ thống mạng thứ cấp thường hoạt động ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu thấp, khi đó kỹ thuật SC thường được lựa chọn vì kỹ thuật MRC rất nhạy với lỗi ước lượng kênh truyền đặc biệt ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu thấp. Khi đó, xác suất dừng của hệ thống có thể được viết như sau:

$$\Pr(\mathcal{O}) = \int_0^{\infty} F_{\gamma_{\mathcal{R}}}(\gamma_{th} | \gamma_{sp}) F_{\gamma_0}(\gamma_{th} | \gamma_{sp}) f_{\gamma_{sp}}(\gamma_{sp}) d\gamma_{sp} \quad (2.19)$$

với $F_{\gamma_0}(\gamma_{th} | \gamma_{sp})$ là hàm CDF có điều kiện của kênh truyền trực tiếp từ nút nguồn thứ cấp đến nút đích thứ cấp, có dạng:

$$F_{\gamma_0}(\gamma_{th} | \gamma_{sp}) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th} \gamma_{sp}}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_{sd}}\right) \quad (2.20)$$

Thay thế (2.11) và (2.20) vào (2.19) và thực hiện tích phân theo γ_{sp} , ta có:

$$\Pr(\mathcal{O}) = \frac{\frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_0}}{1 + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_0}} + \sum_{k=1}^N (-1)^k \sum_{\substack{n_1=\dots=n_k \\ n_1 < \dots < n_k}}^N \left[\prod_{q=1}^k \frac{\alpha_{2,n_q}}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_{2,n_q}} \left(\frac{1}{1 + \sum_{p=1}^k \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_{1,n_p}}} - \frac{1}{1 + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_0} + \sum_{p=1}^k \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_{1,n_p}}} \right) \right] \quad (2.21)$$

Trong trường hợp mạng là đối xứng, $\alpha_{1,k} = \alpha_1 \forall k$ và $\alpha_{2,k} = \alpha_2 \forall k$, ta đơn giản hóa (2.21) như sau:

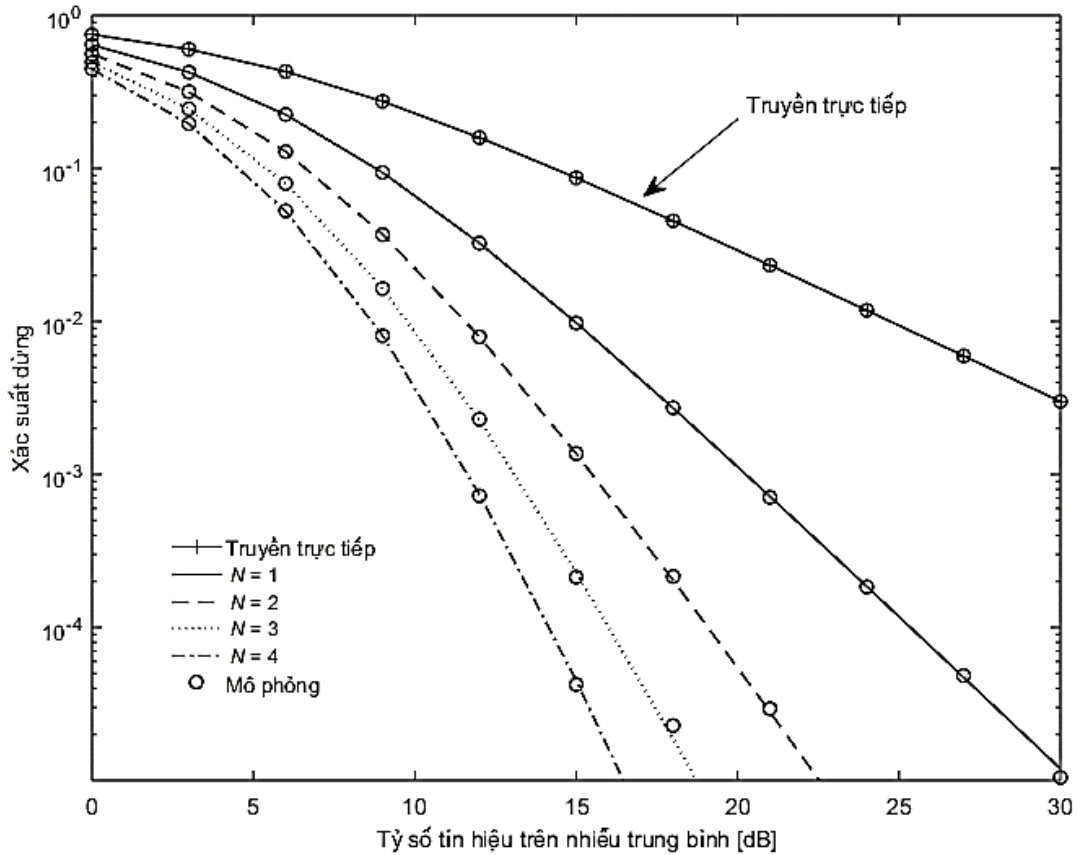
$$\Pr(\mathcal{O}) = \frac{\frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_0}}{1 + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_0}} + \sum_{k=1}^N (-1)^k \binom{N}{k} \frac{\left(\frac{1}{1 + \frac{k\gamma_{\text{th}}}{\alpha_1}} - \frac{1}{1 + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_0} + \frac{k\gamma_{\text{th}}}{\alpha_1}} \right)}{\left(1 + \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_2}\right)^k} \quad (2.22)$$

2.2.3 Mô phỏng và đánh giá kết quả

Phần này trình bày kết quả mô phỏng Monte Carlo để kiểm chứng phương pháp phân tích đề xuất cũng như đánh giá hiệu năng của mạng theo các tham số của hệ thống. Mô hình kênh truyền và được chọn như sau:

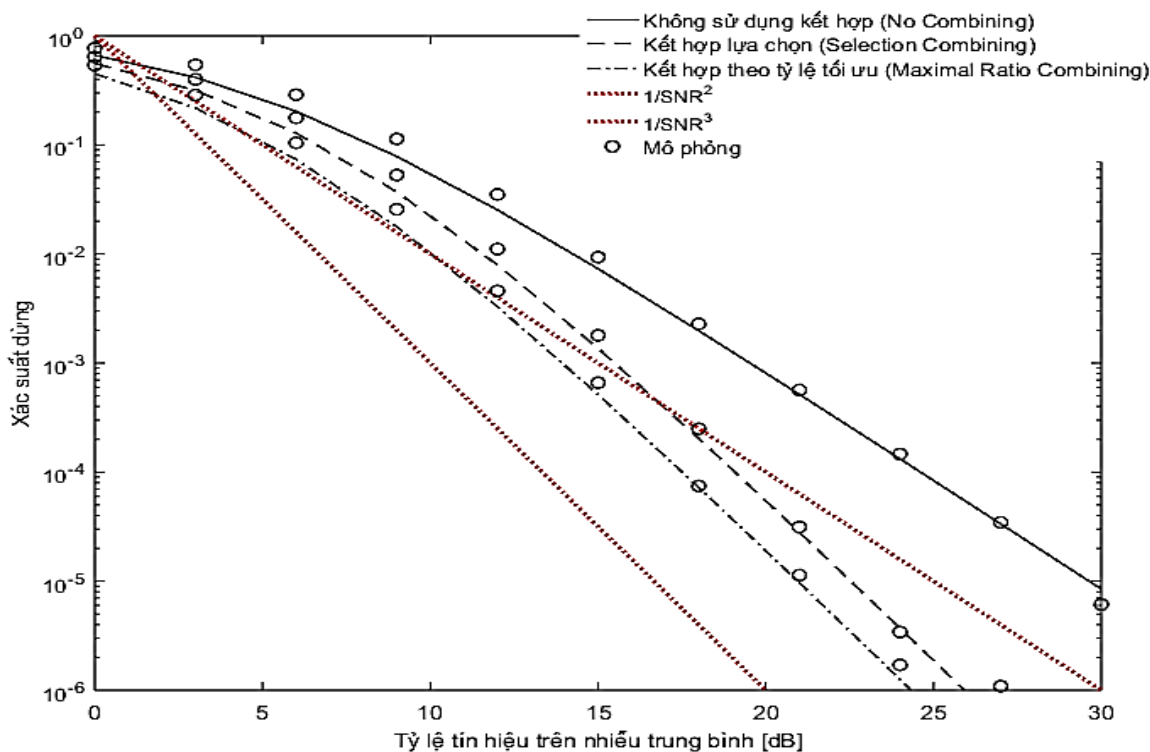
$$\lambda_{s,d} = \frac{1}{2} \lambda_{s,r_k} = \frac{2}{3} \lambda_{r_k,d} = 2\lambda_{s,p} = 3\lambda_{r_k,p} = 1 \text{ và tốc độ mong muốn } R=1.$$

Hình 2.2 biểu diễn xác suất dừng hệ thống như là một hàm của I_p/N_0 trung bình cho số nút chuyển tiếp khác nhau. Hình 2.1 cho thấy sự giảm đáng kể của OP khi số nút chuyển tiếp thứ cấp tăng lên. Ví dụ với số chuyển tiếp từ 1 đến 4 độ lợi SNR xấp xỉ lần lượt là 9, 13, 15 dB tương ứng với OP ở giá trị là 10^{-5} . Hơn nữa hệ thống đang xem xét cũng cung cấp chất lượng tốt hơn so với truyền dẫn trực tiếp. Các kết quả mô phỏng trùng khớp với kết quả phân tích lí thuyết thể hiện phương pháp phân tích đề xuất là đúng đắn.



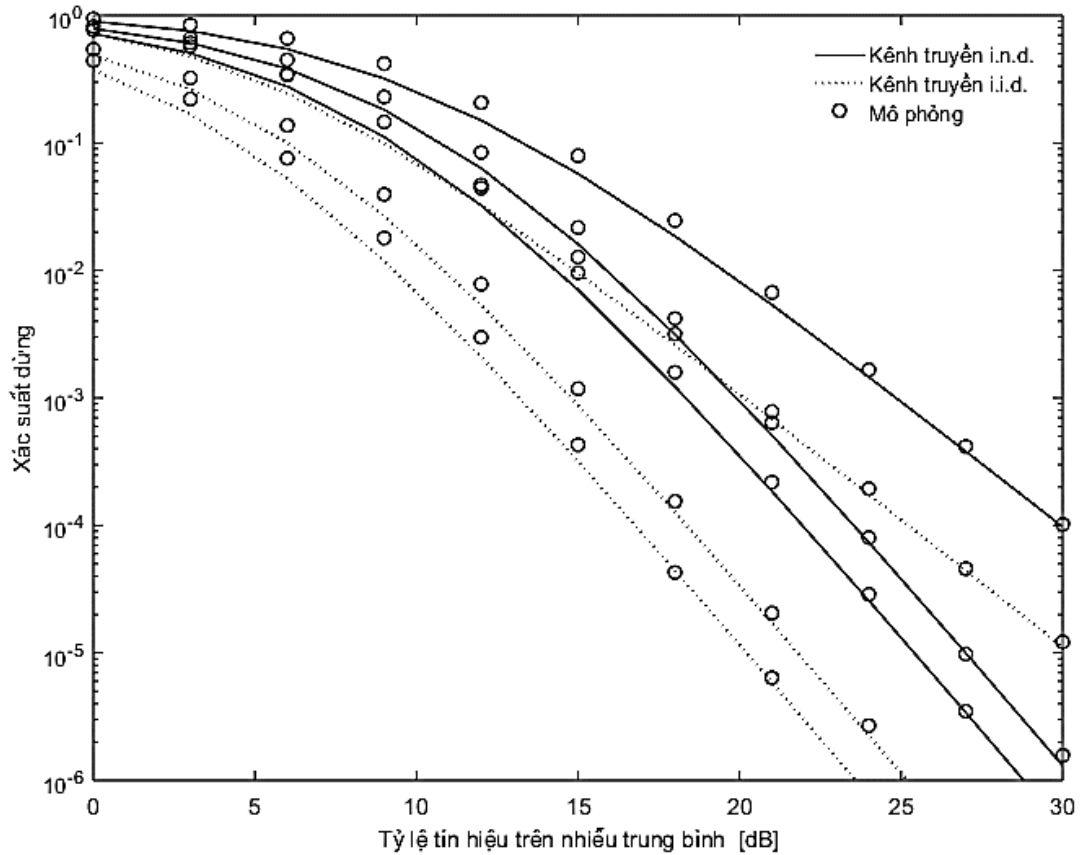
Hình 2.2 Xác suất dừng của hệ thống khi số nút chuyển tiếp thứ cấp thay đổi

Hình 2.3 so sánh hiệu năng hệ thống cho trường hợp: không kết hợp, kết hợp lựa chọn và kết hợp tỉ lệ tối đa (MRC) đối với I_p/N_0 . Với cấu hình mạng cố định và thiết lập kênh, MRC rõ ràng cho hiệu năng tốt hơn SC trong dải SNR hoạt động. Để khảo sát độ lợi phân tập mà hệ thống đạt được, chúng ta vẽ tham chiếu các đường $1/\text{SNR}^2$ and $1/\text{SNR}^3$. So sánh với các đường tham chiếu, ta có thể kết luận rằng hệ thống đạt được độ lợi phân tập đầy đủ, nghĩa là độ lợi phân tập bằng số nút chuyển tiếp N nếu hệ thống không sử dụng bộ kết hợp hoặc $N+1$ nếu hệ thống sử dụng bộ kết hợp. Kết quả này là trùng khớp với các mạng chuyển tiếp AF truyền thống có sử dụng kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp. Điều này chứng tỏ rằng kỹ thuật chuyển tiếp AF với lựa chọn chuyển tiếp tốt nhất sẽ là kỹ thuật nhiều hứa hẹn cho mạng vô tuyến nhận thức.



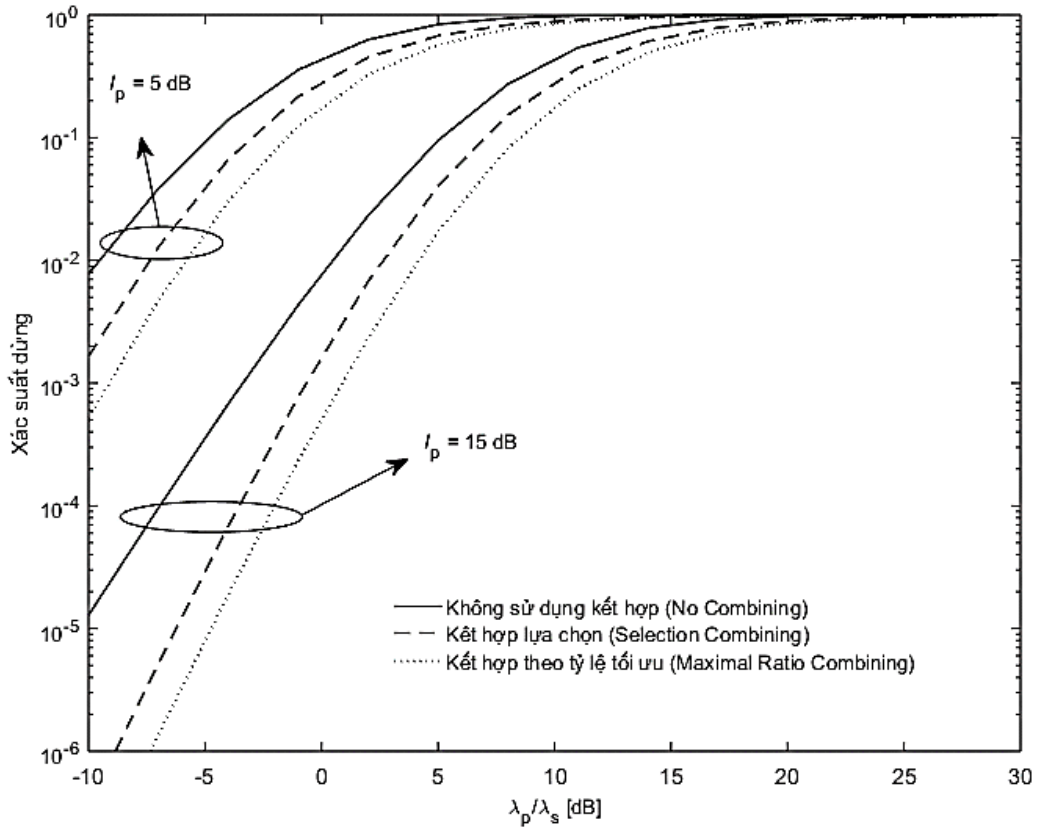
Hình 2.3 Hiệu suất của hệ thống khi thay đổi các kỹ thuật phân tập tại nút đích thứ cấp

Trong Hình 2.4, chúng ta khảo sát đặc tính kênh truyền lên hiệu năng hệ thống. Chúng ta xem xét hai mô hình kênh khác nhau: a) trường hợp kênh độc lập đồng nhất i.i.d. trong đó độ lợi kênh trung bình được cố định là 2 và trường hợp kênh độc lập không đồng nhất i.n.d. trong đó độ lợi kênh trung bình từ phân bố ngẫu nhiên đều với các giá trị từ 0 đến 2. Như chúng ta thấy trên Hình 2.4, kết quả mô phỏng rất thống nhất với kết quả phân tích lý thuyết và mạng i.i.d. cho chất lượng tốt hơn trong trường hợp mạng i.n.d. Hay nói cách khác là khi kênh truyền độc lập đồng nhất sẽ cho hiệu năng tốt hơn, tuy nhiên phải cùng chế độ phân tập.



Hình 2.4 Hiệu suất của hệ thống theo đặc tính kênh

Trong Hình 2.5, chúng ta nghiên cứu ảnh hưởng của máy thu PU đến hiệu năng của hệ thống, cụ thể ở đây là mức can nhiễu tối đa mà máy thu sơ cấp chịu đựng được. Để đơn giản, chúng ta cho $\lambda_{s,d} = \lambda_{s,r_k} = \lambda_{r_k,d} = \lambda_s$ and $\lambda_{s,p} = \lambda_{r_k,p} = \lambda_p$. Từ Hình 2.4, chúng ta quan sát thấy có hai điểm đáng chú ý. Thứ nhất, xác suất dừng hệ thống tăng khi tỉ số $\frac{\lambda_s}{\lambda_p}$ tăng. Tuy nhiên, với các giá trị thấp của $\frac{\lambda_s}{\lambda_p}$ đường cong giảm nhanh. Ngược lại, các đường cong đều cùng tăng rất chậm và cùng bão hòa tại giá trị cao của $\frac{\lambda_s}{\lambda_p}$. Thứ hai là chúng ta có thể thấy mức can nhiễu cho phép tối đa cao sẽ cho xác suất dừng của hệ thống thứ cấp thấp và ngược lại.



Hình 2.5 Hiệu suất của hệ thống trên những kênh can nhiễu khác nhau

2.3 MÔ HÌNH #2: CHUYỂN TIẾP ĐA CHẶNG DF DẠNG NỀN TỐI ƯU

2.3.1 Xây dựng và mô tả hệ thống khảo sát

Xem xét hệ thống truyền thông nhận thức trong đó một cặp thu (PU-Rx) và phát (PU-Tx) sơ cấp tồn tại cùng với một mạng thứ cấp đa chặng. Quá trình truyền thông tin giữa nút nguồn thứ cấp (CR_1) và nút đích thứ cấp (CR_{K+1}) với kênh truyền fading Rayleigh được thực hiện trong K khe thời gian trực giao với sự hỗ trợ của $K - 1$ nút chuyển tiếp vô tuyến nhận thức, ký hiệu CR_2, \dots, CR_K . Các nút chuyển tiếp trong mạng sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (Decode-and-Forward), tức là các nút trung gian này sẽ giải mã tín hiệu nhận được từ các nút trước nó, thực hiện mã hóa lại và sau đó phát tín hiệu đã được mã hóa lại tới nút tiếp theo. Ưu điểm của kỹ thuật chuyển tiếp DF là dễ dàng áp dụng cho các hệ thống có áp dụng mã hóa.

Giả sử rằng nút nguồn thứ cấp và tất cả các nút chuyển tiếp đều có thông tin trạng thái kênh truyền (CSI) của tất cả các kênh truyền từ CR_k đến PU, còn gọi là kênh truyền can nhiễu. Trong thực tế, các máy phát thứ cấp có được các thông tin trạng thái thông tin kênh truyền này thông qua đường truyền trực tiếp từ PU hoặc gián tiếp từ bên thứ ba có vai trò quản lý nguồn tài nguyên phổ của hệ thống.

2.3.2 Phân tích xác suất dừng hệ thống

Xét chặng thứ k của mạng vô tuyến nhận thức đa chặng thứ cấp, ta gọi $h_{D,k}$ và $h_{I,k}$ lần lượt là hệ số kênh truyền của đường truyền từ máy phát thứ cấp thứ k (SU_k) tới máy thu thứ cấp tiếp theo (SU_{k+1}) và từ máy phát thứ cấp thứ k (SU_k) tới máy thu sơ cấp (PU-Rx). Để bảo vệ sự truyền dẫn của hệ thống sơ cấp theo phương pháp dạng nền (underlay), trong hệ thống xem xét, công suất của tín hiệu can nhiễu tạo ra bởi bất kỳ sự truyền dẫn nào của các nút thứ cấp đều phải thấp hơn mức công suất can nhiễu chịu đựng tối đa của máy thu sơ cấp (PU-Rx). Nói cách khác, các máy phát thứ cấp chỉ được phép sử dụng dải phổ đã cấp phép cho hệ thống sơ cấp miễn là nó không gây ảnh hưởng tới quá trình truyền thông của hệ thống sơ cấp, cụ thể là công suất can nhiễu của mạng thứ cấp gây ra tại máy thu sơ cấp phải nhỏ hơn một mức can nhiễu mà máy thu sơ cấp chịu đựng được.

Để đặc trưng cho khả năng chịu đựng can nhiễu tối đa của hệ thống sơ cấp, ta đặt I_p là mức công suất can nhiễu chịu đựng tối đa của máy thu sơ cấp. Do đó, ta dễ dàng nhận thấy rằng bên cạnh công suất truyền tối đa P_m (quy định bởi phân cứng), công suất phát P_k của SU_k còn phải bị ràng buộc bởi I_p . Biểu diễn bằng biểu thức toán học, ta có công suất phát của chặng thứ k như sau [46]:

$$P_k = \begin{cases} P_m, & \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2} > P_m \\ \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2}, & \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2} \leq P_m \end{cases} \quad (2.23)$$

Viết lại biểu thức (2.23) ở dạng rút gọn, ta có:

$$P_k = \min \left\{ \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2}, P_m \right\} \quad (2.24)$$

Gọi γ_k là tỷ số tín hiệu trên nhiễu tức thời của đường truyền chặng k , ta có:

$$\begin{aligned} \gamma_k &= P_k |h_{D,k}|^2 / N_0 \\ &= \min \left\{ \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2}, P_m \right\} \frac{|h_{D,k}|^2}{N_0} \end{aligned} \quad (2.25)$$

với N_0 biểu thị phương sai của nhiễu trắng cộng (AWGN) tại máy thu thứ cấp. Theo phương pháp truyền nền, cả hai hệ thống sơ cấp và thứ cấp hoạt động song song với nhau, nên các máy thu thứ cấp sẽ nhận tín hiệu can nhiễu từ máy phát sơ cấp. Khi xem xét can nhiễu gây ra của máy phát sơ cấp đến máy thu sơ cấp, tỷ số tín hiệu trên nhiễu của chặng thứ k có dạng như sau:

$$\begin{aligned} \gamma_k &= \frac{P_k |h_{D,k}|^2}{P_p |h_{P,k}|^2 + N_0} \\ &= \min \left(P_m, \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2} \right) \frac{|h_{D,k}|^2}{P_p |h_{P,k}|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (2.26)$$

với P_p là công suất phát của máy phát sơ cấp và $h_{P,k}$ là hệ số kênh truyền từ máy phát sơ cấp đến máy thu thứ cấp chặng k .

Ta dễ dàng nhận thấy rằng ở biểu thức (2.26), tỷ số tín hiệu trên nhiễu tức thời của mỗi chặng sẽ phụ thuộc vào công suất phát tối đa của máy phát thứ cấp (P_m), công suất can nhiễu chịu đựng tối đa của máy thu sơ cấp (I_p) và công suất phát của máy phát sơ cấp (P_p). Tuy nhiên, trong điều kiện mà vùng phủ sóng của máy phát sơ cấp lớn hơn rất nhiều so với vùng phủ sóng của máy phát thứ cấp, ví dụ chuẩn IEEE

802.22 [5], chúng ta có thể xem can nhiễu từ máy phát sơ cấp đến các nút thứ cấp là nhiễu trắng trong mạng thứ cấp. Giả thuyết này được chấp nhận trong nhiều nghiên cứu gần đây, ví dụ [14, 15, 17, 46], kết quả là ta có thể xấp xỉ tín hiệu trên nhiễu tức thời như biểu thức (2.25). Kể từ đây, chúng ta sẽ sử dụng biểu thức (2.21) để thực hiện các phân tích tiếp theo.

