

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**

**Đinh Thị Thái Mai**

**NGHIÊN CỨU VÔ TUYẾN NHẬN THỨC HỢP TÁC CẢM  
NHẬN PHỔ TRONG MÔI TRƯỜNG PHA ĐINH**

Chuyên ngành: Kỹ thuật Viễn thông

Mã số: 62 52 02 08

**LUẬN ÁN TIẾN SĨ CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ, TRUYỀN THÔNG**

**NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC:**

**PGS.TS. Nguyễn Quốc Tuấn**

**Hà Nội - 2016**

# LỜI CAM ĐOAN

*Tôi xin cam đoan những công việc được thực hiện trong luận án chưa từng được các tác giả khác đề xuất. Các số liệu, kết quả trong luận án là trung thực và được công bố ở những Hội nghị, tạp chí có uy tín trong nước và Quốc tế.*

*Tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm đối với các công trình của mình.*

*Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2016*

*Tác giả*

# LỜI CẢM ƠN

Trước tiên, tôi xin gửi lời cảm ơn sâu sắc tận đáy lòng đến cố GS.TSKH. Nguyễn Đình Thông, là người thầy đầu tiên đã dẫn dắt tôi đi theo con đường nghiên cứu về vô tuyến có ý thức. Sự cẩn thận, nhẫn nại và chi tiết trong hướng dẫn của thầy chính là động lực thúc đẩy tôi thêm đam mê nghiên cứu và có được kết quả như ngày hôm nay. Cảm ơn thầy đã luôn tận tâm với học trò cho đến tận giây phút cuối cùng.

Người thầy thứ hai tôi muốn gửi lời cảm ơn là PGS.TS. Nguyễn Quốc Tuấn. Thầy đã cho tôi những định hướng mang tính thời sự trong lĩnh vực mà mình đang theo đuổi. Thầy cũng là người đã luôn tận tình giúp đỡ tôi, tạo điều kiện tốt nhất cho tôi để được học tập, làm việc và nghiên cứu tại Bộ môn Hệ thống Viễn Thông.

Cảm ơn hai em Trang Công Chung, Lâm Sinh Công đã đồng hành cùng tôi trong những năm tháng làm nghiên cứu sinh. Tôi luôn trân trọng những khoảnh khắc đáng nhớ khi làm việc cùng hai em.

Tôi cũng xin chân thành cảm ơn sâu sắc đến các thầy cô và các anh chị em đồng nghiệp trong Khoa Điện tử - Viễn thông đã luôn chia sẻ, động viên và giúp đỡ tôi trong quá trình hoàn thành luận án.

Lời cảm ơn cuối cùng, tôi xin gửi đến gia đình, người thân luôn thông cảm, và khích lệ tôi trong những giai đoạn khó khăn nhất. Đặc biệt tôi muốn gửi lời cảm ơn đến bố mẹ của tôi đã luôn ở bên cạnh, chăm sóc gia đình nhỏ của tôi để tôi được yên tâm hoàn thành luận án của mình.

Luận án là món quà mà tôi muốn dành tặng riêng cho chồng và con tôi!

*Hà Nội, ngày ... tháng ... năm 2016*

Đinh Thị Thái Mai

# MỤC LỤC

Trang phụ bìa .....	i
Lời cam đoan .....	ii
Lời cảm ơn .....	ii
Danh mục các ký hiệu và chữ viết tắt .....	viii
Danh mục bảng .....	xiii
Danh mục các hình vẽ, đồ thị .....	xiv
<b>MỞ ĐẦU .....</b>	<b>1</b>
<b>Chương 1. CƠ SỞ CẢM NHẬN PHỔ SỬ DỤNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC .....</b>	<b>13</b>
1.1. Tổng quan về vô tuyến nhận thức .....	13
1.1.1. Phân loại CR .....	14
1.1.2. Các đặc tính của CR .....	15
1.1.3. Các chức năng của CR .....	16
1.2. Các kỹ thuật cảm nhận phổ .....	18
1.2.1. Phát hiện năng lượng .....	20
1.2.2. Phát hiện đặc tính dừng lặp .....	20