Xét kênh truyền fading Rayleigh, $|h_{D,k}|^2$ và $|h_{I,k}|^2$ là hai biến ngẫu nhiên có phân bố hàm mũ với các tham số tương ứng là $\lambda_{D,k} = E\{|h_{D,k}|^2\}$ và $\lambda_{I,k} = E\{|h_{I,k}|^2\}$, với $E\{\cdot\}$ biểu thị toán tử trung bình kỳ vọng thống kê. Hàm mật độ phân bố xác suất (PDF) và hàm phân bố xác suất tích lũy (CDF) $|h_{Z,k}|^2$ với $Z \in \{D, I\}$ có dạng lần lượt như sau:

$$f_{|h_{Z,k}|^2}(x) = \frac{1}{\lambda_{Z,k}} \exp\left(-\frac{x}{\lambda_{Z,k}}\right) \quad (2.27)$$

và

$$F_{|h_{Z,k}|^2}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\lambda_{Z,k}}\right) \quad (2.28)$$

Tương ứng với biểu thức tỷ số tín hiệu trên nhiễu ở công thức (2.25), biểu thức xác suất dừng hệ thống truyền thông đa chặng thứ cấp đã được xác lập ở [47, (6)]. Tuy nhiên, dạng của biểu thức OP rất phức tạp, và không thể sử dụng giải bài toán tối ưu hiệu năng của hệ thống. Để giải quyết khó khăn này, trong bài báo này, nghiên cứu sinh đề xuất sử dụng kỹ thuật xấp xỉ ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu thấp và cao từ hai quan sát quan trọng như sau:

+ **Trường hợp 1:** khi $I_p > P_m$ dẫn đến $P_k \approx P_m$.

+ **Trường hợp 2:** khi $I_p < P_m$ dẫn đến $P_k \approx \frac{I_p}{|h_{I,k}|^2}$.

Do đó, bài toán tối ưu hiệu năng hệ thống sẽ được chia ra hai trường hợp tương ứng như trên. Tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu tức thời của chặng k của từng trường hợp sẽ viết lại như sau:

$$\gamma_k \approx \begin{cases} \frac{P_m}{N_0} |h_{D,k}|^2, & \text{TH 1} \\ \frac{I_p}{N_0} \frac{|h_{D,k}|^2}{|h_{I,k}|^2}, & \text{TH 2} \end{cases} \quad (2.29)$$

Việc chia thành hai trường hợp riêng biệt sẽ giúp cho việc giải bài toán tối ưu sẽ trở nên đơn giản hơn. Chú ý rằng **Trường hợp 1** là tương ứng với trường hợp mạng truyền thông đa chặng dạng truyền thống, nghĩa là công suất phát của máy phát thứ cấp chỉ chịu ảnh hưởng phần lớn bởi giá trị P_m . Sau đây, nghiên cứu sinh sẽ đánh giá hiệu năng của hệ thống theo từng trường hợp.

Xác suất dừng là một tham số hiệu năng quan trọng cho bất kỳ hệ thống vô tuyến nào, cho phép chúng ta đánh giá hiệu năng của một hệ thống vô tuyến mà không cần biết kiểu điều chế cụ thể của hệ thống. Xác suất dừng thường được định nghĩa là xác suất mà tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu của hệ thống nhỏ hơn một ngưỡng dừng cho trước, thường là mức tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu hệ thống giải điều chế đúng [20].

Trong phần này, chúng ta sẽ đánh giá xác suất dừng của hệ thống đang xem xét sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp. Với hệ thống truyền thông đa chặng dạng giải mã và chuyển tiếp, hệ thống được xem là dừng khi và chỉ khi tỷ số tín hiệu trên nhiễu của chặng yếu nhất nhỏ hơn một giá trị ngưỡng cho trước, γ_{th} . Điều này tương ứng với xác suất mà tỷ số tín hiệu trên nhiễu tương đương của hệ thống γ_{e2e} của K chặng thấp hơn γ_{th} , cụ thể là

$$OP = \Pr \left[\frac{1}{K} \log_2(1 + \gamma_{e2e}) < \gamma_{th} \right] \quad (2.30)$$

Theo [6, 7], tỷ số tín hiệu trên nhiễu tương đương của hệ thống, γ_{e2e} , có thể biểu diễn theo γ_k như sau:

$$\gamma_{e2e} = \min_{k=1, \dots, K} \gamma_k \quad (2.31)$$

Giả sử rằng các kênh truyền của các chặng là độc lập với nhau, khi đó từ công thức (2.31) có thể được suy ra như sau:

$$\begin{aligned} \text{OP} &= 1 - \prod_{k=1}^K \Pr(\gamma_k > \gamma_{th}) \\ &= 1 - \prod_{k=1}^K [1 - \Pr(\gamma_k \leq \gamma_{th})] \\ &= 1 - \prod_{k=1}^K [1 - F_{\gamma_k}(\gamma_{th})] \end{aligned} \quad (2.32)$$

Để có thể xác định OP, ta cần xác định $F_{\gamma_k}(\gamma_{th})$ trong (2.32) tương ứng với hai trường hợp 1 và 2.

Trường hợp 1: Ta viết lại biểu thức tỷ số tín hiệu trên nhiễu tức thời của chặng thứ k như sau:

$$\gamma_k = \frac{P_m}{N_0} |h_{D,k}|^2 \quad (2.33)$$

Ở kênh truyền fading Rayleigh, hàm CDF của γ_k có dạng như sau:

$$F_{\gamma_k}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_k}} \quad (2.34)$$

với $\bar{\gamma}_k = \frac{P_m \lambda_{D,k}}{N_0}$.

Thay thế (2.34) vào (2.32), ta tìm được biểu thức dạng đóng của xác suất dừng hệ thống như sau :

$$\text{OP} = 1 - e^{-\chi \gamma_{th}}, \quad (2.35)$$

với $\chi = \sum_{k=1}^K \frac{1}{\bar{\gamma}_k}$.

Trường hợp 2: Cũng tương tự như Trường hợp 1, ta bắt đầu từ tỷ số tín hiệu trên nhiễu của chặng thứ k , có dạng như sau:

$$\gamma_k = \frac{I_p |h_{D,k}|^2}{N_0 |h_{I,k}|^2} \quad (2.36)$$

Để tìm hàm CDF của γ_k , ta sử dụng khái niệm xác suất điều kiện. Cụ thể như sau:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_k}(\gamma) &= \Pr \left(\frac{I_p |h_{D,k}|^2}{N_0 |h_{I,k}|^2} < \gamma \right) \\ &= \int_0^\infty \Pr \left(|h_{D,k}| < \frac{\gamma x}{\frac{I_p}{N_0}} \middle| f_{|h_{I,k}|^2}(x) \right) dx \\ &= \int_0^\infty \left[1 - \exp \left(- \frac{\gamma x}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_{D,k}} \right) \right] \frac{1}{\lambda_{I,k}} e^{-\frac{x}{\lambda_{I,k}}} dx. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Sau khi thực hiện tích phân theo x , ta có:

$$F_{\gamma_k}(\gamma) = \frac{\gamma}{\gamma + \alpha_k}, \quad (2.38)$$

với $\alpha_k = \frac{I_p \lambda_{D,k}}{N_0 \lambda_{I,k}}$. Thay thế biểu thức (2.38) vào (2.32), ta có xác suất dừng của hệ thống trong trường hợp này có dạng như sau:

$$\text{OP} = 1 - \prod_{k=1}^K \frac{\alpha_k}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_k} \quad (2.39)$$

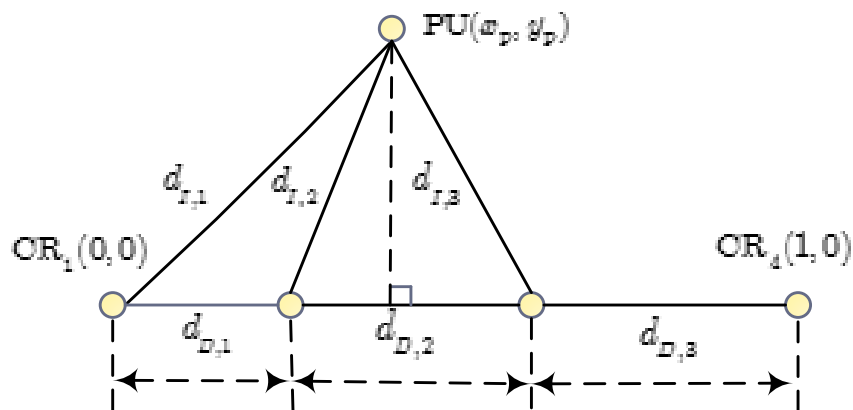
Kết hợp hai biểu thức (2.35) và (2.39), xác suất dừng của hệ thống được viết lại như sau:

$$\text{OP} = \begin{cases} 1 - e^{-Z\gamma_{\text{th}}}, & \text{TH 1} \\ 1 - \prod_{k=1}^K \frac{\alpha_k}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_k} & \text{TH 2} \end{cases} \quad (2.40)$$

2.3.4 Bài toán tối ưu hiệu năng của hệ thống

Do mạng nghiên cứu là mạng truyền thông đa chặng thứ cấp dạng nền, công suất phát của các máy phát thứ cấp sẽ bị giới hạn bởi P_m và bởi mức can nhiễu chịu đựng tối đa, I_p . Do đó, bài toán tối ưu công suất phát là rất phức tạp khi mà công suất phát, P_k , của chặng thứ k , phụ thuộc vào độ lợi kênh truyền can nhiễu $|h_{l,k}|^2$. Kết quả là P_k thực tế là một biến ngẫu nhiên phụ thuộc biến ngẫu nhiên $|h_{l,k}|^2$. Do đó, để cải thiện hiệu năng hệ thống (giảm xác suất dừng hệ thống), thì cách tiếp cận là thay đổi độ lợi kênh truyền trung bình, hay nói chính xác hơn là tối ưu vị trí của các nút chuyển tiếp.

Trong phần này, nghiên cứu sinh tập trung vào cực tiểu hóa xác suất dừng hệ thống bằng cách tìm vị trí nút chuyển tiếp tối ưu. Cụ thể, cho trước các tham số của mạng truyền thông đa chặng thứ cấp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF) hoạt động dựa trên giao thức dạng nền bao gồm tọa độ của của nút thu sơ cấp, nút nguồn thứ cấp, nút đích thứ cấp và số lượng các chặng. Vấn đề đặt ra là xác định những vị trí tối ưu cho các nút chuyển tiếp sao cho xác suất dừng hệ thống là nhỏ nhất.



Hình 2.6 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức ba chặng DF chuyển tiếp dạng nền cùng nằm trên một đường thẳng

Để đơn giản, ta xem xét mô hình mạng được minh họa như trong Hình 2.6, ở đây tất cả các nút mạng thứ cấp được kết nối trên một đường thẳng từ nút nguồn đến nút đích của mạng thứ cấp. Lý do của việc chọn mô hình này là tính phổ dụng (được lựa chọn nhiều trong nghiên cứu mạng đa chặng) và tính đơn giản. Đồng thời mô hình này dễ dàng mở rộng ra các mô hình phức tạp khác mà không thay đổi bản chất mô hình. Ta giả sử rằng toàn bộ khoảng cách từ nguồn tới đích chuẩn hóa bằng một, cụ thể

$$d_{D,1} + d_{D,2} + \dots + d_{D,K} = 1, \quad (2.41)$$

với $d_{D,k}$ biểu thị chiều dài của chặng thứ k . Cho trước vị trí của máy thu sơ cấp (x_p, y_p) và cố định số chặng thứ cấp K , bài toán tối ưu được phát biểu ở dạng toán học như sau:

$$\min \text{ OP} \quad \text{s.t.} \quad d_{D,1} + d_{D,2} + \dots + d_{D,K} = 1 \quad (2.42)$$

Ta dễ dàng nhận thấy rằng công thức xác suất dừng chính xác của hệ thống, trình bày ở công thức (2.42) ở dạng phức tạp nên để thực hiện giải quyết bài toán tối ưu, ta thực hiện xấp xỉ biểu thức (2.42) như sau:

$$\text{OP} \rightarrow \begin{cases} \gamma_{th} \left(\frac{1}{\gamma_1} + \dots + \frac{1}{\gamma_K} \right), & \text{TH 1} \\ \gamma_{th} \left(\frac{1}{\alpha_1} + \dots + \frac{1}{\alpha_K} \right), & \text{TH 2} \end{cases} \quad (2.43)$$

Với TH 1, ta sử dụng xấp xỉ $e^x \approx 1 - x$ khi x nhỏ, trong khi với TH 2, ta sử dụng xấp xỉ $(1+x)^{-1} = 1-x$ và $\prod_{k=1}^K (1-x_k) \approx 1 - \sum_{k=1}^K x_k$ với x và x_k nhỏ.

Sử dụng mô hình kênh truyền suy hao đơn giản, [20], i.e., $\lambda_{Z,k} = d_{Z,k}^{-\eta}$, với $d_{Z,k}$ là khoảng cách vật lý của kênh truyền loại Z chặng k và $\eta \geq 2$ biểu thị số mũ suy hao đường truyền. $\eta=2$ khi môi trường truyền là không gian tự do và $\eta=5$ và 6 với môi trường truyền là vùng đô thị nhà cao tầng, bài toán tối ưu ở công thức (2.38) viết lại ở dạng rõ hơn như sau:

$$\min \sum_{k=1}^K \frac{1}{P_m d_{D,k}^{-\eta}} \quad \text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K d_{D,k} = 1, \quad (2.44)$$

cho **Trường hợp 1** và

$$\min \sum_{k=1}^K \left(\frac{d_{I,k}}{d_{D,k}} \right)^\eta \quad \text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K d_{D,k} = 1, \quad (2.45)$$

cho **Trường hợp 2**.

Trường hợp 1: Để giải bài toán tối ưu (2.44), khi $d_{D,k}$ là các số dương và P_m là một tham số quy định trước của hệ thống (khi thiết kế chế tạo), ta áp dụng bất đẳng thức Cauchy như sau

$$\sum_{k=1}^K \frac{1}{d_{D,k}^{-\eta}} \geq K \left(\prod_{k=1}^K \frac{1}{d_{D,k}^{-\eta}} \right)^{1/K} \quad (2.46)$$

Dấu “=” trong (2.46) xảy ra khi và chỉ khi

$$\frac{1}{d_{D,1}^{-\eta}} = \frac{1}{d_{D,2}^{-\eta}} = \dots = \frac{1}{d_{D,K}^{-\eta}} \quad (2.47)$$

Kết hợp điều kiện ràng buộc ở (2.44) với (2.47), ta có thể tính được giá trị $d_{D,k}$ với $k=1, \dots, K$ như sau:

$$d_{D,1} = d_{D,2} = \dots = d_{D,K} \quad (2.48)$$

Trường hợp 2: Với bài toán tối ưu (2.45), ta cũng áp dụng bất đẳng thức Cauchy dẫn đến:

$$\sum_{k=1}^K \left(\frac{d_{I,k}}{d_{D,k}} \right)^\eta \geq K \left(\frac{d_{I,k}}{d_{D,k}} \right)^{\frac{\eta}{K}} \quad (2.49)$$

OP của hệ thống sẽ cực tiểu khi dấu “=” diễn ra, khi đó:

$$\frac{d_{I,1}}{d_{D,1}} = \frac{d_{I,2}}{d_{D,2}} = \dots = \frac{d_{I,K}}{d_{D,K}} \quad (2.50)$$

Sử dụng định lý Pytago, $d_{l,k}$, có dạng như sau:

$$d_{l,k}^2 = y_p^2 + \left(x_p - \sum_{\ell=1}^{k-1} d_{D,\ell} \right)^2 \quad (2.51)$$

Kết hợp (2.50) và (2.51), ta được hệ K phương trình không tuyến tính cho K biến $d_{D,1}, \dots, d_{D,K}$ được cho như sau:

$$\begin{cases} d_{D,1} + \dots + d_{D,K} - 1 = 0 \\ \left(x_p - d_{D,1} \right)^2 - (x_p^2 + y_p^2) \left(\frac{d_{D,2}}{d_{D,1}} \right)^2 + y_p^2 = 0 \\ \vdots \\ \left(x_p - \sum_{k=1}^{K-1} d_{D,k} \right)^2 - (x_p^2 + y_p^2) \left(\frac{d_{D,K}}{d_{D,1}} \right)^2 + y_p^2 = 0 \end{cases} \quad (2.52)$$

Hệ phương trình trên là hệ phương trình không tuyến tính có thể giải bằng các phương pháp thông thường, ví dụ Levenberg-Marquardt, như đề cập ở [106]. Trong thực tế, hệ phương trình (2.52) có thể giải bằng các phần mềm tính toán thông dụng, ví dụ như Matlab với hàm *fsolve* hoặc Mathematica với hàm *Solve*. Trong trường hợp số chẵn bằng hai, i.e., $K=2$, hệ phương trình (2.52) có thể rút gọn về phương trình bậc 4 như sau:

$$d_{D,1}^4 - 2x_p d_{D,1}^3 + 2(x_p^2 + y_p^2) d_{D,1} - (x_p^2 + y_p^2) = 0 \quad (2.53)$$

Để dàng chứng minh rằng phương trình bậc 4 ở (2.53) luôn luôn có nghiệm trong khoảng $[0,1]$, thật vậy đặt:

$$g(d_{D,1}) = d_{D,1}^4 - 2x_p d_{D,1}^3 + 2(x_p^2 + y_p^2) d_{D,1} - (x_p^2 + y_p^2),$$

ta có

$$g(1) = 1 - 2x_p + 2(x_p^2 + y_p^2) - (x_p^2 + y_p^2) = y_p^2 + (x_p - 1)^2 > 0 \quad \forall (x_p, y_p)$$

và $g(0) = -(x_p^2 + y_p^2) \leq 0 \quad \forall (x_p, y_p)$ dẫn đến $g(0)g(1) \leq 0$. Phương trình bậc 4 ở trên có nghiệm như sau:

$$d_{D,1}^* = \frac{x_p}{2} \frac{1}{2} \sqrt{\Phi_0 + \Phi_4} + \frac{1}{2} \sqrt{2\Phi_0 - \Phi_4 - \frac{\Phi_3}{2\Phi_0 + \Phi_4}} \quad (2.54)$$

với

$$\Phi_0 = x_p^2,$$

$$\Phi_1 = 12d_{sp}^2(x_p - 1),$$

$$\Phi_2 = 108d_{I,1}^4 - 108d_{I,1}^2 x_p^2,$$

$$\Phi_3 = 8x_p^3 - 16d_{I,1}^4,$$

và

$$\Phi_4 = \frac{\Phi_1}{3} \sqrt[3]{\frac{2}{\Phi_2 + \sqrt{\Phi_2 - 4\Phi_1}}} + \frac{1}{3} \sqrt[3]{\frac{\Phi_2 + \sqrt{\Phi_2 - 4\Phi_1}}{2}}.$$

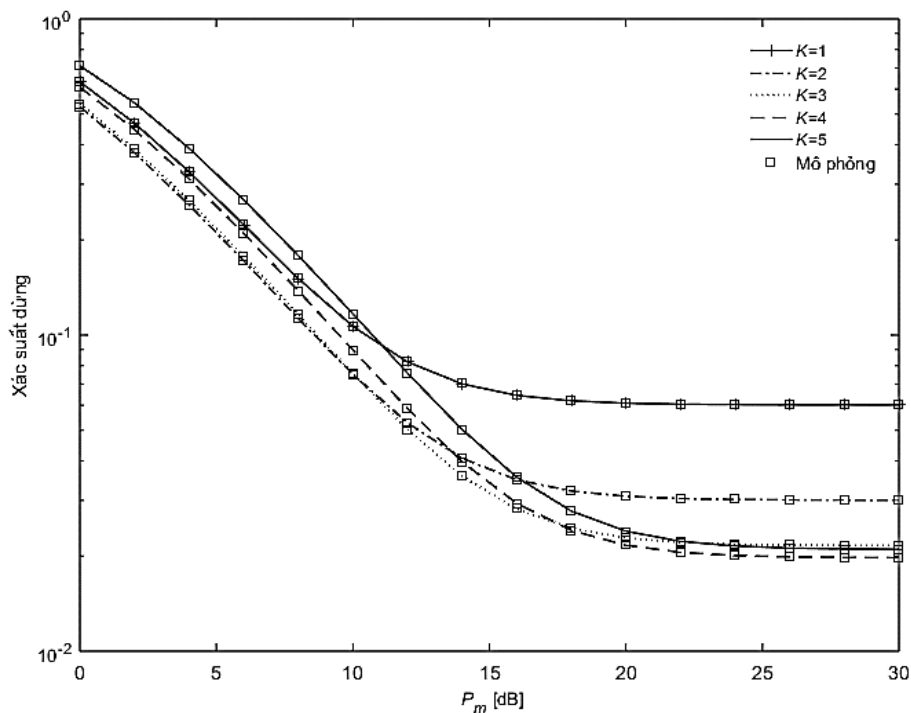
Kết hợp lời giải của hai trường hợp 1 và 2, ta có lời giải tổng quát cho bài toán tối ưu hệ thống truyền thông đa chặng thứ cấp cho cả hai trường hợp $P_m > I_p$ và $P_m < I_p$. Về cơ bản, khi $P_m < I_p$ thì hệ thống thứ cấp không bị ràng buộc về mức can nhiễu của hệ thống sơ cấp nên các nút chuyển tiếp đặt cách đều nhau sẽ cho hiệu năng mạng thứ cấp tối ưu. Ngược lại, khi $P_m > I_p$, thì hệ thống thứ cấp sẽ tối ưu nếu các chặng có tỷ số độ lợi kênh truyền dữ liệu và kênh truyền can nhiễu là như nhau. Trong phần tiếp theo, tôi sẽ trình bày một số kết quả số để chứng minh tính đúng đắn của kết quả đạt được cũng như ưu điểm việc tối ưu vị trí của các nút chuyển tiếp so với trường hợp không tối ưu.

2.3.5 Mô phỏng và đánh giá kết quả

Mục đích của phần này bao gồm hai phần. Đầu tiên nghiên cứu sinh cung cấp các kết quả mô phỏng để xác nhận phương pháp phân tích đề xuất ở các phần trên là đúng đắn và đồng thời chỉ ra rằng hiệu năng của mạng (xác suất dừng hệ thống) thứ cấp sẽ cải thiện khi tối ưu vị trí của các nút chuyển tiếp.

Kênh truyền sử dụng trong toàn bộ chương trình mô phỏng là kênh truyền fading Rayleigh. Giả sử rằng vị trí của nút nguồn và nút đích của mạng thứ cấp lần lượt tại tọa độ $(0,0)$ và $(1,0)$. Đồng thời giả sử thêm rằng tọa độ của nút thu sơ cấp là (x_p, y_p) với tất cả các người dùng của mạng thứ cấp có vị trí cùng nằm trên một đường thẳng và khoảng cách giữa nút nguồn và nút đích được chuẩn hóa bằng một. Để kiểm chứng ưu điểm của bài toán tối ưu hiệu năng, phân bổ nút chuyển tiếp ngẫu nhiên và đều sẽ được dùng để so sánh.

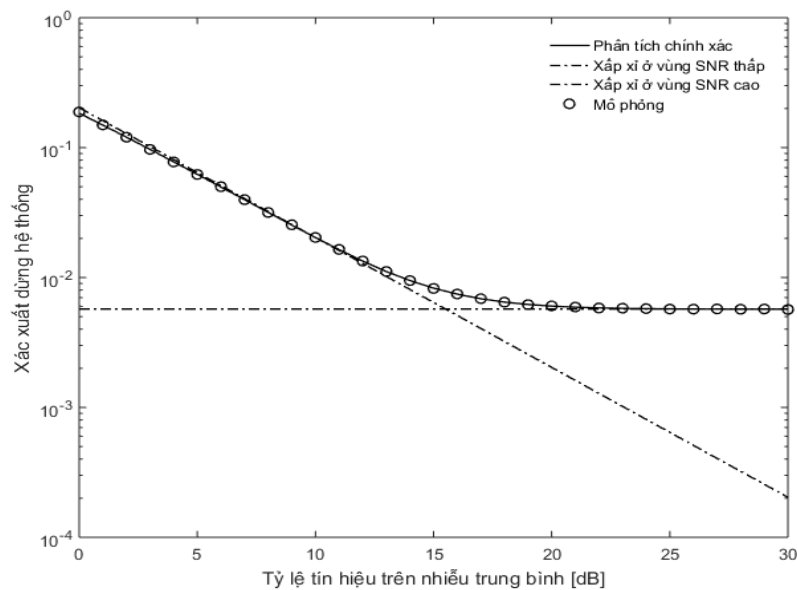
Khi các nút mạng chuyển tiếp thứ cấp được chọn theo phương pháp ngẫu nhiên nghĩa là tọa độ x của nó sẽ được chọn ngẫu nhiên trong khoảng từ $(0,1)$ và tọa độ y của nó cố định ở 0. Khi các nút mạng chuyển tiếp thứ cấp được chọn theo phương pháp phân bố đều, thì khoảng cách giữa các nút sẽ là $1/K$.



Hình 2.7 Xác suất dừng hệ thống theo P_m với $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và

$$(x_p, y_p) = (0.5, 1)$$

Trong Hình 2.7, nghiên cứu sinh khảo sát xác suất dừng của hệ thống khi thay đổi số lượng các chặng của hệ thống thứ cấp từ 1 đến 5. Chú ý rằng trường hợp $K=1$ tương ứng với trường hợp hệ thống truyền trực tiếp. Để đảm bảo tính công bằng trong so sánh, công suất phát của hệ thống là không đổi khi tăng số chặng. Như quan sát trên Hình 2.7, trong điều kiện ràng buộc về công suất phát và can nhiễu ở máy thu sơ cấp, thì mạng với số chặng lớn hơn không phải luôn luôn cho hiệu năng tốt hơn. So sánh mạng với số chặng từ 1 đến 5 ta thấy mạng có số chặng bằng $K=3$ cho hiệu năng tốt nhất và mạng có 5 chặng cho hiệu năng kém nhất. Khi tỷ số tín hiệu trên nhiễu nhỏ hơn 10 dB, truyền thông trực tiếp cho hiệu năng tốt hơn cả trường hợp mạng có 5 chặng. Chú ý rằng các kết luận như trên là không còn đúng ở vùng tỷ số tín hiệu trên nhiễu cao, cụ thể là trên 15 dB. Ở vùng tỷ số tín hiệu trên nhiễu này thì mạng có 4 chặng sẽ cho hiệu năng tốt nhất, kế tiếp theo là mạng có 5 chặng.



Hình 2.8 Kiểm chứng công thức (2.36) với $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và

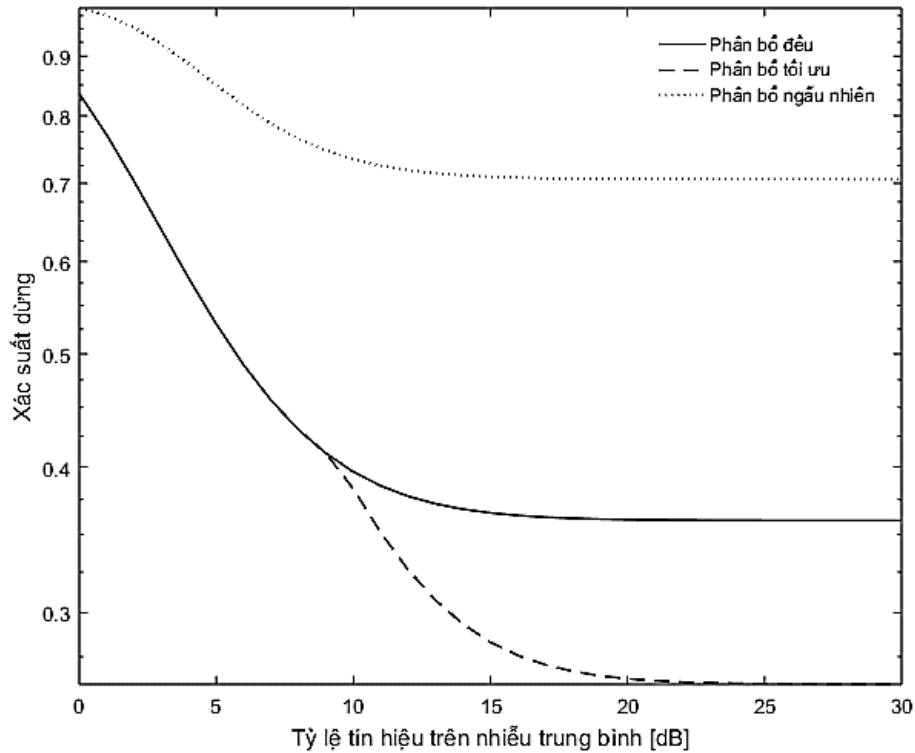
$$(x_p, y_p) = (0.5, 1)$$

Do đó, có thể kết luận rằng mối quan hệ giữa số chặng và hiệu năng của hệ thống đa chặng thứ cấp không phải là một hàm tuyến tính. Khi ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu thấp, tỷ số tín hiệu trên nhiễu tăng thì xác suất dừng của hệ thống tăng theo, tuy

nhiên xác suất dừng của hệ thống sẽ trở nên bão hòa (không tăng) ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao. Hiện tượng này dễ dàng lý giải khi quan sát công thức xác định công suất phát của các máy phát thứ cấp.

Trong Hình 2.7, nghiên cứu sinh kiểm tra tính đúng đắn của các xấp xỉ của công thức (2.40) là cơ sở toán học quan trọng để giải bài toán tối ưu hiệu năng khi mà công thức chính xác dạng đóng của xác suất dừng hệ thống không ở dạng hấp dẫn về mặt toán học để có thể cho lời giải tối ưu ở dạng đóng. Số chặng của mô hình khảo sát là 3, cụ thể với $K=3$. Trên Hình 2.8 và 2.9 được trình bày bao gồm: đường kết quả phân tích chính xác (“Exact”), đường kết quả xấp xỉ ở vùng nhiễu thấp (“Low Approximation”) và đường kết quả xấp xỉ ở vùng nhiễu cao (“High Approximation”) và cuối cùng là đường kết quả mô phỏng (“Simulation”). Ta thấy rằng đường kết quả phân tích chính xác và kết quả mô phỏng là hoàn toàn trùng nhau trong toàn dải tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu đang xem xét. Bên cạnh đó, đường xấp xỉ ở vùng nhiễu thấp và vùng nhiễu cao cũng hội tụ tương ứng với đường kết quả chính xác ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu xem xét. Kết quả này cho phép chúng ta kiểm chứng lại lần nữa tính đúng đắn của xấp xỉ trong công thức (2.36).

Hình 2.9 trình bày các kết quả so sánh các phương pháp phân bố nút chuyển tiếp cho mạng có 4 chặng. Ta dễ dàng nhận thấy hiệu quả của phương pháp phân bố tối ưu khi giá trị tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lớn hơn 10 dB, là giá trị của I_p . Khi đó, xác suất dừng của hệ thống cho bởi phương pháp phân bố tối ưu được dịch xuống dưới một khoảng lớn so với phương pháp phân bố ngẫu nhiên. Bên cạnh đó, chúng ta cũng thấy rằng xác suất dừng của hệ thống sử dụng phương pháp phân bố đều và phương pháp phân bố tối ưu ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu nhỏ hơn 10 dB là như nhau do ở phần trên chúng ta chứng minh được rằng ở vùng tỷ lệ tín hiệu nhỏ thì hiệu năng của hệ thống thứ cấp không phụ thuộc vào giá trị I_p và khi đó mạng thứ cấp sẽ đạt hiệu năng tốt nhất khi các chặng là phân bố đều nhau.



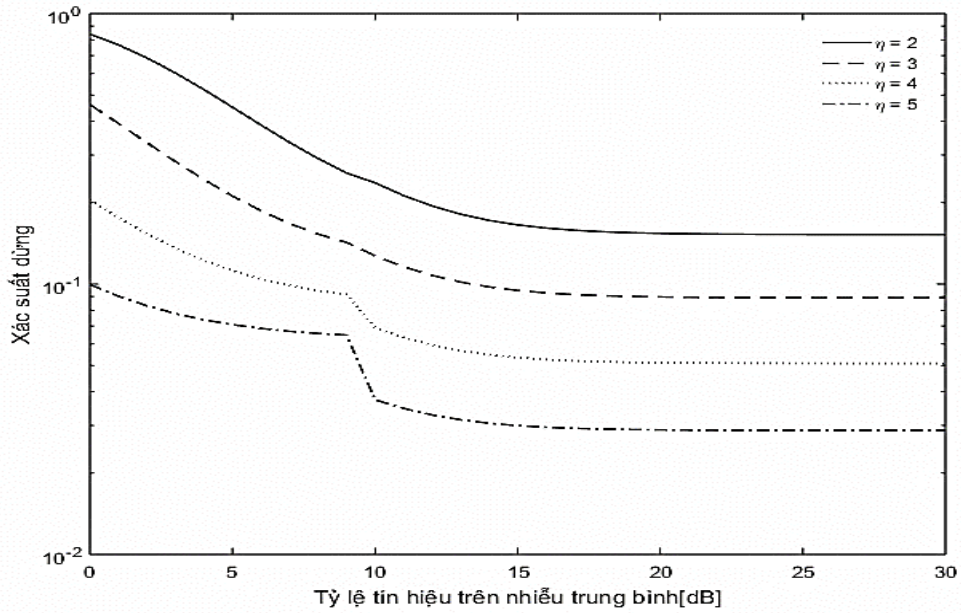
Hình 2.9 So sánh các phương pháp phân bổ nút chuyển tiếp thứ cấp với

$$I_p/N_0 = 10 \text{ dB}, \eta = 4, \text{ và } (x_p, y_p) = (0.8, 0.4).$$

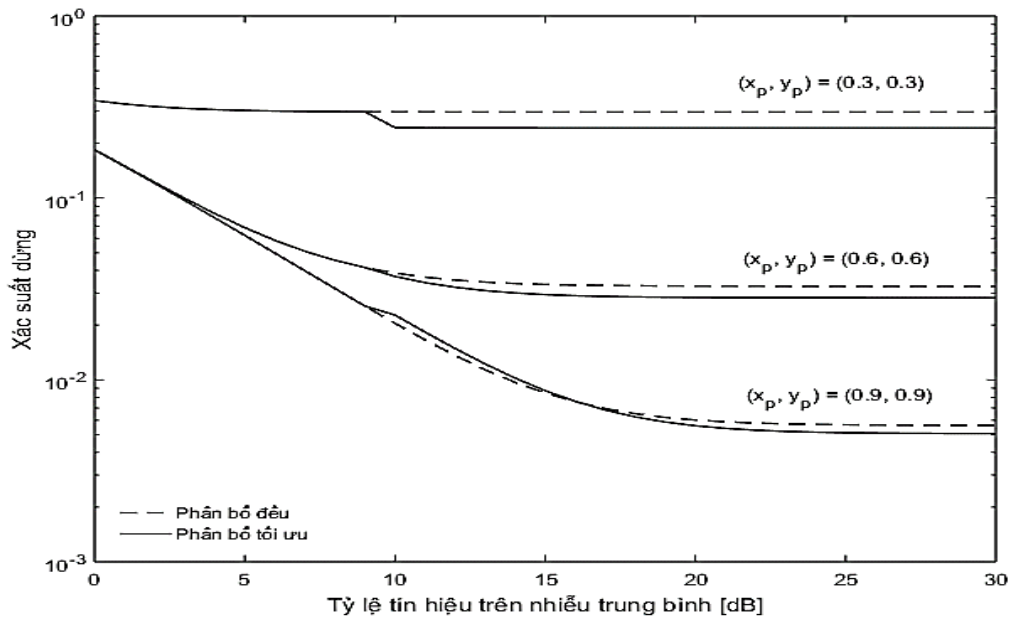
Hình 2.9 thể hiện ảnh hưởng của môi trường truyền (thông qua hệ số suy hao đường truyền) lên xác suất dừng của hệ thống khi sử dụng phương pháp phân bổ tối ưu. Khi giá trị η tăng lên thì xác suất dừng của hệ thống tăng lên và đồng thời ưu điểm của phương pháp phân bổ tối ưu càng rõ nét. Lý do của việc này là khi hệ số đường truyền tăng lên, ảnh hưởng lớn đến độ lợi kênh truyền trung bình và làm cho tỷ số α_k thay đổi.

Trong Hình 2.10, nghiên cứu sinh khảo sát ảnh hưởng của nút thu sơ cấp lên hiệu năng của hệ thống có sử dụng phương pháp phân bổ tối ưu nút chuyển tiếp thứ cấp và đồng thời so sánh với phương pháp phân bổ đều. Ta có thể thấy rằng khi vị trí của nút sơ cấp càng xa hệ thống thứ cấp thì hiệu năng của hệ thống thứ cấp được cải thiện đáng kể. Và đồng thời độ lợi cho bởi phương pháp phân bổ tối ưu so với phương

pháp phân bố đều ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao có vẻ giảm khi nút chuyển tiếp tiến ra xa mạng thứ cấp.



Hình 2.10 Ảnh hưởng của môi trường truyền lên hiệu năng của hệ thống thứ cấp



Hình 2.11 Ảnh hưởng của vị trí nút thu sơ cấp $I_p/N_0 = 10$ dB, $\eta = 4$, và $K = 3$

2.4 KẾT LUẬN CHƯƠNG 2

Chương 2 đã đề xuất hai mô hình cho mạng truyền thông kết hợp (chuyển tiếp) bao gồm: i) mô hình truyền thông kết hợp lựa chọn nút chuyển tiếp AF dạng nền tốt nhất và ii) mô hình chuyển tiếp đa chặng DF dạng nền tối ưu. Chương 2 cũng đề xuất phương pháp mới phân tích xác suất dừng của mô hình truyền thông kết hợp lựa chọn nút chuyển tiếp AF dạng nền tốt nhất trên kênh truyền fading Rayleigh. Phương pháp phân tích đề xuất mới cho phép tìm được xác suất dừng của hệ thống ở dạng tường minh (closed form), nghĩa là biểu diễn ở dạng hàm cơ bản. Các kết quả mô phỏng xác nhận tính đúng đắn của phương pháp đề xuất và hệ thống đề xuất đạt được độ lợi phân tập đầy đủ, nghĩa là độ lợi phân tập của hệ thống tỷ lệ với số lượng nút chuyển tiếp mà hệ thống sử dụng. Một phần của kết quả này công bố ở Hội nghị quốc tế IGTWCE 2012.

Nguyen Van Chinh and Vo Nguyen Quoc Bao, “*Outage Analysis of Cognitive Underlay Amplify-and-Forward Networks over Rayleigh Fading Channels*”, International Green Technology Workshop/Conference/Exhibition IGTWCE 2012, Ho Chi Minh City, pp. 38-42, 2012.

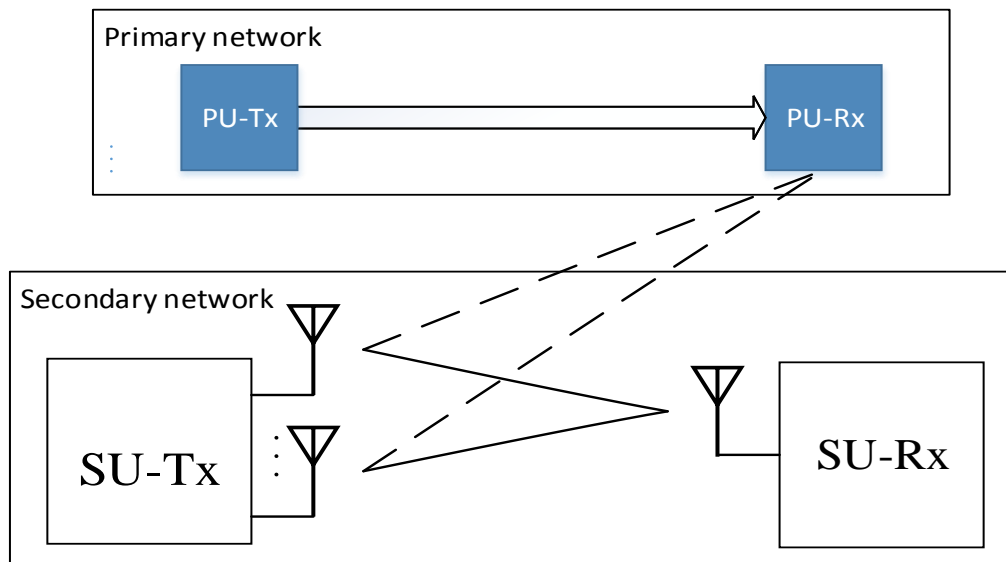
Đồng thời trong Chương 2 này, nghiên cứu sinh đã phân tích và đánh giá hệ thống truyền thông phân tập đa chặng sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức hoạt động dựa trên giao thức dạng nền (underlay). Đóng góp mới trong nghiên cứu này là đã giải bài toán phân bổ tối ưu vị trí nút chuyển tiếp của mạng thứ cấp cho trường hợp tổng quát, thích hợp cả vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao lẫn thấp. Kết quả mô phỏng đã chứng minh ưu điểm của phương pháp phân bổ tối ưu hiệu quả hơn so với phương pháp chia đều khoảng cách hoặc chọn khoảng cách ngẫu nhiên của hệ thống truyền thông phân tập đa chặng ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức trong điều kiện ràng buộc mức can nhiễu và công suất phát tối đa. Kết quả này đã được công bố tạp chí Chuyên san “*Các Công trình Nghiên cứu, Phát triển và Ứng dụng Công nghệ Thông tin và Truyền thông*” của Tạp chí Công nghệ Thông tin & Truyền thông. Bài báo [C3]: “*Tối ưu hiệu năng của hệ thống truyền thông đa chặng trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền*”.

CHƯƠNG 3 ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MÃ HÓA KHÔNG GIAN THỜI GIAN TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN: MỘT CHẶNG VÀ NHIỀU CHẶNG

3.1 MÃ HÓA KHÔNG GIAN THỜI GIAN TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN

Mô hình hệ thống

Xem xét hệ thống vô tuyến nhận thức gồm một cặp thu phát sơ cấp (PU-TX và PU-Rx) và một cặp thu phát thứ cấp (SU-Tx và SU-Rx) hoạt động trên cùng băng tần như trình bày ở Hình 3.1. Hệ thống thứ cấp là hệ thống MIMO, sử dụng nhiều anten, hoạt động theo chế độ dạng nền (cognitive underlay). Giả sử vùng phủ sóng của mạng sơ cấp lớn hơn rất nhiều so với mạng thứ cấp, ví dụ chuẩn IEEE 802.22, nên tín hiệu can nhiễu của mạng sơ cấp đến máy thu thứ cấp có thể quy về nhiễu trắng cộng.



Hình 3.1 Hệ thống MISO dạng nền

Trong phạm vi luận án này, Nghiên cứu sinh trình bày hệ thống với hai anten sử dụng mã hóa Alamouti, tuy nhiên mô hình hệ thống và phương pháp phân tích đề xuất có thể dễ dàng mở rộng ra trường hợp nhiều anten.

Do hoạt động ở chế độ dạng nền, hệ thống thứ cấp phải điều chỉnh công suất phát để đảm bảo rằng công suất can nhiễu tại máy thu sơ cấp phải nhỏ hơn một mức công suất tối đa cho phép, I_p [17]. Giả sử máy phát thứ cấp có thông tin kênh truyền từ máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp, i.e., f_k , ta có công suất của máy phát thứ cấp tại anten phát thứ k như sau:

$$P_k = \min \left(\frac{I_p}{|f_k|^2}, P_{\max} \right) \quad (3.1)$$

với P_{\max} là công suất phát tối đa của máy phát thứ cấp.

Trong thực tế công nghệ hiện nay, giá trị của I_p thường rất nhỏ so với P_{\max} , nghĩa là $I_p \ll P_{\max}$, nên ta có thể đơn giản (3.1) thành:

$$P_k = \frac{I_p}{|f_k|^2} \quad (3.2)$$

Giả sử kênh truyền fading biến đổi chậm, không đổi trong hai khe thời gian liên tiếp, ta có thể viết tín hiệu thu tại máy thu thứ cấp trong hai khe thời gian liên tiếp như sau:

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{P_1} h_1 x_1 + \sqrt{P_2} h_2 x_2 + n_1 \\ y_2 &= \sqrt{P_1} h_1 (-x_2^*) + \sqrt{P_2} h_2 x_1^* + n_2. \end{aligned} \quad (3.3)$$

với h_k và n_k với $k = 1, 2$ lần lượt là hệ số kênh truyền từ anten phát thứ k của máy phát thứ cấp đến máy thu thứ cấp và nhiễu trắng tại máy thu thứ cấp với phương sai N_0 . Trong (3.3), x_1 và x_2 là tín hiệu phát sau điều chế ở máy phát thứ cấp.

Tại máy thu, sử dụng bộ giải mã tương tự lớn nhất (maximum likelihood) [33], tín hiệu khôi phục của \hat{x}_1 và \hat{x}_2 có dạng như sau:

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= \left(P_1 |h_1|^2 + P_2 |h_2|^2 \right) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \hat{x}_2 &= \left(P_1 |h_1|^2 + P_2 |h_2|^2 \right) x_2 - h_1^* n_2^* + h_2 n_1^*\end{aligned}\quad (3.4)$$

Gọi γ_Σ là tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu đầu cuối của mạng thứ cấp Alamouti, ta có

$$\gamma_\Sigma = \underbrace{\frac{I_p |h_1|^2}{N_0 |f_1|^2}}_{\gamma_1} + \underbrace{\frac{I_p |h_2|^2}{N_0 |f_2|^2}}_{\gamma_2}\quad (3.5)$$

Sử dụng xác suất có điều kiện và kỹ thuật phân rã từng phần, ta có hàm phân bố xác suất tích lũy của γ_Σ như sau [81]

$$\begin{aligned}F_{\gamma_\Sigma}(\gamma) &= \Pr(\gamma_\Sigma < \gamma_{th}) \\ &= \Pr(\gamma_1 + \gamma_2 < \gamma_{th}) \\ &= \int_0^\gamma F_{\gamma_1}(\gamma - \gamma_2) f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 \\ &= \int_0^\gamma \frac{\gamma - \gamma_2}{(\gamma - \gamma_2 + \alpha_1)(\gamma_2 + \alpha_2)^2} \alpha_2 d\gamma_2 \\ &= \frac{\gamma}{\gamma + 2\alpha} + \frac{2\alpha^2}{(\gamma + 2\alpha)^2} \ln \frac{\alpha}{\gamma + \alpha},\end{aligned}\quad (3.6)$$

với $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ trong đó $\alpha_k = \frac{\lambda_h}{\lambda_f}$ với $\lambda_h = E\{|h_k|^2\} \forall k$ và $\lambda_f = E\{|h_f|^2\} \forall k$. Ở đây,

$E\{\cdot\}$ là toán tử trung bình thống kê.

Từ (3.5), thực hiện đạo hàm theo γ , ta có hàm mật độ phân bố xác suất của γ_Σ như sau:

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) &= \frac{dF_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma)}{d\gamma} \\
&= -\frac{4\alpha^2 \ln \alpha}{(\gamma + 2\alpha)^3} + \frac{4\alpha^2 \ln(\gamma + \alpha)}{(\gamma + 2\alpha)^3} + \frac{4\alpha}{(\gamma + 2\alpha)^2} - \frac{2}{\gamma + \alpha} + \frac{2}{\gamma + 2\alpha}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Phân tích xác suất dừng hệ thống

Xác suất dừng hệ thống được định nghĩa là xác suất mà dung lượng của hệ thống nhỏ hơn tốc độ truyền mong muốn R , cụ thể:

$$OP = \Pr[\log_2(1 + \gamma_{\Sigma}) < R] \tag{3.8}$$

Thực hiện phép biến đổi trên (3.8), ta có thể định nghĩa lại xác suất dừng hệ thống là xác suất mà tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu của hệ thống nhỏ hơn một giá trị ngưỡng cho trước với $\gamma_{th} = 2^R - 1$ như sau:

$$\begin{aligned}
OP &= \Pr(\gamma_{\Sigma} < \gamma_{th}) \\
&= F_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma_{th}) \\
&= \frac{\gamma_{th}}{\gamma_{th} + 2\alpha} + \frac{2\alpha^2}{(\gamma_{th} + 2\alpha)^2} \ln \frac{\alpha}{\gamma_{th} + \alpha}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Cho trước đặc tính kênh truyền α , xác suất dừng hệ thống xấp xỉ ở vùng tỷ lệ công suất tín hiệu trên nhiễu cao như sau:

$$OP \rightarrow \frac{\gamma_{th}^2}{2\alpha^2} \tag{3.10}$$

Chứng minh: Tại vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao, $F_{\gamma_k}(\gamma)$ có thể xấp xỉ dùng kỹ thuật phân tích chuỗi Maclaurin như sau:

$$F_{\gamma_k}(\gamma) \rightarrow \frac{\gamma}{\alpha}, \tag{3.11}$$

dẫn đến

$$f_{\gamma_k}(\gamma) \rightarrow \frac{1}{\alpha} \tag{3.12}$$

Tiến hành thay thế các xấp xỉ, cụ thể (3.11) và (3.12) vào (3.6), ta có

$$\begin{aligned}
 F_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) &= \int_0^{\gamma} F_{\gamma_1}(\gamma - \gamma_2) f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2 \\
 &\approx \int_0^{\gamma} \frac{\gamma - \gamma_2}{\alpha} \frac{1}{\alpha} d\gamma_2 \\
 &= \frac{\gamma_{th}^2}{2\alpha^2}
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

Biểu diễn lại (3.13) ở dạng tường minh theo $\frac{I_p}{N_0}$, ta có:

$$F_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_f \gamma_{th}}{\lambda_h} \right)^2 \left(\frac{I_p}{N_0} \right)^{-2}, \tag{3.14}$$

chứng minh rằng hệ thống đạt độ lợi phân tập là hai đầy đủ.