1.2.3. Phát hiện phổ sử dụng bộ lọc hòa hợp .....	21
1.3. Mô hình kênh truyền vô tuyến .....	22
1.3.1. Mô hình tổng các tích .....	22
1.3.2. Mô hình pha đỉnh Rayleigh .....	24
1.3.3. Mô hình pha đỉnh Lognormal .....	25
1.3.4. Mô hình pha đỉnh Suzuki .....	25
1.4. Đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ trong kênh pha đỉnh sử dụng bộ phát hiện năng lượng .....	28
1.4.1. Hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ .....	28
1.4.2. Hợp tác cảm nhận trong kênh pha đỉnh .....	33
1.5. Kết luận chương .....	39

## **Chương 2. MỘT SỐ PHƯƠNG PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CẢM NHẬN PHỔ TRONG MÔI TRƯỜNG PHA ĐỈNH..... 41**

2.1. Phát hiện và loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan .....	42
2.1.1. Mô hình pha đỉnh che khuất tương quan .....	42
2.1.2. Xác định các tín hiệu bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan .....	43
2.1.3. Mô phỏng và các kết quả .....	44
2.2. Đề xuất tái sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu làm nút chuyển tiếp (relay) cho quá trình hợp tác cảm nhận phổ .....	47
2.2.1. Hệ thống chuyển tiếp hợp tác .....	48
2.2.2. Xác suất dừng của mạng chuyển tiếp DF hợp tác trong kênh pha đỉnh Rayleigh .....	50
2.2.3. Thuật toán tái sử dụng các CR trong cảm nhận hợp tác dưới ảnh hưởng của pha đỉnh sâu .....	51
2.2.4. Kết quả .....	53

2.3. Đề xuất giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong mạng cảm nhận phổ hợp tác .....	55
2.4. Kết luận chương .....	60

**Chương 3. TÁI SỬ DỤNG CÁC VÔ TUYẾN NHẬN THỨC BỊ PHẠ ĐÌNH SÂU THÀNH CÁC BỘ CHUYỂN TIẾP PHÂN TẬP AF TRONG HỢP TÁC CẢM NHẬN PHỔ DƯỚI ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH PHẠ ĐÌNH SUZUKI..... 61**

3.1. Mô hình thu phân tập trong kênh pha đình phức hợp .....	62
3.1.1. Phát hiện kết hợp tỷ số lớn nhất MRC.....	62
3.1.2. Mô hình phân tập vi mô (micro - diversity) trong kênh pha đình phức hợp .....	63
3.1.3. Mô hình phân tập vĩ mô (macro-diversity) trong kênh pha đình phức hợp .....	65
3.1.4. Các kết quả mô phỏng và số học.....	70
3.2. Mô hình của pha đình Suzuki tương quan tại bộ thu MRC.....	74
3.3. Chuyển tiếp phân tập hợp tác AF trong kênh pha đình Suzuki.....	77
3.3.1. Giao thức chuyển tiếp hợp tác Khuếch đại - Chuyển tiếp (Amplify and Forward) .....	77
3.3.2. Đề xuất tính toán xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trên kênh pha đình Suzuki độc lập.....	78
3.3.3. Đề xuất tính toán xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trên kênh pha đình Suzuki tương quan.....	81
3.4. Đề xuất thuật toán gán các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận .....	85
3.5. Kịch bản và Kết quả.....	85
3.5.1. Kịch bản .....	85
3.5.2. Các kết quả .....	87

3.6. Kết luận chương.....	91
<b>KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ.....</b>	<b>94</b>
<b>DANH MỤC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN</b>	
<b>QUAN ĐẾN LUẬN ÁN.....</b>	<b>96</b>
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO.....</b>	<b>98</b>
<b>PHỤ LỤC. Tính toán ma trận hiệp phương sai <math>C_Z</math> từ ma trận hiệp</b>	
<b>phương sai <math>C_{L_n}</math>.....</b>	<b>108</b>