Dung lượng Shannon hệ thống

Dung lượng kênh truyền là một tham số hiệu năng tiêu chuẩn, được định nghĩa là tốc độ truyền dẫn cao nhất với tỷ lệ lỗi nhỏ. Ở kênh truyền nhiễu trắng, dung lượng Shannon chuẩn hóa có dạng $C_{AGWN} = \log_2(1 + \gamma_{\Sigma})$, cho phép tính toán dung lượng Shannon ở kênh truyền fading như sau:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{C} &= \int_0^{\infty} C_{AGWN}(\gamma) f_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) d\gamma \\
 &= \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) f_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) d\gamma
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

Thay thế hàm PDF của γ_{Σ} ở (3.7) vào (3.15), và thực hiện tích phân với mục tiêu tìm dạng đóng (closed form) của \mathcal{C} . Sử dụng tích phân từng phần, ta có thể viết \mathcal{C} lại như sau:

$$\begin{aligned}
C = & -\frac{4\alpha \ln \alpha}{\ln 2} \underbrace{\int_0^\infty \frac{\ln(1+\gamma)}{(\gamma+2\alpha)^3} d\gamma}_{J_1(\alpha)} + \frac{4\alpha}{\ln 2} \underbrace{\int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+\alpha)\ln(1+\gamma)}{(\gamma+2\alpha)^3} d\gamma}_{J_2(\alpha)} \\
& + \frac{4\alpha}{\ln 2} \underbrace{\int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+1)}{(\gamma+2\alpha)^2} d\gamma}_{J_3(1,2\alpha)} - \frac{2}{\ln 2} \underbrace{\int_0^\infty \left[\frac{\ln(\gamma+1)}{\gamma+\alpha} - \frac{\ln(\gamma+1)}{\gamma+2\alpha} \right] d\gamma}_{J_4(1,\alpha,2\alpha)}. \quad (3.16)
\end{aligned}$$

với \mathcal{J}_i với $i=1,2,3$ là các hàm phụ, được định nghĩa bên dưới. Sử dụng tích phân từng phần, ta có \mathcal{J}_1 như sau:

$$\begin{aligned}
\mathcal{J}_1(\alpha) &= -\frac{\ln(1+\gamma)}{2(\gamma+2\alpha)^2} \Big|_{\gamma=0}^{\infty} + \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{d\gamma}{(\gamma+1)(\gamma+2\alpha)^2} \\
&= \begin{cases} \frac{1-2\alpha+2\alpha \ln 2\alpha}{4\alpha(2\alpha-1)^2}, & \alpha \neq 0.5 \\ \frac{1}{4}, & \alpha = 0.5 \end{cases} \quad (3.17)
\end{aligned}$$

Với \mathcal{J}_2 , ta viết lại như sau

$$\begin{aligned}
\mathcal{J}_2(\alpha) &= \int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+\alpha)\ln(1+\gamma)}{(\gamma+2\alpha)^3} d\gamma \\
&= -\underbrace{\frac{\ln(\gamma+1)\ln(\gamma+1)}{(\gamma+2\alpha)^2} \Big|_{\gamma=0}^{\infty}}_{\rightarrow 0} + \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+1)}{(\gamma+\alpha)(\gamma+2\alpha)^2} d\gamma + \frac{1}{2} \int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+\alpha)}{(\gamma+1)(\gamma+2\alpha)^2} d\gamma \quad (3.18)
\end{aligned}$$

Sử dụng kỹ thuật phân rã từng phần, chúng ta viết lại $\mathcal{J}_2(\alpha)$ như sau :

$$\begin{aligned}
\mathcal{J}_2(\alpha) &= \frac{1}{2\alpha^2} \int_0^\infty \left[\frac{\ln(\gamma+1)}{\gamma+\alpha} - \frac{\ln(\gamma+1)}{\gamma+2\alpha} \right] \\
&+ \frac{1}{2(2\alpha-1)^2} \int_0^\infty \left[\frac{\ln(\gamma+\alpha)}{\gamma+1} - \frac{\ln(\gamma+\alpha)}{\gamma+2\alpha} \right] \\
&- \frac{1}{2\alpha} \int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+1)}{(\gamma+2\alpha)^2} d\gamma - \frac{1}{2(2\alpha-1)} \int_0^\infty \frac{\ln(\gamma+\alpha)}{(\gamma+2\alpha)^2} d\gamma \quad (3.19)
\end{aligned}$$

Với $\mathcal{J}_3(\cdot)$ and $\mathcal{J}_4(\cdot)$, ta thấy rằng (3.19) có thể viết lại như sau:

$$J_2(\alpha) = \frac{J_4(1, \alpha, 2\alpha)}{2\alpha^2} - \frac{J_3(1, 2\alpha)}{2\alpha} + \frac{J_4(1, \alpha, 2\alpha)}{2(2\alpha-1)^2} - \frac{J_3(\alpha, 2\alpha)}{2(2\alpha-1)} \quad (3.20)$$

Sử dụng phép biến đổi [107, (4.291.17)], ta có

$$\mathcal{J}_3(a, b) = \begin{cases} \frac{a \ln a - b \ln b}{ab - b^2}, & a \neq b \\ \frac{1 + \ln a}{a}, & a = b \end{cases} \quad (3.21)$$

Để tính $\mathcal{J}_4(a, b, c)$, chúng ta sử dụng khái niệm hàm *dilogarithm*, cụ thể² [108]

$$\text{Li}_2(-x) = \int_1^x \frac{\ln t dt}{t-1} \quad (3.22)$$

$\mathcal{J}_4(a, b, c)$ có thể tính toán như sau:

$$\mathcal{J}_4(a, b, c) = \begin{cases} -\frac{\ln^2 b}{2} + \frac{\ln^2 c}{2} - \ln\left(1 - \frac{a}{b}\right) \ln\left(\frac{b}{a}\right) + \ln\left(1 - \frac{a}{c}\right) \ln\left(\frac{c}{a}\right) + \text{Li}_2\left(\frac{a}{b}\right) - \text{Li}_2\left(\frac{a}{c}\right), & a \neq b \neq c \\ \frac{\pi^2}{6} + \ln c \ln(c-1) - \frac{\ln^2 c}{2} - \text{Li}_2\left(\frac{1}{c}\right), & a = b = 1 \\ -\frac{\pi^2}{6} + \frac{\ln^2 a}{2} - \frac{\ln^2 b}{2} - \ln\left(1 - \frac{a}{b}\right) \ln\left(\frac{b}{a}\right) + \text{Li}_2\left(\frac{a}{b}\right), & a = c. \end{cases} \quad (3.23)$$

Kết hợp $\mathcal{J}_1, \mathcal{J}_2, \mathcal{J}_3$ và \mathcal{J}_4 , chúng ta có được công thức dạng đóng cuối cùng cho \mathcal{C} . Hàm dilogarithm là hàm sẵn có trong các phần mềm tính toán thông dụng như Matlab và Mathematica. Bên cạnh đó, hàm dilogarithm có thể được tính toán trực tiếp hay xấp xỉ dùng các phương pháp đề cập [109, 110].

Kết quả mô phỏng và thảo luận

Để chứng minh ưu điểm của kỹ thuật mã hóa không gian thời gian, chúng ta sẽ so sánh hệ thống Alamouti với hệ thống đơn anten phát và đơn anten thu (SISO) trong

² Hàm dilogarithm là trường hợp đặc biệt của hàm polylogarithm.

cùng một điều kiện kênh truyền. Xác suất dừng và dung lượng của hệ thống SISO thứ cấp có dạng như sau:

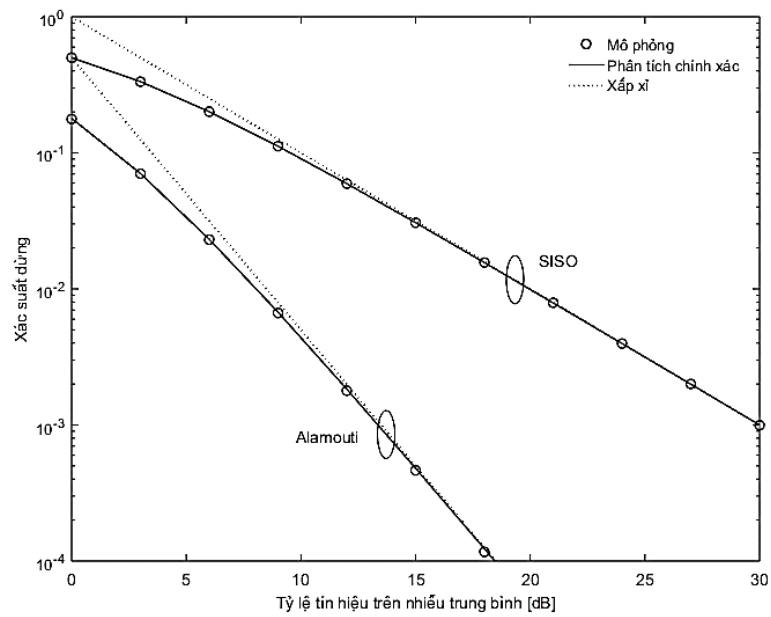
$$\text{OP}_{\text{DT}} = \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + \alpha} \rightarrow \frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha}, \quad (3.24)$$

và

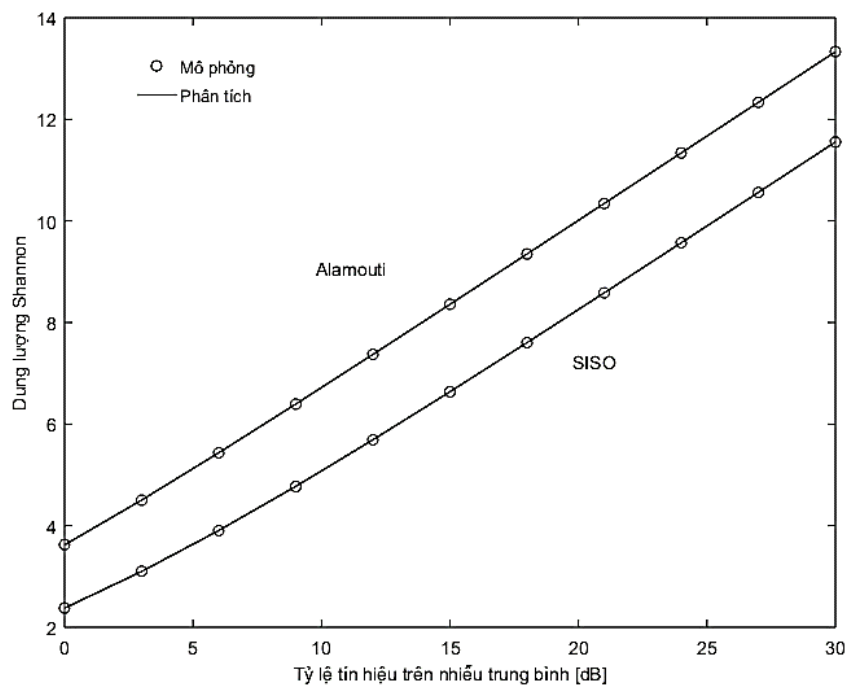
$$C_{\text{DT}} = \begin{cases} \frac{\alpha \log_2 \alpha}{\alpha - 1}, & \alpha \neq 1 \\ \frac{1}{\ln 2}, & \alpha = 1 \end{cases} \quad (3.25)$$

Để kiểm chứng tính đúng đắn của phân tích ở trên, chúng ta thiết lập các tham số kênh truyền và hệ thống như sau: $\gamma_{\text{th}} = 3$ và tọa độ của nút nguồn thứ cấp, nút đích thứ cấp và nút thu sơ cấp lần lượt $(0,0)$, $(1,0)$ và (x_p, y_p) . Độ lợi kênh truyền được mô hình hóa sử dụng mô hình suy hao đường truyền đơn giản, cụ thể $\lambda_h = 1$ và $\lambda_f = \left(\sqrt{x_p^2 + y_p^2}\right)^{-\eta}$, với η được chọn bằng 4 và $(x_p, y_p) = (0.5, 0.5)$.

Hình 3.2 và Hình 3.3 so sánh xác suất dừng hệ thống và dung lượng Shannon của hai hệ thống Alamouti và SISO trong cùng một điều kiện kênh truyền. Kết quả trong hai hình chỉ ra rằng kết quả mô phỏng và kết quả giải tích là trùng khớp với nhau cho phép kết luận rằng phương pháp tính toán và kết quả phân tích là hoàn toàn đúng đắn. Bên cạnh đó, kết quả xấp xỉ cho xác suất dừng hệ thống ở Hình 3.2 là hoàn toàn hội tụ tại vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao.



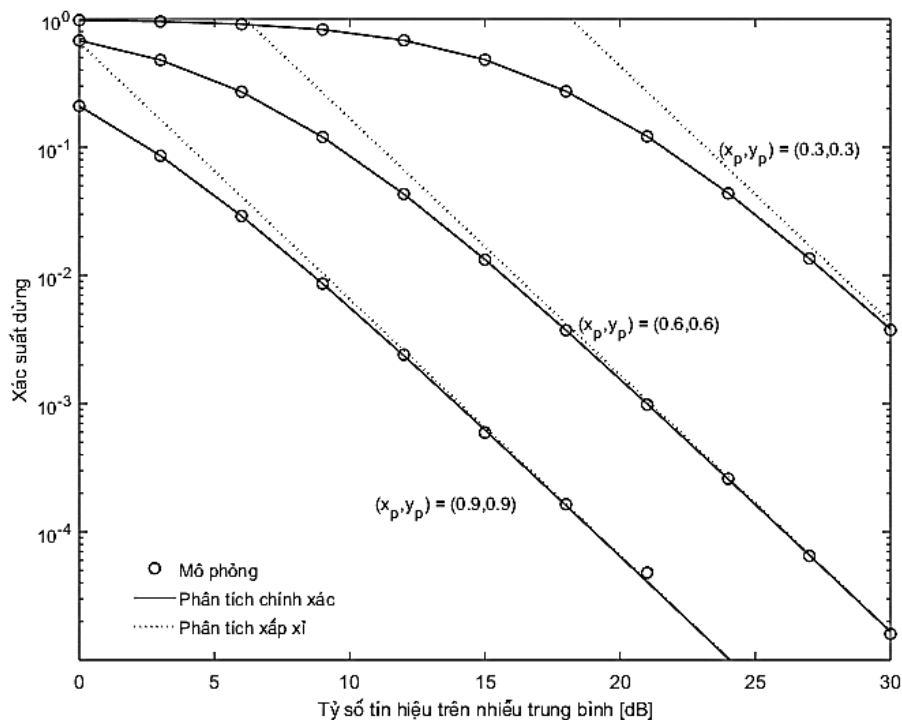
Hình 3.2 Xác suất dừng hệ thống Alamouti và SISO dạng nền



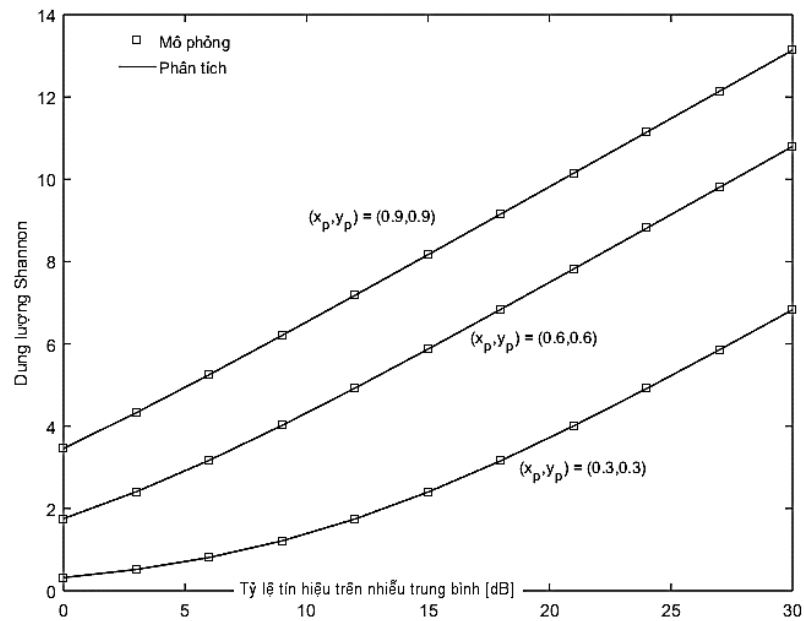
Hình 3.3 Dung lượng Shannon hệ thống Alamouti và SISO dạng nền

Kết quả này cũng chỉ ra rằng hệ thống Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức đạt được độ lợi phân tập là 2 so với độ lợi phân tập là 1 của hệ thống SISO. Trong Hình 3.3, kết quả là hoàn toàn tương tự, nghĩa là dung lượng dừng của hệ thống Alamouti là lớn hơn hệ thống SISO trong toàn dải tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu trung bình đang xem xét. Điểm đáng chú ý, là độ lợi tỷ số tín hiệu trên nhiễu là nhỏ ở vùng tỷ lệ tín hiệu nhỏ và tăng dần khi tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu tăng thêm và đạt độ ổn định khi tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lớn hơn 15 dB.

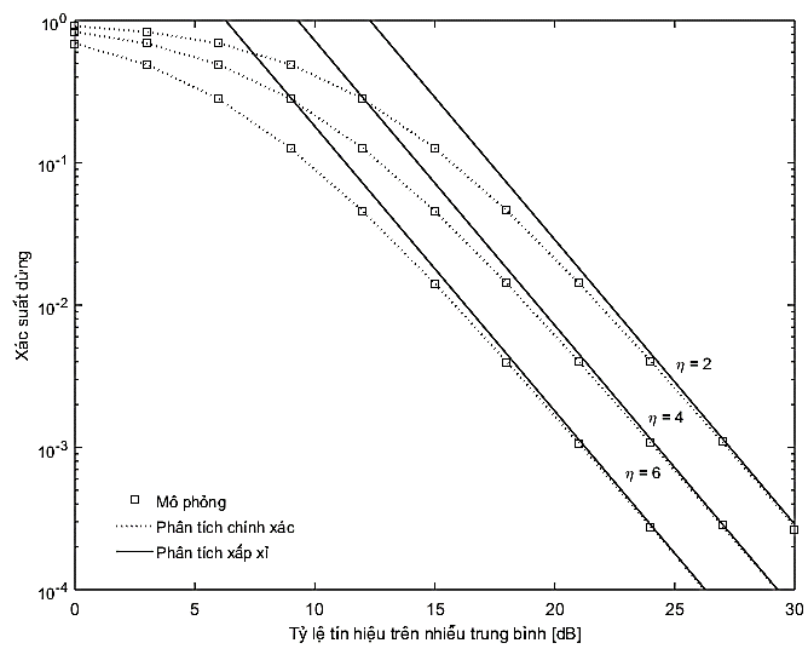
Hình 3.4 và 3.5 trình bày kết quả khảo sát ảnh hưởng của tọa độ máy thu sơ cấp lên hiệu năng của hệ thống. Ba vị trí của máy thu sơ cấp được khảo sát đó là (0.3, 0.3), (0.6, 0.6) và (0.9, 0.9). Ta dễ dàng thấy rằng, khi máy thu sơ cấp xa nhất thì hiệu năng của hệ thống thứ cấp là tốt nhất và ngược lại. Điều này có thể lý giải là khi máy thu ở vị trí xa máy phát thứ cấp cho phép nó phát với công suất cao và ngược lại.



Hình 3.4 Ảnh hưởng của vị trí nút thu sơ cấp lên xác suất dừng của hệ thống



Hình 3.5 Ảnh hưởng của vị trí nút thu sơ cấp lên dung lượng Shannon của hệ thống



Hình 3.6 Ảnh hưởng của môi trường truyền (Hệ số suy hao kênh truyền) lên xác suất dừng hệ thống

Trong hình cuối cùng, Hình 3.6, đã khảo sát ảnh hưởng của hệ số suy hao kênh truyền lên xác suất dừng của hệ thống bằng cách thay đổi giá trị từ 2 đến 6. Chúng ta có thể thấy rằng ở môi trường với hệ số η lớn sẽ dẫn tới độ lợi kênh truyền trung bình lớn và kết quả là hiệu năng của hệ thống sẽ được cải thiện.

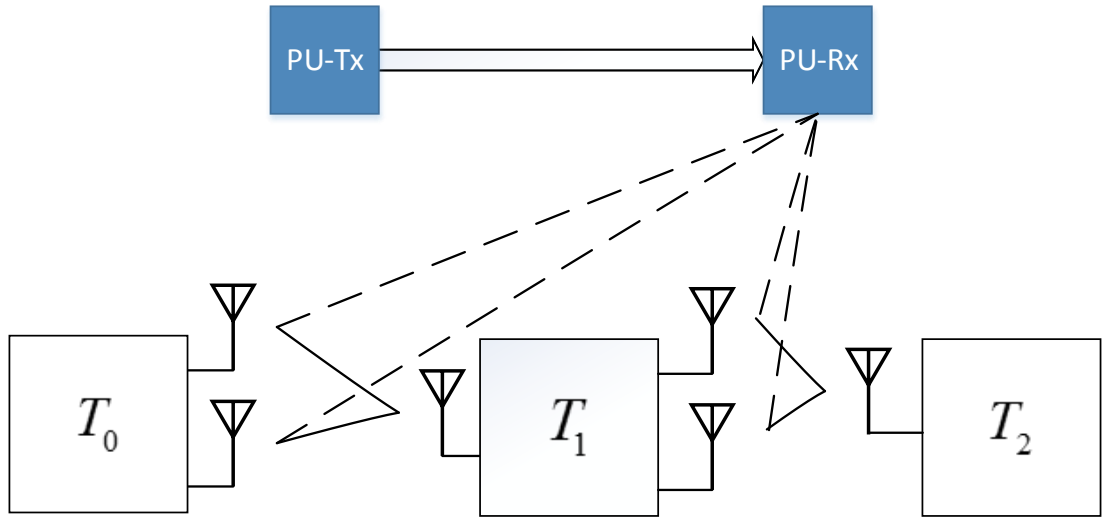
3.2 MÃ HÓA KHÔNG GIAN THỜI GIAN VỚI CHUYỂN TIẾP ĐA CHẶNG DF DẠNG NỀN

Giới thiệu

Truyền thông đa chặng là kỹ thuật cho phép mở rộng vùng phủ sóng của hệ thống vô tuyến và hạn chế can nhiễu. Xuất phát từ các nghiên cứu kinh điển của Hasna [6, 7], kỹ thuật này cho đến nay đã được xem xét trong nhiều chuẩn vô tuyến thế hệ sau, ví dụ [111, 112]. Trong phần này, nghiên cứu sinh đề xuất áp dụng mã hóa không gian thời gian với kỹ thuật chuyển đa chặng dạng nền với mục tiêu cải thiện vùng phủ sóng và/hoặc hiệu năng của hệ thống.

Mô hình hệ thống

Hệ thống xem xét bao gồm nút nguồn ký hiệu T_0 , K nút chuyển tiếp, và một nút đích T_K như ở Hình 3.7. Các nút đều được trang bị hai anten phát và một anten thu sử dụng mã không gian thời gian Alamouti. Mô hình này dễ dàng mở rộng cho các mã hóa không gian thời gian khác tương ứng với số lượng anten phát cài đặt tại nút thứ cấp [36].



Hình 3.7 Hệ thống hai chặng MIMO dạng nền

Giả sử công suất phát của các nút phát thứ cấp bị giới hạn nên nút nguồn thứ cấp không có kênh truyền trực tiếp với nút đích thứ cấp mà thông qua $K - 1$ nút chuyển tiếp thứ cấp T_1, \dots, T_{K-1} . Các nút chuyển tiếp thực hiện giải điều chế tín hiệu mà nó nhận được, mã hóa lại theo mã không gian thời gian Alamouti và chuyển tiếp đến nút tiếp theo. Để giảm độ phức tạp phần cứng và giao thức giao tiếp giữa các nút mạng thứ cấp, giả sử rằng các nút chuyển tiếp thứ cấp chỉ nhận tín hiệu từ nút trước nó và K khe thời gian trực giao được sử dụng cho K chặng dẫn đến không tồn tại can nhiễu trong quá trình truyền dẫn giữa các chặng.

Xem xét ở chặng thứ k , gọi $f_{i,k}$ và $h_{i,k}$ lần lượt là hệ số kênh truyền can nhiễu và kênh truyền dữ liệu từ anten thứ i . Tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu của chặng thứ k như sau:

$$\begin{aligned} \gamma_{\Sigma,k} &= \frac{I_P |h_{1,k}|^2}{N_0 |f_{1,k}|^2} + \frac{I_P |h_{2,k}|^2}{N_0 |f_{2,k}|^2} \\ &= \underbrace{\gamma_{1,k}} + \underbrace{\gamma_{2,k}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Sử dụng lại kết quả (3.6), ta có hàm phân bố xác suất tích lũy của γ_{Σ} như sau [81]

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{\Sigma,k}}(\gamma) &= \Pr(\gamma_{\Sigma,k} < \gamma_{th}) \\ &= \frac{\gamma}{\gamma + 2\alpha_k} + \frac{2\alpha_k^2}{(\gamma + 2\alpha_k)^2} \ln \frac{\alpha_k}{\gamma + \alpha_k}, \end{aligned} \quad (3.27)$$

với $\alpha_{1,k} = \alpha_{2,k} = \alpha_k$ trong đó $\alpha_{i,k} = \frac{E\{|h_{i,k}|^2\}}{E\{|f_{i,k}|^2\}}$ với $E\{\cdot\}$ là toán tử trung bình thống kê.

Với giao thức DF, nút chuyên tiếp có thể chuyên tiếp tín hiệu giải điều chế sai đến nút tiếp theo. Theo [113], tỷ số tín hiệu trên nhiễu tương đương của hệ thống thứ cấp sẽ bị giới hạn bởi tỷ số tín hiệu trên nhiễu của chặng yếu nhất, nghĩa là

$$\gamma_{e2e} = \min_{k=1,\dots,K} \gamma_{\Sigma,k} \quad (3.28)$$

Phân tích xác suất dừng hệ thống

Với K khe thời gian cho K chặng, ta viết xác suất dừng của hệ thống K chặng như sau:

$$\begin{aligned} OP &= \Pr\left(\frac{1}{K} \log_2(1 + \gamma_{e2e}) < R\right) \\ &= \Pr(\min_{k=1,\dots,K} \gamma_{\Sigma,k} < \gamma_{th}) \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{\Sigma,1} > \gamma_{th}, \dots, \gamma_{\Sigma,K} > \gamma_{th}) \end{aligned} \quad (3.29)$$

với $\gamma_{th} = 2^{KR} - 1$.