**DANH MỤC CÁC KÝ HIỆU  
VÀ CHỮ VIẾT TẮT**



Danh mục các ký hiệu		
STT	Ký hiệu	Mô tả
1	in thường	Vô hướng
2	in thường, đậm	Vector
3	in hoa, đậm	Ma trận
4	$P$	Xác suất
4	$P_f$	Xác suất phát hiện sai cục bộ
5	$P_d$	Xác suất phát hiện cục bộ
6	$P_m$	Xác suất phát hiện sót cục bộ
7	$Q_f$	Xác suất phát hiện nhầm tổng hợp
8	$Q_d$	Xác suất phát hiện tổng hợp
9	$Q_m$	Xác suất phát hiện sót tổng hợp
10	$\lambda$	Ngưỡng năng lượng
11	$\Gamma(.,.)$	Hàm Gamma thiếu
12	$\Gamma(.)$	Hàm Gamma đủ
13	$u$	Tích độ rộng băng tần $W$ với Thời gian $T$ , $u = WT$
14	$Q_u(.,.)$	Hàm Marcum-Q tổng quát
15	$I_{u-1}(\cdot)$	Hàm Bessel loại 1 bậc $(u - 1)$
16	$\gamma$	Giá trị SNR tức thời
17	$\bar{\gamma}$	Giá trị SNR trung bình
18	$\xi$	Hệ số chuyển đổi đơn vị logarit và tuyến tính
19	$\epsilon$	Dung sai cho phép
20	$\rho$	Hệ số tương quan

Danh mục các ký hiệu		
STT	Ký hiệu	Mô tả
21	$\sigma_Z^2$	Phương sai của biến $Z$
22	$\mu_Z$	Giá trị trung bình của biến $Z$
23	$\mu_{th}$	Ngưỡng xác suất dừng
24	$R$	Độ tương quan
25	$R_{th}$	Ngưỡng tốc độ thông tin dừng
26	$E$	Phép tính trung bình
27	$E_b$	Năng lượng bit
28	$C_{Ln}$	Ma trận hiệp phương sai của các biến có phân bố Gauss
29	$\mathbf{C}_Z$	Ma trận hiệp phương sai của véc tơ $\mathbf{z}$
30	$d$	Khoảng cách giữa hai phần tử CR
31	$L$	Số các nhánh phân tập
32	$p$	Độ lợi công suất
33	$h$	Độ lợi (hoặc mất mát) kênh
34	$Y$	Năng lượng tín hiệu thu được

<b>Danh mục các chữ viết tắt Tiếng Anh</b>			
<b>STT</b>	<b>Chữ viết tắt</b>	<b>Mô tả Tiếng Anh</b>	<b>Mô tả Tiếng Việt</b>
1	ADC	Analog - Digital Converter	Bộ chuyển đổi tương tự sang số
2	AF	Amplify-and-Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
3	AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gaussian Trắng cộng tính
4	BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
5	BS	Base Station	Trạm gốc
6	CCC	Common Control Channel	Kênh điều khiển chung
7	CR	Cognitive Radio	Vô tuyến nhận thức
8	CDF	Cummulative Density Function	Hàm mật độ tích lũy
9	DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
10	FC	Fusion Center	Trung tâm tổng hợp
11	ILT	Inverse Laplace Transform	Biến đổi Laplace ngược
12	MAC	Multiple Access Control	Điều khiển đa truy cập
13	MGF	Moment Generating Function	Hàm tạo mô-men
14	MRC	Maximal Ratio Combing	Kết hợp tỷ số tối đa