Giả sử $\gamma_{\Sigma,1}, \dots, \gamma_{\Sigma,K}$ là độc lập với nhau, ta viết OP lại như sau:

$$\begin{aligned}
\text{OP} &= 1 - \prod_{k=1}^K \Pr(\gamma_{\Sigma,k} > \gamma_{\text{th}}) \\
&= 1 - \prod_{k=1}^K \left[1 - F_{\gamma_{\Sigma,k}}(\gamma_{\text{th}}) \right]
\end{aligned} \tag{3.30}$$

Sử dụng (3.9), ta có thể có dạng tường minh của OP như sau:

$$\text{OP} = 1 - \prod_{k=1}^K \left[1 - \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + 2\alpha_k} + \frac{2\alpha_k^2}{(\gamma_{\text{th}} + 2\alpha_k)^2} \ln \frac{\alpha_k}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_k} \right] \tag{3.31}$$

Ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao, ta có thể xấp xỉ OP như sau

$$\text{OP} \approx \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \left(\frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha_k} \right)^2 \tag{3.32}$$

Chứng minh: Ở tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao, $F_{\gamma_{\Sigma,k}}(\gamma_{\text{th}}) \ll 1$, ta có thể xấp xỉ

$$\prod_{k=1}^K \left[1 - F_{\gamma_{\Sigma,k}}(\gamma_{\text{th}}) \right] \approx 1 - \sum_{k=1}^K F_{\gamma_{\Sigma,k}}(\gamma_{\text{th}}) \tag{3.33}$$

dẫn đến kết quả như (3.32).

Khi $\alpha_1 = \dots = \alpha_K = \alpha$, ta có thể viết (3.32) lại như sau

$$\text{OP} \approx \frac{K}{2} \left(\frac{\gamma_{\text{th}}}{\alpha} \right)^2 \tag{3.34}$$

Công thức (3.34) đã chỉ ra rằng hệ thống đa chặng dạng nền với mã hóa Alamouti đạt độ lợi phân tập là hai và độ lợi mã tăng theo số chặng K .

Với mạng chuyển tiếp hai chặng, $K = 2$, xác suất dừng hệ thống ở dạng chính xác và dạng xấp xỉ ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu như sau

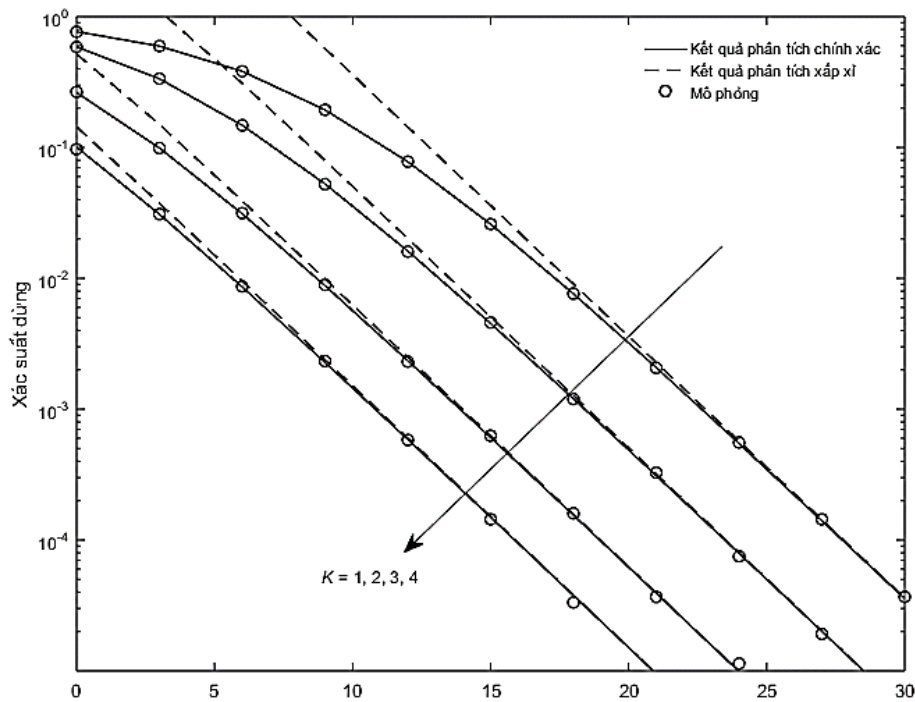
$$\begin{aligned}
\text{OP} &= 1 - \left[1 - \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + 2\alpha_1} + \frac{2\alpha_1^2}{(\gamma_{\text{th}} + 2\alpha_1)^2} \ln \frac{\alpha_1}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_1} \right] \\
&\quad \times \left[1 - \frac{\gamma_{\text{th}}}{\gamma_{\text{th}} + 2\alpha_2} + \frac{2\alpha_2^2}{(\gamma_{\text{th}} + 2\alpha_2)^2} \ln \frac{\alpha_2}{\gamma_{\text{th}} + \alpha_2} \right]
\end{aligned} \tag{3.35}$$

Và

$$OP \approx \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\gamma_{th}}{\alpha_1} \right)^2 + \left(\frac{\gamma_{th}}{\alpha_2} \right)^2 \right] \quad (3.36)$$

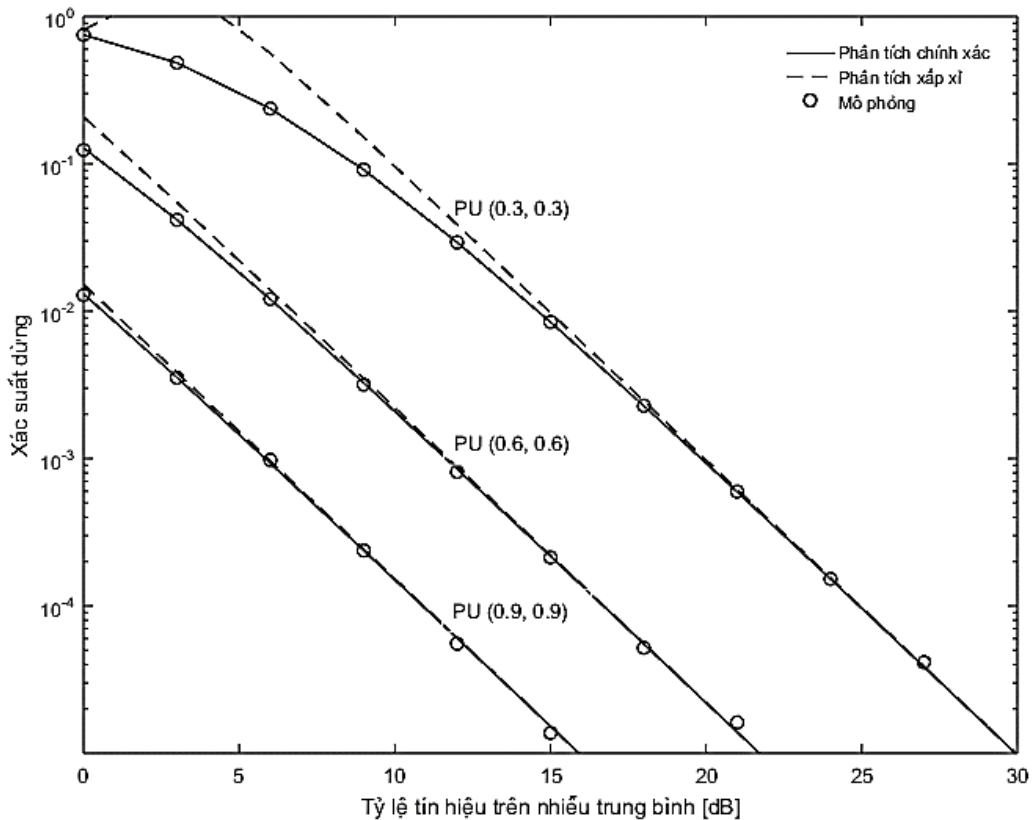
Kết quả mô phỏng và phân tích kết quả

Phần này dùng để kiểm chứng kết quả phân tích ở Mục 3.3.3 và chứng minh ưu điểm của sự kết hợp mã không gian thời gian và chuyển tiếp đa chặng. Để khảo sát ảnh hưởng vị trí tương đối của mạng sơ cấp và mạng thứ cấp lên hiệu năng hệ thống, nghiên cứu sinh sử dụng mô hình suy hao đường truyền đơn giản, nghĩa là độ lợi kênh truyền trung bình giữa hai điểm A và B được mô hình hóa như sau: $d_{AB}^{-\eta}$ với d_{AB} là khoảng cách giữa hai điểm A và B và η là hệ số suy hao đường truyền có giá trị từ 2 đến 6 tùy thuộc vào môi trường. Khoảng cách giữa nút nguồn thứ cấp và nút đích thứ cấp được chuẩn hóa bằng một và nút nguồn thứ cấp được đặt lại gốc tọa độ.



Hình 3.8 Ảnh hưởng của số chặng lên xác suất dừng hệ thống mã hóa không gian thời gian đa chặng, PU (0.5, 0.5), $\eta = 3$, và $\gamma_{th} = 3$

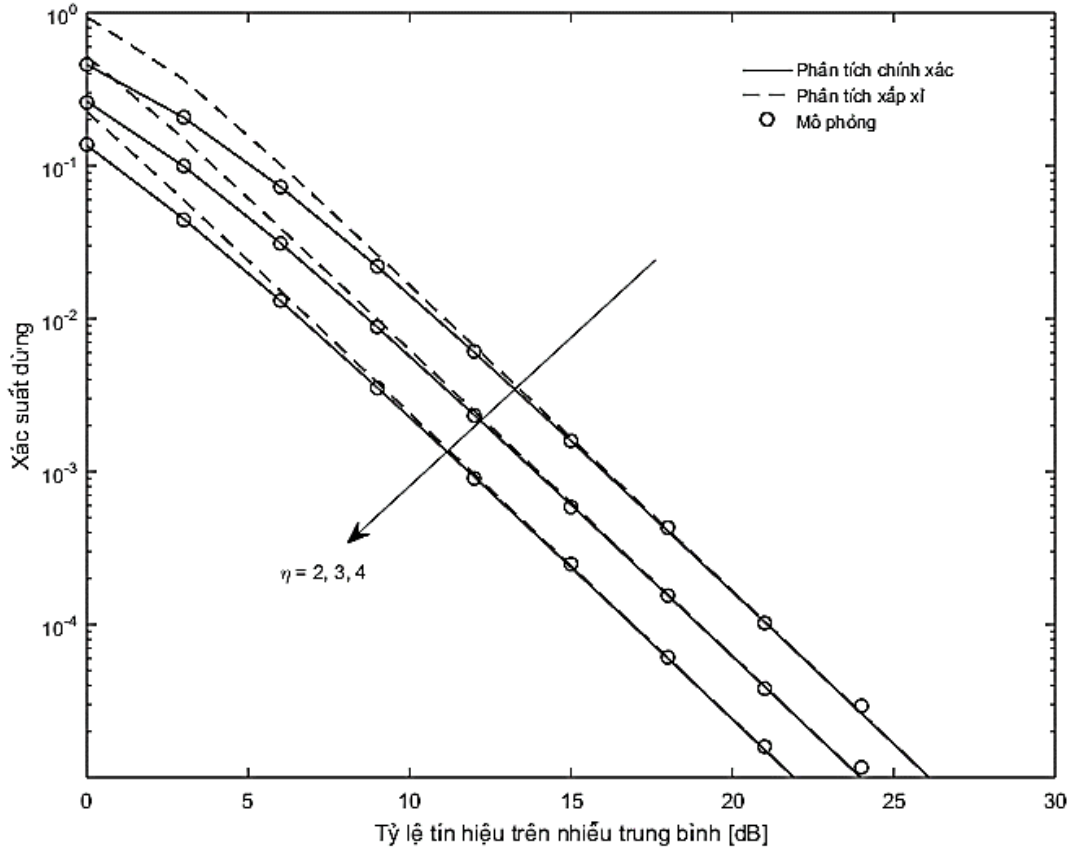
Trong Hình 3.8, nghiên cứu sinh khảo sát ảnh hưởng của số chặng của mạng thứ cấp lên xác suất dừng của mạng thứ cấp. Quan sát Hình 3.8, ta thấy rằng khi số chặng tăng lên thì xác suất của hệ thống giảm, nghĩa là hiệu năng của hệ thống được cải thiện. Các kết quả mô phỏng trùng khít với kết quả phân tích chính xác trong toàn vùng tỷ số tín hiệu trên nhiễu. Và kết quả xấp xỉ trùng khít với kết quả phân tích và kết quả mô phỏng ở vùng tỷ lệ tín hiệu cao như mong đợi.



Hình 3.9 Ảnh hưởng của vị trí máy thu sơ cấp lên xác suất dừng hệ thống mã hóa không gian thời gian đa chặng, $K = 3$, $\eta = 3$, và $\gamma_{th} = 3$

Hình 3.9 khảo sát ảnh hưởng của vị trí máy thu sơ cấp lên xác suất dừng hệ thống. Ba vị trí của máy thu sơ cấp xem xét bao gồm (0.3, 0.3), (0.6, 0.6), và (0.9, 0.9), nghĩa là vị trí (0.3, 0.3) là vị trí mạng sơ cấp gần mạng thứ cấp nhất và vị trí (0.9, 0.9) là vị trí mạng sơ cấp xa mạng thứ cấp nhất. Các kết quả trên Hình 3.9 chỉ ra rằng, vị trí mạng sơ cấp càng xa mạng thứ cấp thì hiệu năng mạng thứ cấp tăng lên

đáng kể do công suất phát của mạng thứ cấp khi càng xa mạng sơ cấp thì càng ít bị ràng buộc bởi mạng sơ cấp.



Hình 3.10 Ảnh hưởng của môi trường fading lên xác suất dừng hệ thống mã hóa không gian thời gian đa chặng, $K = 3$, PU (0.5, 0.5), và $\gamma_{th} = 3$

Trong Hình 3.10, nghiên cứu sinh khảo sát ảnh hưởng của môi trường fading lên hiệu năng của hệ thống. Nghiên cứu sinh xem xét ba môi trường với ba giá trị η riêng biệt, $\eta = 2$, $\eta = 3$, và $\eta = 4$. Ta có thể thấy rằng với cùng điều kiện hệ thống, thì kênh truyền có η càng lớn thì hiệu năng của mạng càng cao. Hiện tượng này hoàn toàn trùng khớp với mạng truyền thông đa chặng truyền thống.

3.3 KẾT LUẬN CHƯƠNG 3

Chương 3 đã trình bày hai đóng góp mới của luận án như sau:

- *Đề xuất ứng dụng* mã không gian thời gian cho mạng vô tuyến nhận ứng dụng nền và đồng thời đề xuất phương pháp phân tích hiệu năng mới dưới dạng xác suất dừng và dung lượng dừng hệ thống. Chứng minh rằng hệ thống Alamouti với hai anten phát và một anten thu dạng nền có thể đạt độ lợi phân tập là hai.
- *Đề xuất áp dụng* mã không gian và thời gian cho mạng đa chặng và phân tích xác suất dừng dạng chính xác và dạng xấp xỉ ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao. Chứng minh rằng hệ thống đa chặng chỉ tăng độ lợi mã mà không tăng độ lợi phân tập.

Các kết quả phân tích hiệu năng là những kết quả mới, được kiểm chứng bởi kết quả mô phỏng dựa vào phần mềm Matlab và đồng thời cho phép chúng ta chứng minh được ưu điểm của hệ thống Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền. Hệ thống mã Alamouti, có thể cải thiện đáng kể hiệu năng của hệ thống thứ cấp mà vẫn đảm bảo mức can nhiễu cho hệ thống sơ cấp.

Hiện nay hướng nghiên cứu cải thiện hiệu năng của mạng thứ cấp trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền vẫn là một hướng nghiên cứu thu hút sự quan tâm của nhiều nhà khoa học trên thế giới. Kết quả ở chương 3 đã chứng minh rằng mã không gian thời gian có thể cải thiện đáng kể hiệu năng của hệ thống thứ cấp mà vẫn đảm bảo mức can nhiễu cho hệ thống sơ cấp.

Tiếp theo các kết quả đạt được ở đây, các hướng nghiên cứu tiếp tục bao gồm:

- Khảo sát hệ thống Alamouti trong trường hợp máy thu thứ cấp có nhiều hơn một anten thu.
- Khảo sát các mã không gian thời gian khác với nhiều hơn hai anten ở máy phát thứ cấp.

- Khảo sát ảnh hưởng của kênh truyền can nhiễu không hoàn hảo lên hiệu năng của hệ thống thứ cấp với một mức can nhiễu quy định trước.
- Khảo sát hệ thống với kênh truyền phức tạp hơn như kênh Nakagami- m hay Rician.

Phần kết quả ở Mục 3.2 đã được báo cáo trước hội nghị quốc tế ATC 2013 tại Đại học Quốc tế đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh với bài báo: “*On the Performance of Cognitive Underlay Alamouti Space-Time Coding Schemes*”. The International Conference on Advanced Technologies for Communications 2013 (ATC'13), Ho Chi Minh City, pp. 23-27, 2013.

CHƯƠNG 4 ĐIỀU CHẾ THÍCH NGHI TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN: TỐI ƯU HIỆU SUẤT PHỔ TẦN

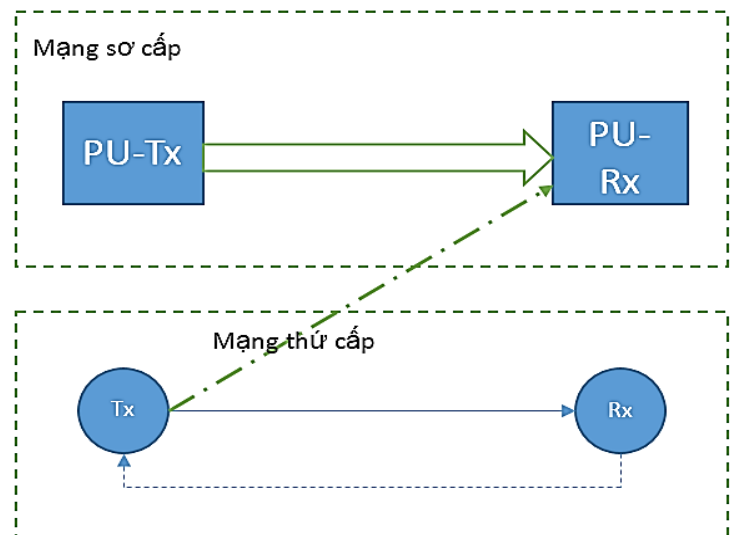
4.1 GIỚI THIỆU CHƯƠNG

Chương 4 được trình bày như sau. Phần 4.2 trình bày mô hình nghiên cứu đề xuất và Phần 4.3 xây dựng mô hình toán cho hệ thống. Phần 4.3 phân tích tính toán hiệu năng của hệ thống trên kênh truyền fading Rayleigh và Phần 4.4 xây dựng bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần và đề xuất phương pháp giải bài toán tối ưu. Phần 4.5 trình bày các kết quả mô phỏng Monte Carlo nhằm để kiểm chứng kết quả phân tích trên phần mềm Matlab và chứng minh ưu điểm của điều chế thích nghi trong môi trường vô tuyến nhận thức.

4.2 MÔ HÌNH HỆ THỐNG ĐỀ XUẤT VÀ KHẢO SÁT

Xem xét hệ thống vô tuyến nhận thức như Hình 4.1, trong đó máy phát thứ cấp (Tx) truyền tín hiệu đến máy thu thứ cấp (Rx) trên cùng băng tần với hệ thống sơ cấp (PU-Tx và PU-Rx) sử dụng kỹ thuật truyền dạng nền.

Gọi h và f lần lượt là hệ số kênh truyền của kênh truyền từ máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp và máy phát thứ cấp đến máy thu sơ cấp. Khi sử dụng kỹ thuật truyền nền, công suất



Hình 4.1 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng nền sử dụng điều chế thích nghi

phát của máy phát thứ cấp P , sẽ điều chỉnh phụ thuộc vào độ lợi kênh truyền tức thời của kênh truyền can nhiễu để không gây quá mức can nhiễu chịu đựng tại máy thu sơ cấp, I_p , dẫn đến

$$P \leq \min \left(\frac{I_p}{|f|^2}, P_{\max} \right) \quad (4.1)$$

Với công nghệ hiện tại thì can nhiễu có giá trị của I_p thường nhỏ hơn nhiều so với P_{\max} , tức là $I_p \ll P_{\max}$. Do đó, để nâng cao hiệu năng của hệ thống thứ cấp, giá trị của P thường được chọn như sau:

$$P = \frac{I_p}{|f|^2} \quad (4.2)$$

Tỷ số tín hiệu trên nhiễu thu được tại máy thu thứ cấp như sau:

$$\gamma = \frac{I_p |h|^2}{N_0 |f|^2} \quad (4.3)$$

với N_0 là công suất của nhiễu trắng tại máy thu.

Ở đây, chúng ta giả sử rằng vùng phủ sóng của máy phát sơ cấp lớn hơn rất nhiều so với máy phát thứ cấp, ví dụ mô hình hệ thống đề cập trong chuẩn IEEE 802.22 [114], nên công suất can nhiễu do máy phát sơ cấp gây tại máy thu thứ cấp rất nhỏ nên ta có thể xem công suất can nhiễu như nhiễu trắng [115-117].

Xem xét kênh truyền fading Rayleigh, $|h|^2$ và $|f|^2$ sẽ có phân bố hàm mũ với trung bình lần lượt $\lambda_h = E\{|h|^2\}$ và $\lambda_f = E\{|f|^2\}$ với $E\{\cdot\}$ là toán tử trung bình thống kê. Sử dụng xác suất có điều kiện, hàm phân bố xác suất tích lũy (Cumulative Distribution Function - CDF) của γ có thể được tính như sau [15]:

$$\begin{aligned}
F_\gamma(\gamma) &= \Pr\left(\frac{I_p |h|^2}{N_0 |f|^2} < \gamma\right) \\
&= \int_0^\infty F_{|h|^2}\left(\frac{\gamma x}{\frac{I_p}{N_0}}\right) f_{|f|^2}(x) dx \\
&= \int_0^\infty \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma x}{\frac{I_p}{N_0} \lambda_h}\right)\right] f_{|f|^2}(x) dx \\
&= \frac{\gamma}{\gamma + \alpha},
\end{aligned} \tag{4.4}$$

với $\alpha = \frac{\lambda_h}{\lambda_f}$.

Từ hàm CDF của γ ở (4.4), ta tìm được hàm mật độ phân bố xác suất (Probability Density Function - PDF) của γ như sau:

$$\begin{aligned}
f_\gamma(\gamma) &= \frac{dF_\gamma(\gamma)}{d\gamma} \\
&= \frac{\alpha}{(\gamma + \alpha)^2}
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Do hệ thống thứ cấp sử dụng điều chế thích nghi với mục đích cải thiện hiệu suất phổ tần trong khi vẫn đảm bảo chất lượng dịch vụ quy đổi ở mức xác suất lỗi bit yêu cầu cho trước, BEP_T . Giả sử rằng hệ thống sử dụng điều chế thích nghi M -QAM với K chế độ truyền, nút đích thứ cấp sẽ chia tỷ lệ tín hiệu trên nhiều tức thời nhận mà nó nhận được thành K vùng không trùng lặp được phân biệt bởi các ngưỡng chuyển, $\{\gamma_T^k\}_{k=0}^K$ với $\gamma_T^0 = 0$ và $\gamma_T^K = \infty$. Mỗi vùng tương ứng với một chế độ truyền và các giá trị này sẽ được tính toán để đảm bảo xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống nhỏ hơn hoặc bằng giá trị yêu cầu, BEP_T .

Nút đích sẽ so sánh tỷ lệ tín hiệu trên nhiều tức thời mà nó nhận được với các ngưỡng ở trên, cụ thể nếu $\gamma_T^{k-1} \leq \gamma \leq \gamma_T^k$ với $k \geq 1$ thì chế độ truyền thứ k , sẽ được sử dụng. Nút đích sẽ hồi tiếp thông tin của mức điều chế này về máy phát sơ cấp sử dụng đường truyền hồi tiếp với số bit hồi tiếp tối thiểu là $\lceil \log_2 K \rceil$ với $\lceil \cdot \rceil$ là hàm lấy số

nguyên trên gần nhất [118]. Ở đây, để dễ dàng đánh giá ảnh hưởng của điều chế thích nghi lên hệ thống thứ cấp dạng nền, chúng ta giả sử rằng đường truyền hồi tiếp là không lỗi và không trễ. Tuy nhiên, ảnh hưởng của lỗi và trễ có thể đánh giá sử dụng phương pháp đề cập ở bài báo [118, 119].

Với xác suất lỗi bit cho trước, BEP_T , ngưỡng chuyển của chế độ thứ k , γ_T^k , sẽ được tính để đảm bảo rằng xác suất lỗi bit tức thời của hệ thống³ sẽ nhỏ hơn hoặc bằng BEP_T . Khi hệ thống sử dụng điều chế kết hợp (coherent modulation), ta có thể viết

$$\alpha_k Q\left(\sqrt{\beta_k \gamma_T^k}\right) \leq \text{BEP}_T \quad (4.6)$$

với α_k và β_k là giá trị tương ứng với mỗi mức điều chế [120]. Ví dụ, với BPSK giá trị α_k và β_k lần lượt là $\alpha_k = 1$ và $\beta_k = 2$ và với QPSK giá trị α_k và β_k lần lượt là $\alpha_k = 1$ và $\beta_k = 1$.

Từ (4.6), ta có thể tính γ_T^k như sau:

$$\gamma_T^k = \frac{1}{\beta_k} \left[Q^{-1}\left(\frac{\text{BEP}_T}{\alpha_k}\right) \right]^2 \quad (4.7)$$

Giả sử hệ thống với 5 chế độ truyền, $K = 5$, giá trị α_k và β_k được tính như trong bảng 4.1 như sau:

Bảng 4.1 Giá trị tương ứng với từng chế độ truyền

k	Chế độ truyền	α_k	β_k	γ_T^k
0	Không truyền			0
1	BPSK	1	2	4.7748
2	4-QAM	1	1	9.5495

³ Tương đương với xác suất lỗi bit ở kênh truyền nhiễu trắng

3	8-QAM	$\frac{4}{3}$	$\frac{3}{7}$	23.5168
4	16-QAM	1	$\frac{1}{5}$	47.7477

4.3 PHÂN TÍCH CÁC THAM SỐ ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG HỆ THỐNG ĐIỀU CHẾ THÍCH NGHI TRONG MÔI TRƯỜNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN

4.3.1 Xác suất của mỗi chế độ truyền

Với điều chế thích nghi M QAM κ chế độ, hệ thống sẽ truyền với $K-1$ mức điều chế. Xác suất xảy ra của chế độ thứ k với $k=1, \dots, K$ như sau:

$$\begin{aligned}\pi_k &= \Pr(\gamma_T^k \leq \gamma \leq \gamma_T^{k+1}) \\ &= \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} f_\gamma(\gamma) d\gamma\end{aligned}\quad (4.8)$$

Thay thế (4.5) vào (4.8) và sau đó thực hiện tích phân, ta có thể xác định xác suất của chế độ truyền thứ k như sau:

$$\pi_k = \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} \frac{\alpha}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma = \frac{\gamma_T^{k+1}}{\gamma_T^{k+1} + \alpha} - \frac{\gamma_T^k}{\gamma_T^k + \alpha}\quad (4.9)$$

Tổng xác suất của các chế độ truyền sẽ bằng một, thật vậy, từ (4.9), ta có

$$\sum_{k=0}^K \pi_k = 1 - \frac{\gamma_T^1}{\gamma_T^1 + \alpha} + \left(\frac{\gamma_T^2}{\gamma_T^2 + \alpha} - \frac{\gamma_T^1}{\gamma_T^1 + \alpha} \right) + \dots + \frac{\gamma_T^K}{\gamma_T^K + \alpha} - \frac{\gamma_T^{K-1}}{\gamma_T^{K-1} + \alpha}\quad (4.10)$$

Chú ý rằng ở vế phải của (4.10), các phân tử loại trừ lẫn nhau dẫn đến $\sum_{k=0}^K \pi_k = 1$.

4.3.2 Xác suất dừng hệ thống

Trong các chế độ truyền của hệ thống, tồn tại một chế độ mà máy phát thứ cấp sẽ không truyền khi mà không có mức điều chế nào trong κ chế độ đảm bảo được xác

suất lỗi bit yêu cầu của hệ thống, khi đó hệ thống được xem là dừng. Xác suất dừng của hệ thống được tính như sau:

$$\text{OP} = \Pr(\gamma \leq \gamma_T^1) = \int_0^{\gamma_T^1} f_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 - \frac{\gamma_T^1}{\gamma_T^1 + \alpha} \quad (4.11)$$

Chú ý rằng, xác suất dừng hệ thống cũng chính là xác suất của chế độ thứ 0, π_0 , từ công thức (4.9).

4.3.3 Hiệu suất phổ tần

Với cùng một băng tần cho trước, số lượng bit truyền là thay đổi phụ thuộc vào điều kiện kênh truyền, khi đó hiệu suất phổ tần - số lượng bit truyền trung bình của hệ thống thứ cấp sử dụng điều chế thích nghi có dạng như sau [121]

$$\text{ASE} = \sum_{k=2}^K \pi_k m_k \quad (4.12)$$

với $m_k = \log_2 M_k$. Chú ý rằng với chế độ đầu tiên, $k=1$, hệ thống không truyền nên $m_1 = 0$.

4.3.4 Tỷ số lỗi bit trung bình

Trong chế độ truyền thích nghi, mỗi mức điều chế chỉ được sử dụng trong một vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu, quy định bởi các ngưỡng chuyển. Do đó xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống là trung bình của các xác suất lỗi bit tương ứng với các chế độ truyền như sau

$$\text{BEP} = \frac{\sum_{k=2}^K m_k \text{BEP}_k}{\sum_{k=2}^K m_k \pi_k} \quad (4.13)$$

trong đó BEP_k là xác suất lỗi bit trung bình trong chế độ thứ k , được tính như sau:

$$\text{BEP}_k = \int_{\gamma_T^{k-1}}^{\gamma_T^k} \alpha_k \mathcal{Q}(\sqrt{\beta_k \gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.14)$$

Thay thế biểu thức của $f_\gamma(\gamma)$ vào (4.10) và thực hiện tích phân theo γ , tuy nhiên tích phân của BEP_k ở (4.14) không tồn tại dạng đóng (closed-form)⁴ với định nghĩa dạng tích phân của hàm $\mathcal{Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$. Để giải quyết vấn đề này, nghiên cứu sinh đề xuất xấp xỉ hàm $\mathcal{Q}(\cdot)$ theo phương pháp Chiani [122], cụ thể:

$$\mathcal{Q}(\sqrt{\beta_k \gamma}) \approx \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3} e^{-\frac{\beta_k}{2} \gamma} + e^{-\frac{2\beta_k}{3} \gamma} \right) \quad (4.15)$$

dẫn đến

$$\begin{aligned} \text{BEP}_k &\approx \int_{\gamma_T^{k-1}}^{\gamma_T^k} \alpha_k \frac{1}{4} \left(\frac{1}{3} e^{-\frac{\beta_k}{2} \gamma} + e^{-\frac{2\beta_k}{3} \gamma} \right) \frac{\alpha}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma \\ &= \frac{\alpha_k \alpha}{4} \left[\frac{1}{3} \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} \frac{e^{-\frac{\beta_k}{2} \gamma}}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma + \int_{\gamma_T^k}^{\gamma_T^{k+1}} \frac{e^{-\frac{2\beta_k}{3} \gamma}}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma \right] \\ &= \frac{\alpha_k \alpha}{4} \left[\frac{1}{3} I\left(\frac{\beta_k}{2}\right) + I\left(\frac{2\beta_k}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (4.16)$$

với $I(\mu)$ được định nghĩa như sau:

$$I(\mu) = \int_{\gamma_T^{k-1}}^{\gamma_T^k} \frac{e^{-\mu\gamma}}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma \quad (4.17)$$

Sử dụng kết quả trong [107, 123][102, Eq. (3.353)] ta viết lại (4.17) như sau:

$$\begin{aligned} I(\mu) &= \int_{\gamma_T^{k-1}}^{\infty} \frac{e^{-\mu\gamma}}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma - \int_{\gamma_T^k}^{\infty} \frac{e^{-\mu\gamma}}{(\gamma + \alpha)^2} d\gamma \\ &= \frac{e^{-\gamma_T^{k-1} \mu}}{\gamma_T^{k-1} + \alpha} + \mu e^{\mu\alpha} \text{Ei}\left[-(\gamma_T^{k-1} + \alpha)\mu\right] \\ &\quad - \left(\frac{e^{-\gamma_T^k \mu}}{\gamma_T^k + \alpha} + \mu e^{\mu\alpha} \text{Ei}\left[-(\gamma_T^k + \alpha)\mu\right] \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

⁴ Còn được gọi là dạng tường minh, nghĩa là được biểu diễn bằng các hàm cơ bản.

với $Ei(.) = -\int_{-x}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt$ là hàm tích phân mũ [108].

4.4 TỐI ƯU HIỆU SUẤT PHỔ TẦN

Với hệ thống truyền thích nghi, mục tiêu là cải thiện hiệu suất phổ tần hệ thống - kênh truyền tốt thì truyền mức điều chế lớn và ngược lại hay không truyền - với ràng buộc là tỷ lệ lỗi bit trung bình của hệ thống phải nhỏ hơn một mức quy định cho trước. Theo (4.7), các ngưỡng chuyển được tính bằng cách dựa vào tỷ lệ lỗi bit tức thời của hệ thống ở kênh truyền nhiễu trắng. Hay nói cách khác các ngưỡng được chọn để đảm bảo rằng tỷ lệ lỗi bit tức thời của hệ thống luôn nhỏ hơn tỷ lệ lỗi bit quy định. Phương pháp này có ưu điểm là tiếp cận tự nhiên và đơn giản trong tính toán, tuy nhiên hiệu suất phổ tần của hệ thống là không tối ưu.

Mục tiêu của phần này là tối ưu các ngưỡng chuyển để tối ưu hiệu suất phổ tần trong điều kiện ràng buộc về tỷ lệ lỗi bit trung bình của hệ thống. Bài toán tối ưu được phát biểu dưới dạng biểu thức toán học như sau

$$\max_{\gamma_T^0, \dots, \gamma_T^K} \text{ASE subject to } \text{BER} \leq \text{BER}_T \quad (4.19)$$

Sử dụng toán tử Lagrange, chúng ta chú ý rằng $\gamma_T^0 = 0$, $\gamma_T^K = \infty$ với $\gamma_T^{k-1} \leq \gamma_T^k$, ta viết nhân tử chung như sau:

$$\begin{aligned} \Lambda &= \text{ASE} + \lambda(\text{BER} - \text{BER}_T \text{ASE}) \\ &= \text{ASE}(1 - \lambda \text{BER}_T) + \lambda \text{BER} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Sử dụng điều kiện $\text{BER} - \text{BER}_T \text{ASE} = 0$ kết hợp với (4.19), giá trị tối ưu của $\gamma_T^1, \dots, \gamma_T^{K-1}$ là nghiệm của hệ $K-1$ phương trình phi tuyến sau [124]

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^{K-1} m_k \text{BER}_k - \text{BER}_T \sum_{k=1}^{K-1} m_k \pi_k = 0 \\ y_1(\gamma_T^1) - y_k(\gamma_T^k) = 0, k = 2, \dots, K-1 \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\text{với } y_k(\gamma_T^k) = \frac{m_k \text{BER}_{\text{AWGN}}^k(m_k, \gamma_T^k) - m_{k-1} \text{BER}_{\text{AWGN}}^k(m_{k-1}, \gamma_T^{k-1})}{m_k - m_{k-1}}.$$

4.5 MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

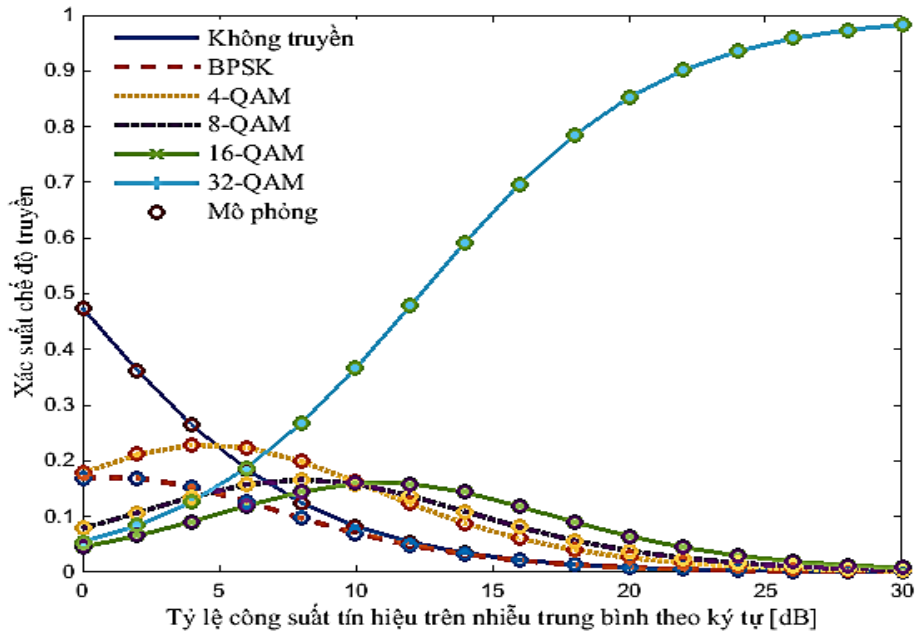
Trong phần này, nghiên cứu sinh sẽ trình bày các kết quả mô phỏng để kiểm chứng các kết quả phân tích ở trên. Xem xét hệ thống có 6 chế độ truyền bao gồm: không truyền, BPSK, 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM và 32-QAM. Xác suất lỗi bit mong muốn của hệ thống thứ cấp $BER_T = 10^{-2}$. Kênh truyền xem xét là kênh truyền fading Rayleigh với độ lợi kênh truyền thứ cấp và kênh truyền can nhiễu lần lượt cho bởi $\lambda_h = 1$ và $\lambda_f = 1/3$. Khi đó giá trị α_k và β_k tương ứng với 6 chế độ truyền được tính như trong Bảng 4.2.

Bảng 4.2 Giá trị của γ_T^k của 6 chế độ truyền

k	Chế độ truyền	α_k	β_k	γ_T^k
1	Không truyền			0
2	BPSK	1	2	4,7748
3	4-QAM	1	1	9,5495
4	8-QAM	4/3	3/7	23,5168
5	16-QAM	1	1/5	47,7477
6	32-QAM	4/5	3/31	94,5428

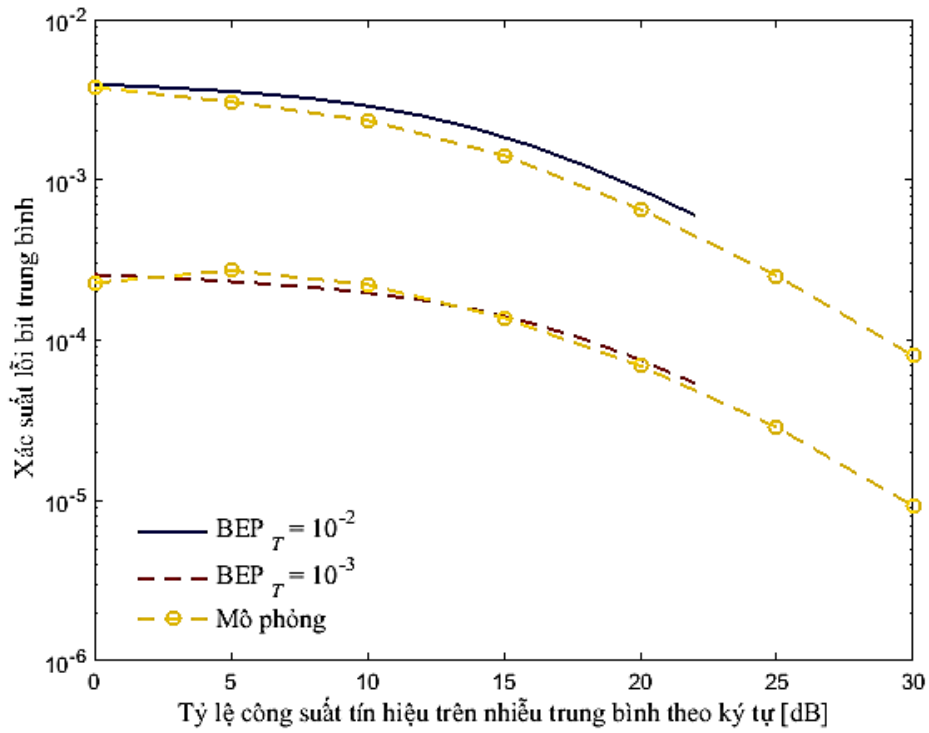
Hình 4.2 thể hiện xác suất của 6 chế độ truyền theo giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ [dB]. Chú ý rằng tổng xác suất của tất cả các chế độ truyền luôn luôn bằng bằng một. Ở vùng giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ nhỏ, trong khoảng 0-7 dB, hệ thống thường xuyên dừng truyền vì không đảm bảo xác suất lỗi bit theo yêu cầu. Ví dụ với $\frac{I_p}{N_0} = 0$ dB, xác suất không truyền lên đến gần 58%. Tuy nhiên, khi giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ tăng làm hệ thống có xu hướng sử dụng các chế độ truyền cao hơn. Khi giá trị $\frac{I_p}{N_0}$ lớn hơn 8 dB, chế độ truyền 32-QAM sẽ có xác suất

lớn nhất nghĩa là hệ thống sẽ đạt được hiệu suất phổ cao nhất. Một nhận xét khác không kém phần quan trọng là kết quả phân tích và kết quả mô phỏng hoàn toàn trùng khít nhau, xác nhận phương pháp phân tích lý thuyết đề xuất ở phần trên là đúng.

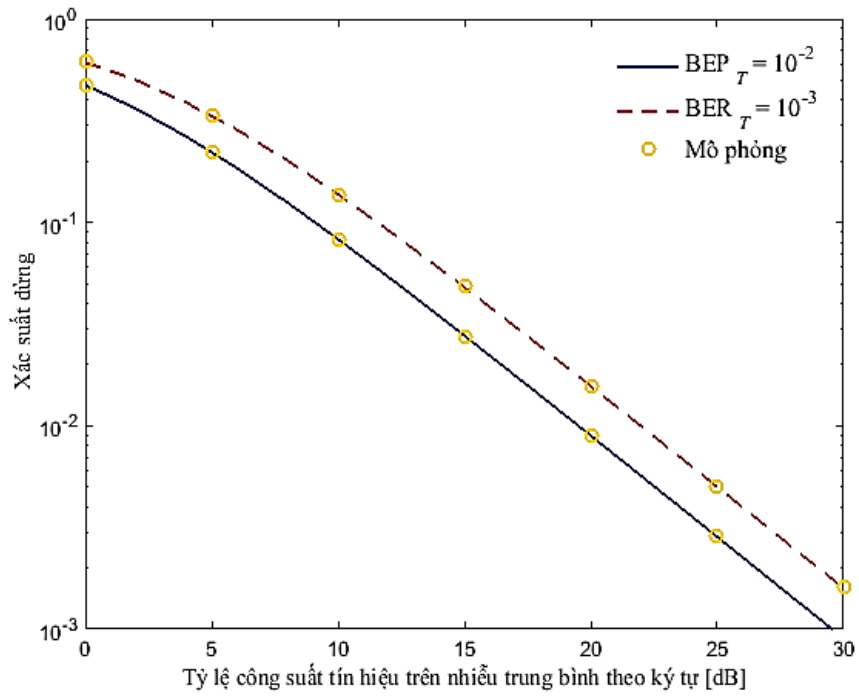


Hình 4.2 Xác suất của các chế độ truyền

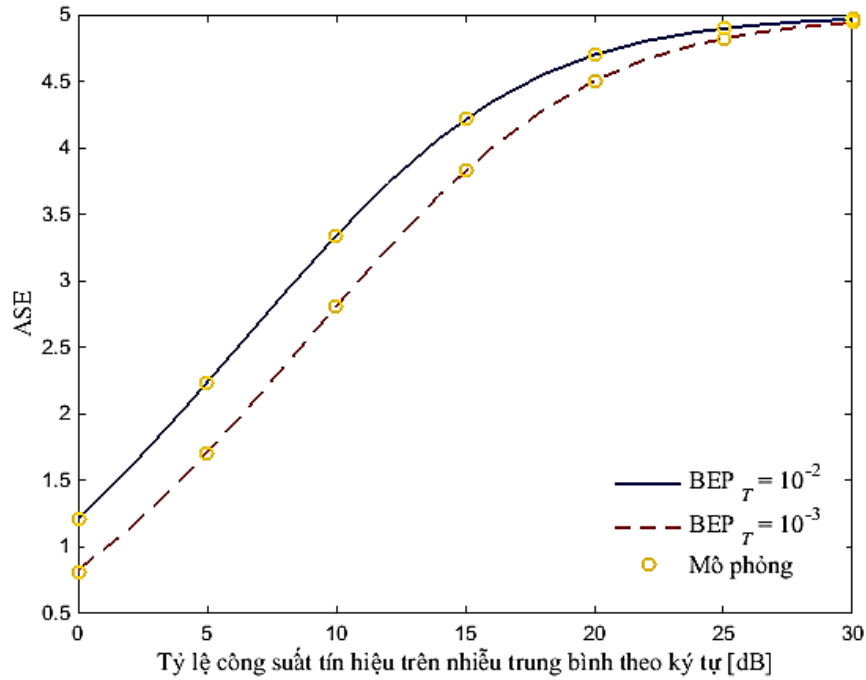
Tiếp theo, nghiên cứu sinh khảo sát hiệu năng của hệ thống khi xác suất lỗi bit yêu cầu của hệ thống thay đổi từ $BER_T = 10^{-2}$ và $BER_T = 10^{-3}$. Hình 4.3 chỉ ra rằng khi xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống luôn luôn nhỏ hơn xác suất lỗi bit yêu cầu, nghĩa là luôn đảm bảo QoS yêu cầu của hệ thống. Tuy nhiên, xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống đạt được vẫn còn nhỏ hơn nhiều so với mức yêu cầu và dẫn đến sự mất mát trong hiệu suất phổ tần. Trên Hình 4.3, chúng ta quan sát thấy có sự không trùng khớp giữa kết quả mô phỏng và kết quả phân tích với lý do là kết quả phân tích là kết quả xấp xỉ sử dụng kỹ thuật xấp xỉ hàm $Q(\cdot)$ của Chiani.



Hình 4.3 Xác suất lỗi bit trung bình của hệ thống với 6 chế độ truyền



Hình 4.4 Xác suất dừng hệ thống



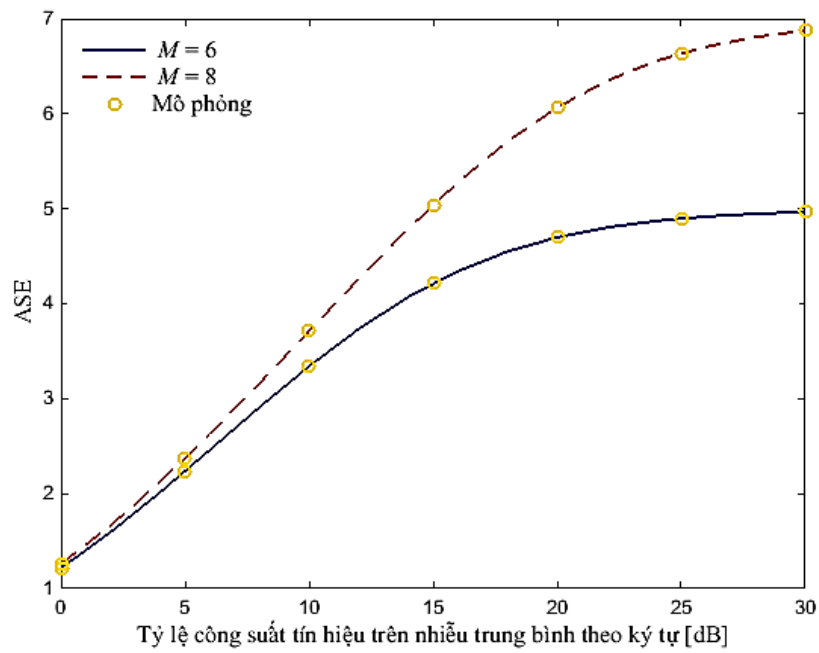
Hình 4.5 Hiệu suất phổ tần của hệ thống với 6 chế độ truyền

Bên cạnh đó, như chỉ ra trên hình 4.4, khi giá trị BER_T giảm cũng làm xác suất dừng của hệ thống tăng cao, nghĩa là hệ thống sẽ thường rơi vào trạng thái không truyền do không đảm bảo được QoS yêu cầu.

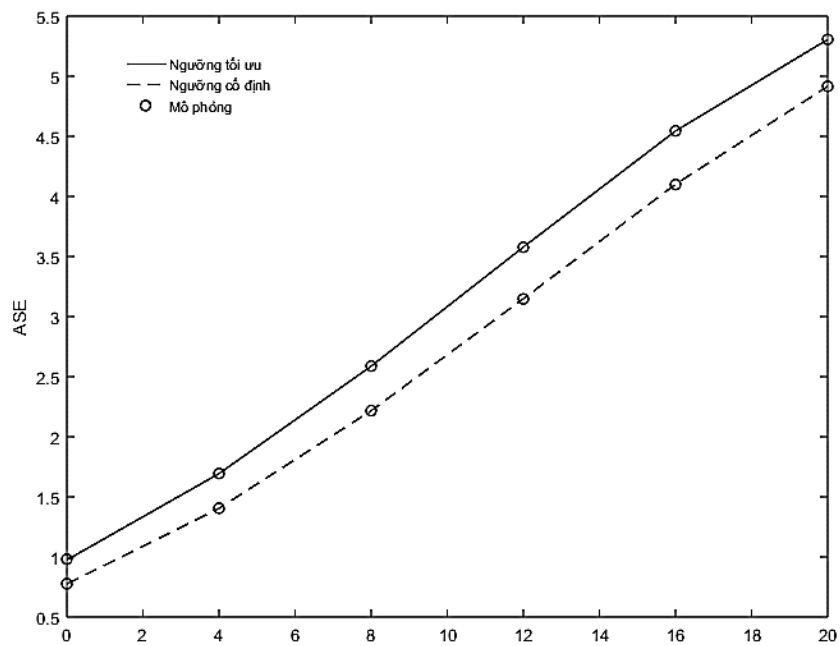
Ngoài ra, khi giá trị BER_T tăng cũng làm hiệu suất phổ tần giảm xuống như trên 4.5. Bên cạnh đó, chúng ta có thể thấy rằng hiệu suất phổ tần của hệ thống sẽ tiến tới $\log_2(M_{\max})$ với M_{\max} là mức điều chế lớn nhất mà hệ thống sử dụng. Trong trường hợp đang khảo sát, hiệu suất phổ tần sẽ tiến tới $\log_2 32 = 5$.

Từ đó ta có thể đi đến kết luận rằng, khi chúng ta tăng QoS dẫn đến sự đánh đổi với hiệu suất phổ tần của hệ thống. Hay nói cách khác, xác suất lỗi bit trung bình và hiệu suất phổ tần là hai đại lượng không thể cùng được cải thiện trong hệ thống.

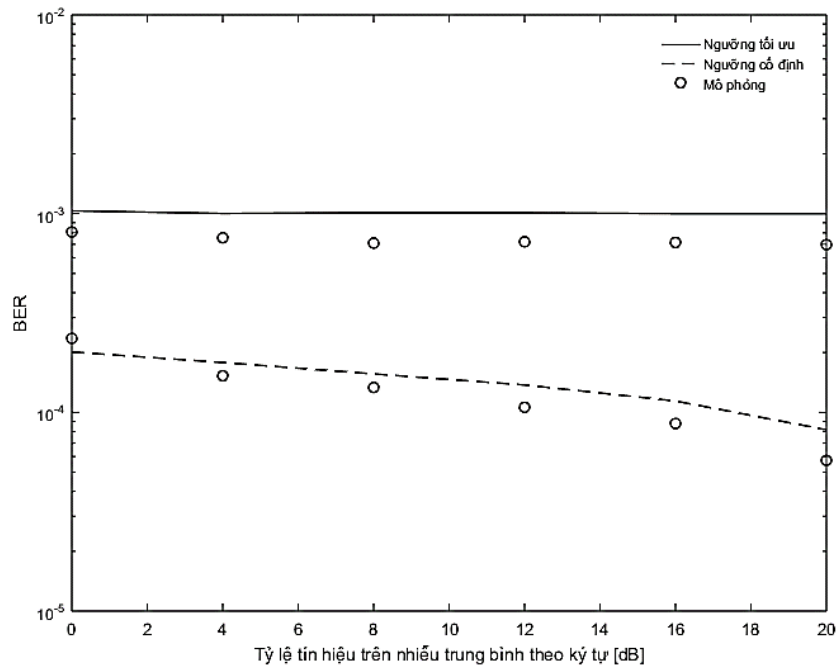
Trong Hình 4.6, nghiên cứu sinh khảo sát hiệu suất phổ tần khi tăng số lượng chế độ truyền từ 6 lên 8. Hình 4.6 đã chỉ ra rằng trong cùng điều kiện kênh truyền, việc tăng số lượng chế độ truyền sẽ cải thiện đáng kể hiệu suất phổ tần, đặc biệt ở vùng tín hiệu trên nhiễu cao. Tuy nhiên, khi ngưỡng chuyển là không thay đổi sẽ dẫn đến xác suất dừng của hệ thống sẽ không phụ thuộc vào số lượng chế độ truyền.



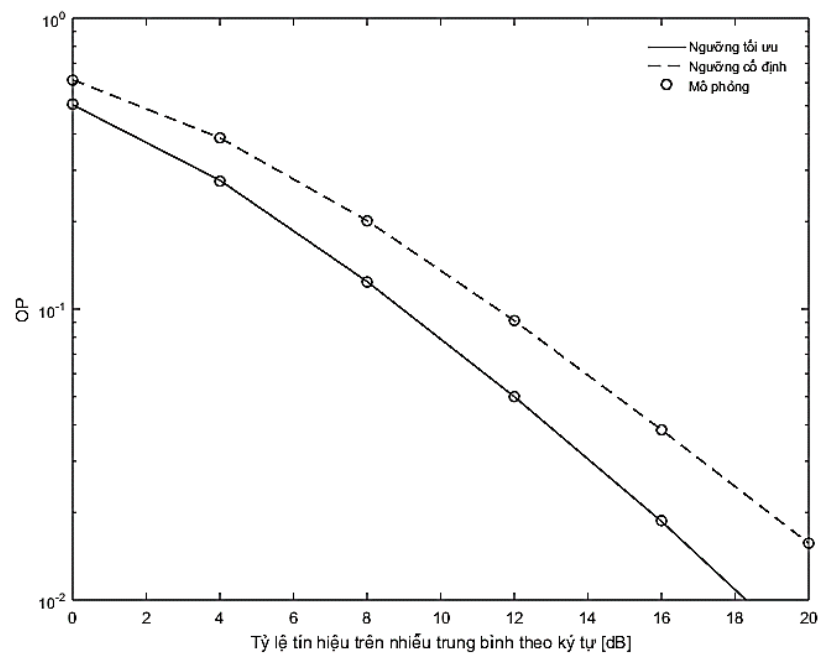
Hình 4.6 Ảnh hưởng của số lượng chế độ truyền lên hiệu suất phổ tần.



Hình 4.7 Ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu lên hiệu suất phổ tần.

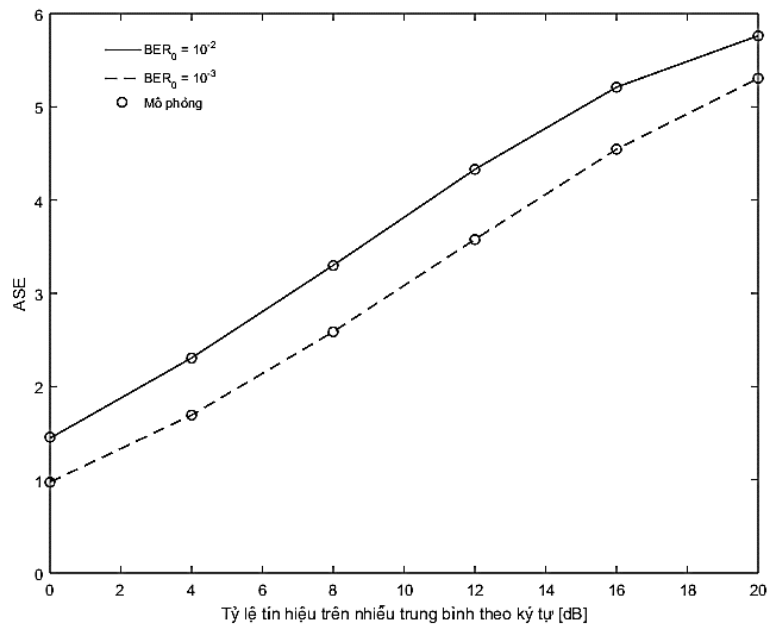


Hình 4.8 Ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu lên tỷ lệ lỗi bit trung bình của hệ thống

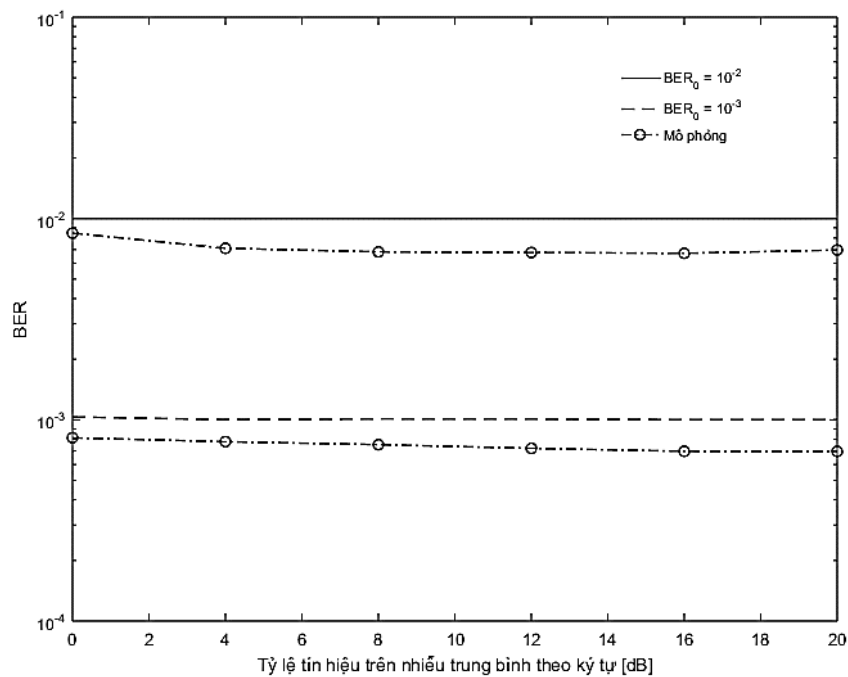


Hình 4.9 Ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu lên xác suất dừng của hệ thống.

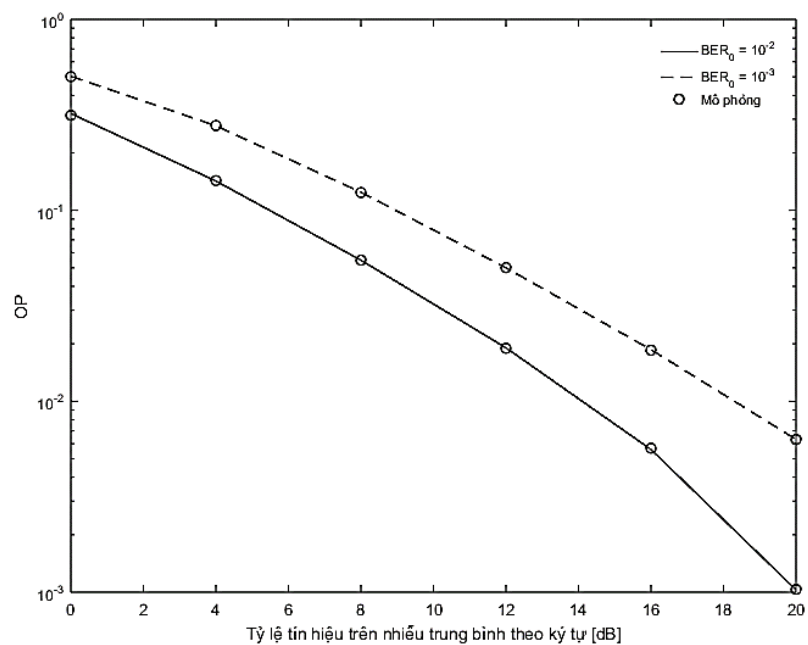
Trong Hình 4.7, 4.8, và 4.9, nghiên cứu sinh khảo sát ảnh hưởng của ngưỡng tối ưu so với ngưỡng cố định đối với các tham số hiệu năng của hệ thống bao gồm: xác suất dừng, tỷ lệ lỗi bit và hiệu suất phổ tần. Từ Hình 4.7, chúng ta có thể thấy rằng, ngưỡng chuyển tối ưu cho phép cải thiện hiệu suất phổ tần đáng kể, khoảng 2 dB, trong toàn dải SNR khảo sát. Và tỷ lệ lỗi bit của hệ thống trong trường hợp ngưỡng chuyển tối ưu luôn luôn bằng tỷ lệ lỗi bit mong muốn, $BER_0 = 10^{-3}$ trong khi tỷ lệ lỗi bit của hệ thống với ngưỡng chuyển cố định có một khoảng cách với $BER_0 = 10^{-3}$. Có nghĩa rằng trong cùng điều kiện kênh truyền và hệ thống, chúng ta có thể nâng cao hiệu suất phổ tần bằng cách đánh đổi với tỷ lệ lỗi bit, và đây là hai tham số đối nghịch với nhau, nghĩa là chúng ta không thể cùng lúc nâng cao hiệu suất phổ tần và giảm tỷ lệ lỗi bit trung bình của hệ thống. Cũng cần phải nhấn mạnh rằng, trong hệ thống điều chế thích nghi, tham số hiệu năng quan tâm nhất là hiệu suất phổ tần, cụ thể là hệ thống sẽ cố gắng cải thiện hiệu suất phổ tần bằng cách sử dụng mức điều chế lớn nhất có thể mà vẫn đảm bảo được tỷ lệ lỗi bit của hệ thống nhỏ hơn một giá trị tỷ lệ lỗi bit mong muốn như Hình 4.8. Ở Hình 4.8, chúng ta cũng thấy kết quả phân tích và kết quả mô phỏng không trùng nhau với lý do kết quả tính toán ngưỡng chuyển và kết quả phân tích có được do sử dụng kỹ thuật xấp xỉ. Ở Hình 4.9, xác suất dừng chỉ ra rằng hệ thống với ngưỡng tối ưu sẽ có xác suất dừng hệ thống cao hơn, phản ánh đúng mối quan hệ đánh đổi giữa hiệu suất phổ tần và xác suất lỗi bit của hệ thống trong cùng một điều kiện kênh truyền và hệ thống.



Hình 4.10 Ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên hiệu suất phổ tần

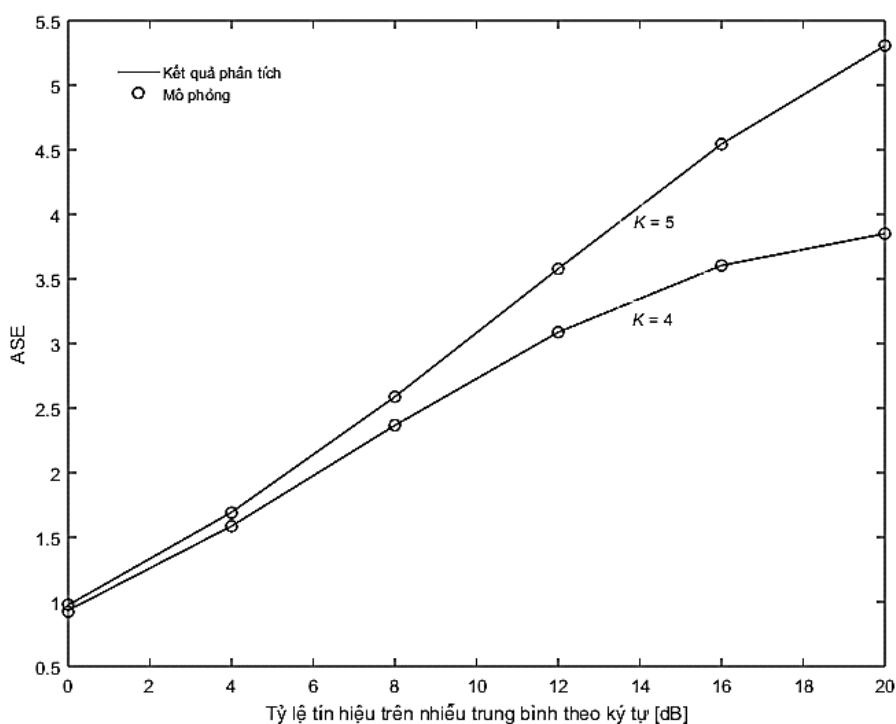


Hình 4.11 Ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên xác suất lỗi bit hệ thống.



Hình 4.12 Ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên xác suất dừng hệ thống

Trong Hình 4.10, 4.11, và 4.12, nghiên cứu sinh khảo sát ảnh hưởng của tỷ lệ lỗi bit mong đợi lên hiệu năng hệ thống sử dụng ngưỡng chuyển tối ưu. Hai mức tỷ lệ lỗi bit yêu cầu khảo sát là $BER_0 = 10^{-2}$ và $BER_0 = 10^{-3}$. Hình 4.10 một lần nữa khẳng định lại khi ta tăng BER_0 thì hiệu suất phổ tần tăng và ngược lại. Các kết quả mô phỏng trùng khớp với kết quả phân tích thể hiện sự đúng đắn của phương pháp phân tích và kết quả phân tích. Hình 4.11 chỉ ra rằng tỷ lệ lỗi bit trung bình của hệ thống khi sử dụng mức chuyển tối ưu bằng với tỷ lệ lỗi bit hệ thống yêu cầu, BER_0 . Hình 4.12 chỉ ra rằng khi tỷ lệ lỗi bit hệ thống yêu cầu càng nhỏ thì xác suất dừng hệ thống càng lớn, hay xác suất mà hệ thống không truyền là lớn.



Hình 4.13 Ảnh hưởng của số mức điều chế lên hiệu suất phổ tần.

Hình 4.13 khảo sát ảnh hưởng của số lượng mức điều chế lên hiệu suất phổ tần. Nghiên cứu sinh xem xét hai mức: $K = 4$ với

{No-Tx, BPSK, 4-QAM, 16-QAM}

và $K = 5$ với $\{\text{No-Tx, BPSK, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM}\}$.

Hình 4.13 chỉ ra rằng khi ta tăng số mức truyền, hiệu suất phổ tần được cải thiện đáng kể đặc biệt ở vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao. Do đó, chúng ta có thể kết luận rằng để cải thiện hiệu suất phổ tần, chúng ta có thể tăng số lượng mức điều chế.

4.6 KẾT LUẬN CHƯƠNG 4

Chương 4 của luận án đã trình bày kỹ thuật điều chế thích nghi và áp dụng cho hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền. Chương 4 có hai đóng góp quan trọng:

- Đề xuất phương pháp mới đánh giá hiệu năng của hệ thống bao gồm: xác suất dừng, xác suất lỗi bit trung bình, hiệu suất phổ tần và xác suất của các chế độ truyền ở kênh truyền fading Rayleigh. Phương pháp này là tổng quát và có thể áp dụng cho các mô hình kênh khác, ví dụ Rician và Nakagami- m . Các kết quả trong chương này là những kết quả cơ bản và rất cần thiết để phát triển các bài toán liên quan đến điều chế thích nghi và vô tuyến nhận thức, ví dụ:
 - (1) Áp dụng và khảo sát hiệu năng của kỹ thuật truyền thích nghi vào hệ thống truyền thông kết hợp nhận thức dạng nền [32],
 - (2) Áp dụng và khảo sát hiệu năng của kỹ thuật truyền thích nghi vào hệ thống MIMO dạng nền và
- Thiết lập và giải bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần của hệ thống truyền thông nhận thức dạng nền có sử dụng truyền thích nghi. Các kết quả chỉ ra rằng ngưỡng chuyển tiếp tối ưu cải thiện đáng kể hiệu suất phổ tần so với ngưỡng chuyển tiếp cố định.

Một phần kết quả của Chương 4 đã được công bố ở tạp chí Chuyên san “*Các Công trình Nghiên cứu, Phát triển và Ứng dụng Công nghệ Thông tin và Truyền thông*” của Tạp chí Công nghệ Thông tin & Truyền thông. Bài báo: “*Đánh giá hiệu năng của hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền với điều chế thích nghi*”. Của các tác giả: Nguyễn Văn Chính, Võ Nguyễn Quốc Bảo. Mã số: CS 117, Bài báo trên đã được các phản biện độc lập và được đăng trên Chuyên san năm 2015.

KẾT LUẬN VÀ ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO

KẾT LUẬN

Qua thời gian nghiên cứu kết quả của luận án đã đạt được mục đích đề ra ban đầu đó là: i) Xây dựng các mô hình mạng truyền thông kết hợp và chuyển tiếp hiệu quả cho mạng thứ cấp: đảm bảo QoS và mở rộng vùng phủ sóng. Đồng thời đề xuất các phương pháp mới cho phép phân tích hiệu năng của các mô hình mạng đề xuất và ii) Áp dụng các kỹ thuật cải thiện hiệu năng ở lớp vật lý: mã không gian thời gian, truyền ứng ứng để cải thiện hiệu năng của mạng thứ cấp trong khi vẫn đảm bảo thông tin của mạng sơ cấp.

Trong luận án, nghiên cứu sinh đã trình bày những kết quả nghiên cứu về các mô hình truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức nhằm mục đích giải quyết bài toán nâng cao hiệu suất sử dụng phổ tần và chất lượng dịch vụ QoS của hệ thống; những vấn đề này ngày càng trở nên cấp thiết đối với mỗi quốc gia và quốc tế do sự phát triển không ngừng của các hệ thống vô tuyến. Những kết quả nghiên cứu này vừa mang tính cơ bản, vừa mang tính chất đề xuất những vấn đề mới, phát triển nhằm ứng dụng có hiệu quả vào trong mạng không dây hiện nay và trong tương lai.

Trong luận án nghiên cứu sinh đã phân tích đánh giá những ưu nhược điểm của truyền thông kết hợp và vô tuyến nhận thức, từ đó đưa ra được một cơ sở có khoa học của sự kết hợp của hai công nghệ này là đúng đắn đó là “*Truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức*”. Các kết quả được trình bày trong luận án có ý nghĩa rất quan trọng trong thực tế và ứng dụng trong tương lai đối với mạng không dây; những kết quả đưa ra đối với các mô hình truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức đạt các tiêu chí như: giảm can nhiễu tại máy thu sơ cấp; cải thiện chất lượng dịch vụ của hệ thống sơ cấp; cải thiện hiệu suất sử dụng phổ tần và giảm độ phức tạp của hệ thống sơ cấp/thứ cấp.

Có thể liệt kê các nhiệm vụ đã thực hiện của quá trình nghiên cứu thể hiện trong luận án như sau:

- Phân tích làm rõ khái niệm vô tuyến nhận thức, truyền thông kết hợp; ưu nhược điểm từ đó khẳng định sự kết hợp của truyền thông kết hợp với vô tuyến nhận thức là có khoa học và tính thực tiễn cao để có thể giải quyết các bài toán nâng cao hiệu suất sử dụng phổ và chất lượng dịch vụ QoS; đồng thời đưa ra được mô hình cơ bản của truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức một cách rõ ràng để làm cơ sở nghiên cứu các mô hình phức tạp hơn.

- Đã đề xuất được mô hình truyền thông kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng chuyển tiếp AF dạng nền trên kênh fading Rayleigh; đã tiến hành khảo sát và chỉ ra rằng hệ thống sử dụng nhiều nút chuyển tiếp có chất lượng tốt hơn hệ thống truyền trực tiếp và hệ thống sử dụng kỹ thuật kết hợp tỉ số tối đa MRC ở nút đích thứ cấp tốt hơn hệ thống không sử dụng kết hợp hoặc sử dụng kết hợp có lựa chọn. Các kết quả này chỉ ra rằng hệ thống xem xét đạt được chế độ phân tập đầy đủ, tức là chế độ phân tập bằng số chuyển tiếp trong truyền thông kết hợp. Với độ lợi phân tập như vậy tạo nên sức thu hút về giá thành trong thực tế.

- Đã đề xuất được mô hình từ đó phân tích và đánh giá hệ thống truyền thông chuyển tiếp đa chặng sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF) ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức hoạt động dựa trên giao thức dạng nền (underlay). Cái mới của công trình này là đã giải bài toán phân bổ tối ưu vị trí nút chuyển tiếp của mạng thứ cấp cho trường hợp tổng quát, thích hợp cả vùng tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cao lẫn thấp. Kết quả đã chứng minh ưu điểm của phương pháp phân bổ tối ưu hiệu quả hơn so với phương pháp chia đều khoảng cách hoặc chọn khoảng cách ngẫu nhiên của hệ thống truyền thông kết hợp phân tập đa chặng ứng dụng công nghệ vô tuyến nhận thức trong điều kiện ràng buộc mức can nhiễu và công suất phát tối đa.

- Đã đề xuất ứng dụng mã hóa không gian thời gian Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền một chặng và mở rộng cho nhiều chặng. Điểm mới ở đây là cung cấp một phương pháp tính toán mới cho xác suất dừng OP và dung lượng

Shannon trên kênh fading Rayleigh. Đã chứng minh ưu điểm của mã hóa không gian thời gian Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền so với hệ thống truyền trực tiếp SISO trong cùng điều kiện kênh truyền.

- Đề xuất ứng dụng điều chế thích nghi cho mạng vô tuyến nhận thức dạng nền và giải bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần. Điểm mới của công trình này là đề xuất được phương pháp đánh giá hiệu năng của hệ thống bao gồm: Xác suất dừng (OP), xác suất lỗi bit trung bình, hiệu suất phổ tần và xác suất của các chế độ truyền ở kênh fading Rayleigh. Đã giải được bài toán tối ưu hiệu suất phổ tần, tìm ra được các ngưỡng chuyển tối ưu cho phép tối ưu hiệu suất phổ tần. Phương pháp này là cơ bản có tính tổng quát và có thể áp dụng cho các mô hình khác như trên kênh Rician và Nakagami- m .

ĐỊNH HƯỚNG NGHIÊN CỨU TIẾP THEO

Từ công trình nghiên cứu số 1 đó là: “Phân tích xác suất dừng của hệ thống truyền thông kết hợp chuyển tiếp AF trong môi trường vô tuyến nhận thức trên kênh fading Rayleigh”, có thể phát triển bài toán đánh giá chất lượng của hệ thống truyền thông kết hợp chuyển tiếp AF trong môi trường vô tuyến nhận thức thông qua số nút chuyển tiếp tối ưu, vị trí của nút sơ cấp và ảnh hưởng của môi trường truyền trên kênh Rician và Nakagami- m . Đồng thời tiếp tục phát triển nghiên cứu hệ thống truyền thông kết hợp đa chặng khi phân định công suất tối ưu cho các máy phát của từng nút chuyển tiếp.

Trên cơ sở công trình số 3 “Tối ưu hiệu năng của hệ thống truyền thông đa chặng trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền” sẽ nghiên cứu phát triển thiết kế mạng vô tuyến kết hợp nhận thức thứ cấp cho phép tận dụng tối đa kênh truyền rồi trong khi vẫn đảm bảo chất lượng dịch vụ của mạng vô tuyến sơ cấp và đánh giá chất lượng của mạng. Đồng thời giải quyết bài toán phân bố năng lượng giữa nút nguồn và nút chuyển tiếp trong điều kiện ràng buộc về năng lượng tổng cụ thể: Khảo sát hệ thống trong trường hợp khi xem xét công suất phát tối đa của máy phát sơ cấp và can nhiễu gây ra của máy phát sơ cấp đến máy thu sơ cấp; Tính toán các thông số chất

lượng khác của hệ thống: Như tỷ số lỗi bit (Bit Error Rate), dung lượng kênh truyền (Ergodic Capacity); Khảo sát hệ thống với các loại kênh truyền khác như Rician, Nakagami- m ; Nghiên cứu hệ thống truyền đa chặng của mạng thứ cấp khi giới hạn công suất cho các máy phát của từng nút chuyển tiếp; Tối ưu khoảng cách giữa các nút chuyển tiếp của mạng thứ cấp khi vị trí của các nút chuyển tiếp không cùng nằm trên một đường thẳng.

Trên cơ sở công trình số 2 “Đánh giá chất lượng hệ thống mã hóa Alamouti trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền” nghiên cứu sinh mới phân tích giới hạn trên một an ten thu, Phương pháp này có thể mở rộng cho trường hợp sau: Khảo sát hệ thống Alamouti trong trường hợp máy thu thứ cấp có nhiều hơn 01 anten thu; Khảo sát các mã không gian thời gian khác với nhiều hơn hai anten ở máy phát thứ cấp; Xem xét khảo sát ảnh hưởng của kênh truyền can nhiễu không hoàn hảo lên hiệu năng của hệ thống thứ cấp với một mức can nhiễu quy định trước; Khảo sát hệ thống với kênh truyền phức tạp hơn như kênh Nakagami- m hay Rician.

Với công trình số 4 “Đánh giá hiệu năng của hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền với điều chế thích nghi” đây là công trình có tính chất tổng quát có thể áp dụng cho các mô hình khác. Kết quả của công trình này có thể phát triển giải quyết các bài toán như: Áp dụng và khảo sát hiệu năng của hệ thống truyền thông kết hợp nhận thức dạng nền sử dụng kỹ thuật điều chế thích nghi; Hoặc áp dụng kết quả trên khảo sát hiệu năng của hệ thống MIMO sử dụng kỹ thuật truyền thích nghi.

DANH MỤC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA TÁC GIẢ

- [C1] Nguyen Van Chinh, Vo Nguyen Quoc Bao, “*Outage Analysis of Cognitive Underlay Amplify-and-Forward Networks over Rayleigh Fading Channels*”, International Green Technology Workshop/Conference/Exhibition IGTWCE 2012, Ho Chi Minh City, pp. 38-42, 2012
- [C2] Nguyen Van Chinh, Vo Nguyen Quoc Bao, and Nguyen Luong Nhat, "Performance Analysis of Cognitive Underlay Alamouti Scheme over Rayleigh fading channels", The International Conference on Advanced Technologies for Communications 2013 (ATC'13), Ho Chi Minh City, pp. 23-27, 2013
- [C3] Nguyễn Văn Chính, Võ Nguyễn Quốc Bảo, và Nguyễn Lương Nhật, “*Tối ưu hiệu năng của hệ thống truyền thông đa chặng trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền*”, Chuyên san các Công trình Nghiên cứu, Phát triển và Ứng dụng Công nghệ Thông tin và Truyền thông của Tạp chí Công nghệ Thông tin & Truyền thông, Kỳ 3, Tập V-1, tháng 6/2014.
- [C4] Nguyễn Văn Chính, Võ Nguyễn Quốc Bảo, “*Đánh giá hiệu năng của hệ thống vô tuyến nhận thức dạng nền với điều chế thích nghi*”, Chuyên san các Công trình Nghiên cứu, Phát triển và Ứng dụng Công nghệ Thông tin và Truyền thông của Tạp chí Công nghệ Thông tin & Truyền thông, Tập V-1, Số 13 (33), tháng 6/2015.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Y. L. Tseng, "LTE-Advanced enhancement for vehicular communication," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 22, pp. 4-7, 2015.
2. J. G. Andrews, S. Buzzi, C. Wan, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, *et al.*, "What Will 5G Be?," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 32, pp. 1065-1082, 2014.
3. M. Wellens, J. Wu, and P. Mahonen, "Evaluation of Spectrum Occupancy in Indoor and Outdoor Scenario in the Context of Cognitive Radio," in *Proc. 2nd Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications CrownCom 2007*, 2007, pp. 420-427.
4. J. Mitola, III and G. Q. Maguire, Jr., "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, pp. 13-18, 1999.
5. C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, and N. Sai Shankar, "IEEE 802.22: the first worldwide wireless standard based on cognitive radios," in *2005 First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005 (DySPAN 2005)*, 2005, pp. 328-337.
6. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "End-to-End Performance of Transmission System with Relays over Rayleigh-Fading Channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, pp. 1126-1131, November 2003.
7. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "Outage Probability of Multihop Transmission Over Nakagami Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 7, pp. 216-218, May 2003.
8. M. O. Hasna and M. S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03). 2003 IEEE International Conference on*, 2003, pp. IV-189-92 vol.4.

9. Z. Qian, J. Juncheng, and Z. Jin, "Cooperative relay to improve diversity in cognitive radio networks," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 47, pp. 111-117, 2009.
10. A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking Spectrum Gridlock With Cognitive Radios: An Information Theoretic Perspective," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 894-914, 2009.
11. H. Jun-pyo, H. Bi, B. Tae Won, and C. Wan, "On the Cooperative Diversity Gain in Underlay Cognitive Radio Systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 209-219, 2012.
12. T. Q. Duong, Y. Phee Lep, B. Vo Nguyen Quoc, M. ElKashlan, and Y. Nan, "Cognitive Relay Networks With Multiple Primary Transceivers Under Spectrum-Sharing," *Signal Processing Letters, IEEE*, vol. 19, pp. 741-744, 2012.
13. T. Q. Duong, D. Benevides da Costa, M. ElKashlan, and B. Vo Nguyen Quoc, "Cognitive Amplify-and-Forward Relay Networks Over Nakagami-m Fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, pp. 2368-2374, 2012.
14. Z. Caijun, T. Ratnarajah, and W. Kai-Kit, "Outage Analysis of Decode-and-Forward Cognitive Dual-Hop Systems With the Interference Constraint in Nakagami-m Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 2875-2879, 2011.
15. V. N. Q. Bao and D. H. Bac, "A Unified Framework for Performance Analysis of DF Cognitive Relay Networks under Interference Constraints," in *International Conference on ICT Convergence 2011*, Seoul, Korea, 2011, pp. 537 - 542.
16. Y. Guo, G. Kang, N. Zhang, W. Zhou, and P. Zhang, "Outage performance of relay-assisted cognitive-radio system under spectrum-sharing constraints," *Electronics Letters*, vol. 46, 2010.

17. J. Lee, H. Wang, J. G. Andrews, and D. Hong, "Outage Probability of Cognitive Relay Networks with Interference Constraints," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, pp. 390-395, 2011.
18. L. Luo, P. Zhang, G. Zhang, and J. Qin, "Outage Performance for Cognitive Relay Networks with Underlay Spectrum Sharing," *IEEE Communications Letters*, vol. PP, pp. 1-3, 2011.
19. Z. Yan, X. Zhang, and W. Wang, "Exact Outage Performance of Cognitive Relay Networks with Maximum Transmit Power Limits," *Communications Letters, IEEE*, vol. PP, pp. 1-3, 2011.
20. A. Goldsmith, *Wireless communications*. Cambridge ; New York: Cambridge University Press, 2005.
21. K. Loa, W. Chih-Chiang, S. Shiann-Tsong, Y. Yifei, M. Chion, D. Huo, *et al.*, "IMT-advanced relay standards [WiMAX/LTE Update]," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 48, pp. 40-48, 2010.
22. I. P. Chochliouros, A. Mor, K. N. Voudouris, G. Agapiou, A. Aloush, M. Belesioti, *et al.*, "A Multi-Hop Relay Station Software Architecture Design, on the Basis of the WiMAX IEEE 802.16j Standard," in *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th*, 2009, pp. 1-6.
23. V. Genc, S. Murphy, Y. Yu, and J. Murphy, "IEEE 802.16J relay-based wireless access networks: an overview [recent advances and evolution of WLAN and WMAN standards]," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 15, pp. 56-63, 2008.
24. I. P802.16j, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks, Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems: Multihop Relay Specification," in *802.16 Relay Task Group* vol. P802.16j/D3, ed. http://ieee802.org/16/relay/docs/80216j-06_026r4.zip, 2008.

25. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, pp. 1999-2004, 2004.
26. M. O. Hasna and M. S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 1963-1968, 2004.
27. M. O. Hasna and M. S. Alouini, "Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 130-135, 2004.
28. W. Yue, B. Zheng, and Q. Meng, "Optimal power allocation for cognitive relay networks," in *Wireless Communications & Signal Processing, 2009. WCSP 2009. International Conference on Nanjing, 2009*, pp. 1-5.
29. L. Yifan, W. Ping, and D. Niyato, "Optimal power allocation for secondary users in cognitive relay networks," in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2011 IEEE, 2011*, pp. 862-867.
30. T.-T. Tran, V. N. Quoc Bao, V. Dinh Thanh, and T. Q. Duong, "Performance analysis and optimal relay position of cognitive spectrum-sharing dual-hop decode-and-forward networks," in *Proc. of the 2013 International Conference on Computing, Management and Telecommunications (ComManTel), 2013*, pp. 269-273.
31. V. N. Q. Bao, T. T. Thanh, N. T. Duc, and V. D. Thanh, "Spectrum Sharing-based Multihop Decode-and-Forward Relay Networks under Interference Constraints: Performance Analysis and Relay Position Optimization," *Journal of Communications and Networks*, vol. 15, pp. 266-275, 2013.
32. T. T. Thanh, "Nghiên cứu và đánh giá chất lượng mạng truyền thông chuyển tiếp trên nền vô tuyến nhận thức," PhD, Telecommunications Department, Ho Chi Minh City University of Technology, 2016.

33. S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE Journal on Sel. Areas in Comm.*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
34. B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time coding*: John Wiley & Sons, 2003.
35. V. Tarokh and H. Jafarkhani, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, pp. 451-460, 1999.
36. V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 744-765, 1998.
37. M. R. McKay, A. J. Grant, and I. B. Collings, "Performance analysis of MIMO-MRC in double-correlated Rayleigh environments," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 497-507, 2007.
38. V. Tarokh and H. Jafarkhani, "A differential detection scheme for transmit diversity," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, pp. 1169-1174, 2000.
39. V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, pp. 451-460, 1999.
40. R. Eickhoff, R. Kraemer, I. Santamaria, and L. Gonzalez, "Developing energy-efficient MIMO radios," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 4, pp. 34-41, 2009.
41. Y. Noam and A. Goldsmith, "Blind Null-Space Learning for MIMO Underlay Cognitive Radio with Primary User Interference Adaptation," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-13, 2013.

42. C. Yun and C. Tellambura, "Outage Analysis of ZFB-MRT/MRC Underlay Two-Way Relay Systems," *Communications Letters, IEEE*, vol. 19, pp. 1049-1052, 2015.
43. R. Sarvendranath and N. B. Mehta, "Antenna Selection in Interference-Constrained Underlay Cognitive Radios: SEP-Optimal Rule and Performance Benchmarking," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 496-506, 2013.
44. H. Jun-Pyo and C. Wan, "Throughput Characteristics by Multiuser Diversity in a Cognitive Radio System," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 3749-3763, 2011.
45. J. Hong, B. Hong, T. Ban, and W. Choi, "On the Cooperative Diversity Gain in Underlay Cognitive Radio Systems," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-11, 2011.
46. B. Tae Won, C. Wan, J. Bang Chul, and S. Dan Keun, "Multi-user diversity in a spectrum sharing system," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, pp. 102-106, 2009.
47. V. N. Q. Bao and T. Q. Duong, "Outage Analysis of Cognitive Multihop Networks under Interference Constraints," *IEICE Trans Commun*, vol. E95-B, pp. 1019-1022, Mar. 2012.
48. A. J. Goldsmith and S.-G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1218-1230, 1997.
49. A. E. Ekpenyong and Y.-F. Huang, "Feedback constraints for adaptive transmission," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 24, pp. 69-78, 2007.
50. Z. Rezki and M.-S. Alouini, "On the capacity of cognitive radio under limited channel state information over fading channels," in *Communications (ICC), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, pp. 1-5.

51. M. M. Abdallah, A. H. Salem, M.-S. Alouini, and K. Qaraqe, "Adaptive discrete rate and power transmission for spectrum sharing systems," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 1283-1289, 2012.
52. M. Abdallah, A. Salem, M.-S. Alouini, and K. Qaraqe, "Discrete rate and variable power adaptation for underlay cognitive networks," in *Wireless Conference (EW), 2010 European*, 2010, pp. 733-737.
53. J. van de Beek, J. Riihijarvi, A. Achtzehn, and P. Mahonen, "TV White Space in Europe," *Mobile Computing, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 178-188, 2012.
54. D. Juyong, D. M. Akos, and P. K. Enge, "L and S bands spectrum survey in the San Francisco bay area," in *Position Location and Navigation Symposium, 2004. PLANS 2004*, 2004, pp. 566-572.
55. M. Wellens, J. Riihijärvi, and P. Mähönen, "Empirical time and frequency domain models of spectrum use," *Physical Communication*, vol. 2, pp. 10-32, 2009.
56. M. Wellens, J. Riihijarvi, and P. Mahonen, "Modelling primary system activity in dynamic spectrum access networks by aggregated on/off-processes," 2009, pp. 1-6.
57. M. Wellens, J. Riihijarvi, and P. Mahonen, "Spatial statistics and models of spectrum use," *Computer Communications*, vol. 32, pp. 1998-2011, 2009.
58. M. Wellens, J. Riihijarvi, M. Gordziel, and P. Mahonen, "Spatial statistics of spectrum usage: From measurements to spectrum models," 2009, pp. 1-6.
59. A. Palaios, J. Riihijarvi, O. Holland, and P. Mahonen, "A week in London: Spectrum usage in metropolitan London," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, 2013, pp. 2522-2527.

60. S. Contreras, G. Villardi, R. Funada, and H. Harada, "An investigation into the spectrum occupancy in Japan in the context of TV White Space systems," in *Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), 2011 Sixth International ICST Conference on*, 2011, pp. 341-345.
61. A. Kliks, P. Kryszkiewicz, J. Perez-Romero, A. Umberto, and F. Casadevall, "Spectrum occupancy in big cities ?? comparative study ?? Measurement campaigns in Barcelona and Poznan," in *Wireless Communication Systems (ISWCS 2013), Proceedings of the Tenth International Symposium on*, 2013, pp. 1-5.
62. M. López-Benítez, A. Umberto, and F. Casadevall, "Evaluation of spectrum occupancy in Spain for cognitive radio applications," in *The IEEE 69th Vehicular Technology Conference, 2009 (VTC Spring 2009)*, 2009, pp. 1-5.
63. J. Xue, Z. Feng, and P. Zhang, "Spectrum Occupancy Measurements and Analysis in Beijing," 2013.
64. H. Yanfeng, W. Yijin, T. Wanbin, and L. Shaoqian, "Spectrum occupancy measurement: Focus on the TV frequency," in *Signal Processing Systems (ICSPS), 2010 2nd International Conference on*, 2010, pp. V2-490-V2-494.
65. R. de Francisco and A. Pandharipande, "Spectrum occupancy in the 2.36-2.4 GHz band: Measurements and analysis," in *Wireless Conference (EW), 2010 European*, 2010, pp. 231-237.
66. M. H. Islam, C. L. Koh, S. W. Oh, X. Qing, Y. Y. Lai, C. Wang, *et al.*, "Spectrum Survey in Singapore: Occupancy Measurements and Analyses," presented at the Proc. of International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), Singapore, 2008.
67. M. Zennaro, E. Pietrosevoli, A. Arcia-Moret, C. Mikeka, J. Pinifolo, C. Wang, *et al.*, "TV White Spaces, I presume?," 2013.

68. A. Martian, I. Marcu, and I. Marghescu, "Spectrum Occupancy in an Urban Environment: A Cognitive Radio Approach," in *Telecommunications (AICT), 2010 Sixth Advanced International Conference on*, 2010, pp. 25-29.
69. P. S. M. Tripathi, A. Chandra, and R. Prasad, "TV white spectrum in India," in *Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), 2013 16th International Symposium on*, 2013, pp. 1-6.
70. L. F. Pedraza, F. Forero, and I. Paez, "Metropolitan Spectrum Survey in Bogota Colombia," in *Advanced Information Networking and Applications Workshops (WAINA), 2013 27th International Conference on*, 2013, pp. 548-553.
71. K. A. Qaraqe, H. Celebi, A. Gorcin, A. El-Saigh, H. Arslan, and M.-s. Alouini, "Empirical results for wideband multidimensional spectrum usage," in *Proc. IEEE 20th Int Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symp*, 2009, pp. 1262-1266.
72. A. L. C. Pintor, M. R. S. To, J. S. Salenga, G. M. Geslani, D. P. Agpawa, and M. K. Cabatuan, "Spectrum survey of VHF and UHF bands in the Philippines," in *TENCON 2012 - 2012 IEEE Region 10 Conference*, 2012, pp. 1-6.
73. S. Jayavalan, H. Mohamad, N. M. Aripin, A. Ismail, N. Ramli, A. Yaacob, *et al.*, "Measurements and Analysis of Spectrum Occupancy in the Cellular and TV Bands," *Lecture Notes on Software Engineering*, vol. 2, 2014.
74. V. N. Q. Bao, L. Q. Cuong, L. Q. Phu, T. D. Thuan, L. M. Trung, and N. T. Quy, "Spectrum Survey in Vietnam: Occupancy Measurements and Analysis for Cognitive Radio Applications," in *The 2011 International Conference on Advanced Technologies for Communications*, Da Nang, Vietnam, 2011, pp. 135-143.
75. T. Yucek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, vol. 11, pp. 116-130, 2009.

76. S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 23, pp. 201-220, 2005.
77. W. Beibei and K. J. R. Liu, "Advances in Cognitive Radio Networks: A Survey," *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, vol. 5, pp. 5-23, 2011.
78. V. N. Q. Bao, T. Q. Duong, and C. Tellambura, "On the Performance of Cognitive Underlay Multihop Networks with Imperfect Channel State Information," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 4864-4873, 2013.
79. I. F. Akyildiz, L. Won-Yeol, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "A survey on spectrum management in cognitive radio networks [cognitive radio communications and networks]," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, pp. 40-48, 2008.
80. J. G. Proakis, *Digital communications*: Mc Graw Hill, 2001.
81. A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 4th ed. Boston: McGraw-Hill, 2002.
82. R. Bureau, "Handbook on spectrum monitoring," *International Telecommunication Union (ITU)*, p. 168, 2002.
83. M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels*, 2nd ed. Hoboken, N.J.: John Wiley & Sons, 2005.
84. N. D. S. A. B. Gershman, "MIMO - Space Time Processing for MIMO Communications (2005)," *book*, 2005.
85. L. Liu, R. Chen, S. Geirhofer, K. Sayana, Z. Shi, and Y. Zhou, "Downlink MIMO in LTE-advanced: SU-MIMO vs. MU-MIMO," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 50, pp. 140-147, 2012.

86. Q. Li, X. E. Lin, J. Zhang, and W. Roh, "Advancement of MIMO technology in WiMAX: from IEEE 802.16d/e/j to 802.16m," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 47, pp. 100-107, 2009.
87. A. F. Molisch and M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 5, pp. 46-56, 2004.
88. E. Biglieri, *MIMO wireless communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2007.
89. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings.(ICASSP'03). 2003 IEEE International Conference on*, 2003, pp. IV-189-92 vol. 4.
90. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, pp. 1126-1131, 2003.
91. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "Outage probability of multihop transmission over Nakagami fading channels," *Communications Letters, IEEE*, vol. 7, pp. 216-218, 2003.
92. M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays," *Communications, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 130-135, 2004.
93. J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, pp. 3062-3080, 2004.
94. A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 42, pp. 74-80, 2004.
95. G. L. Stüber, *Principles of mobile communication*, 2nd ed. Boston: Kluwer Academic, 2001.

96. S. Ikki and M. H. Ahmed, "PHY 50-5 - Performance Analysis of Incremental Relaying Cooperative Diversity Networks over Rayleigh Fading Channels," in *Wireless Communications and Networking Conference, 2008. WCNC 2008. IEEE*, 2008, pp. 1311-1315.
97. I. Krikidis, J. Thompson, S. McLaughlin, and N. goertz, "Amplify-and-Forward with Partial Relay Selection," *IEEE Communications Letters*, vol. 12, pp. 235-237, 2008.
98. A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win, "Cooperative Communications with Outage-Optimal Opportunistic Relaying," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, pp. 3450-3460, September 2007.
99. P. Herhold, E. Zimmermann, and G. Fettweis, "A simple cooperative extension to wireless relaying," in *Communications, 2004 International Zurich Seminar on*, 2004, pp. 36-39.
100. V. N. Q. Bao and H. Y. Kong, "Diversity Order Analysis of Dual-hop Relaying with Partial Relay Selection," *IEICE Trans Commun*, vol. E92-B, pp. 3942-3946, Dec. 2009.
101. V. N. Q. Bao and H. Y. Kong, "Incremental relaying for partial relay selection," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E93-B, pp. 1317-1321, May 2010.
102. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity - Part II: Implementation Aspects and Performance Analysis," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1939-1948, November 2003.
103. A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperation Diversity - Part I: System Description," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 1927-1938, November 2003.
104. A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A Simple Cooperative Diversity Method Based on Network Path Selection," *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, vol. 24, pp. 659-672, March 2006.

105. A. Bletsas, H. Shin, and M. Z. Win, "Outage Analysis for Cooperative Communication with Multiple Amplify-and-Forward Relays," *Electronics Letters*, vol. 43, 15th March 2007.
106. E. K. P. Chong and S. H. Zak, "An introduction to optimization," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 38, p. 60, 1996.
107. I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, A. Jeffrey, and D. Zwillinger, *Table of integrals, series and products*, 7th ed. Amsterdam ; Boston: Elsevier, 2007.
108. M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs, and mathematical tables*, 10th printing, with corrections. ed. Washington: U.S. Govt. Print. Off., 1972.
109. M. Hata, "Rational approximations to the dilogarithm," *Transactions of the American Mathematical Society*, vol. 336, pp. 363-387, 1993.
110. M. Hassani, "Approximation of the dilogarithm function," *J. Inequalities in Pure and Applied Mathematics*, vol. 8, pp. 1-7, 2007.
111. L. Le and E. Hossain, "Multihop Cellular Networks: Potential Gains, Research Challenges, and a Resource Allocation Framework," *IEEE Communications Magazine*, pp. 66-73, September 2007.
112. Z. Zhongshan, C. Xiaomeng, L. Keping, A. V. Vasilakos, and L. Hanzo, "Full duplex techniques for 5G networks: self-interference cancellation, protocol design, and relay selection," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 53, pp. 128-137, 2015.
113. T. Wang, A. Cano, G. B. Giannakis, and J. N. Laneman, "High-Performance Cooperative Demodulation With Decode-and-Forward Relays," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, pp. 1427-1438, July 2007.
114. I. W. Group, "IEEE P802. 22/D1. 0 draft standard for wireless regional area networks part 22: cognitive wireless RAN medium access control (MAC) and

- physical layer (PHY) specifications: policies and procedures for operation in the TV bands," *IEEE docs*, pp. 22-06, 2008.
115. C.-S. Sum, G. P. Villardi, M. A. Rahman, T. Baykas, H. N. Tran, Z. Lan, *et al.*, "Cognitive communication in TV white spaces: An overview of regulations, standards, and technology [Accepted From Open Call]," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 51, pp. 138-145, 2013.
 116. S. Debroy, S. Bhattacharjee, M. Chatterjee, and K. Kwiat, "An effective use of spectrum usage estimation for IEEE 802.22 networks," in *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2012 IEEE*, 2012, pp. 3239-3243.
 117. R. Saeed and R. A. Mokhtar, "TV white spaces spectrum sensing: Recent developments, opportunities and challenges," in *Sciences of Electronics, Technologies of Information and Telecommunications (SETIT), 2012 6th International Conference on*, 2012, pp. 634-638.
 118. S. Prakash and I. McLoughlin, "Analysis of adaptive modulation with antenna selection under channel prediction errors," in *Communications and Signal Processing (ICCSP), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 504-508.
 119. J. Perez and J. Ibanez, "Adaptive modulation and power in wireless communication systems with delay constraints," in *Statistical Signal Processing Workshop (SSP), 2011 IEEE*, 2011, pp. 73-76.
 120. A. Goldsmith, *Wireless communications*: Cambridge university press, 2005.
 121. M. S. Alouini and A. Goldsmith, "Capacity of Nakagami multipath fading channels," in *Vehicular Technology Conference, 1997 IEEE 47th*, 1997, pp. 358-362 vol.1.
 122. M. Chiani and D. Dardari, "Improved exponential bounds and approximation for the Q-function with application to average error probability computation,"

in *Global Telecommunications Conference, 2002. GLOBECOM'02. IEEE, 2002*, pp. 1399-1402.

123. A. Jeffrey and D. Zwillinger, *Table of integrals, series, and products*: Academic Press, 2007.
124. C. Byoungjo and L. Hanzo, "Optimum mode-switching-assisted constant-power single- and multicarrier adaptive modulation," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 536-560, 2003.