<b>Danh mục chữ viết tắt Tiếng Anh</b>			
<b>STT</b>	<b>Chữ viết tắt</b>	<b>Mô tả Tiếng Anh</b>	<b>Mô tả Tiếng Việt</b>
15	OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
16	PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
17	PU	Primary User	Người dùng sơ cấp
18	QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều biên toàn phương
19	QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
20	QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha toàn phương
21	ROC	Receiving Operating Curve	Đường đặc tính thu
22	RV	Random Variable	Biến ngẫu nhiên
23	SDF	Selection Decode - Forward	Giải mã và chuyển tiếp lựa chọn
24	SDR	Software - Defined Radio	Vô tuyến trên nền tảng phần mềm
25	SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
26	SS	Secondary Station	Trạm thứ cấp
27	SU	Secondary User	Người dùng thứ cấp
28	UWB	Ultra WideBand	Băng siêu rộng mặt đất

# DANH MỤC CÁC BẢNG

3.1	Giá trị $\mu$ (dB) của kênh $(S_j, R_i)$ với $\mu_{\text{normalized}} = 0$ tại khoảng cách $2d$ , $\alpha = 3$ , tính theo phương trình (3.48) . . . . .	87
3.2	Ước tính $\hat{\mu}_R$ và $\hat{\sigma}_R$ của $h_R$ trong mạng chuyển tiếp hợp tác $(S_j, R_i, D)$ (dB) sử dụng hàm <i>fsolve</i> tại hai điểm $p_1 = 0,1$ và $p_2 = 0,2$ . . . . .	87
3.3	Ma trận xác suất dừng của mạng chuyển tiếp hợp tác $(S_j, R_i, D)$ với $\mu_{th} = 0,1$ trong môi trường pha đình Suzuki độc lập . . . . .	89
3.4	Ma trận xác suất dừng của mạng chuyển tiếp hợp tác $(S_j, R_i, D)$ với $\mu_{th} = 0,1$ . . . . .	91

# DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

1	Các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng cảm nhận phổ: pha đỉnh đa đường, che khuất và không xác định bộ thu. . . . .	3
1.1	Hố phổ . . . . .	15
1.2	Chu trình nhận thức . . . . .	16
1.3	Phân loại các kỹ thuật cảm nhận . . . . .	19
1.4	Sơ đồ khối bộ phát hiện năng lượng [32] . . . . .	20
1.5	Sơ đồ khối bộ phát hiện đặc tính dừng lặp [32] . . . . .	21
1.6	Sơ đồ khối bộ phát hiện sử dụng bộ lọc hòa hợp [32] . . . . .	22
1.7	Mô hình truyền lan vô tuyến di động điển hình . . . . .	24
1.8	Mô hình thu phân tập trong kênh pha đỉnh phức hợp Rayleigh - lognormal. . . . .	27
1.9	ROC ( $P_m$ vs. $P_f$ ) dưới ảnh hưởng pha đỉnh Rayleigh có $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5$ [4] . . . . .	31
1.10	ROC ( $P_m$ vs. $P_f$ ) dưới ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất có phân bố lognormal với các giá trị khác nhau của $\sigma_{dB}$ và $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5$ [4] .	32
1.11	ROC dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki sử dụng phương pháp xấp xỉ Gauss - Hermite vs phương pháp của Atapattu [64] . . . . .	34
1.12	Mô hình cảm nhận phổ hợp tác tập trung sử dụng vô tuyến nhận thức trong môi trường pha đỉnh. . . . .	35
1.13	ROC của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đỉnh Rayleigh sử dụng quy tắc $k$ -out-of- $n$ với $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5, n = 7$ và $k$ thay đổi. .	36

1.14	ROC của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đỉnh lognormal sử dụng quy tắc $k$ -out-of- $n$ với $\bar{\gamma} = 5dB$ , $\sigma_{dB} = 3dB$ , $u = 5$ , $n = 5$ và $k$ thay đổi. . . . .	37
1.15	ROCs trong môi trường pha đỉnh Suzuki sử dụng quy tắc $k$ -out-of- $n$ với $\mu_Z = 2dB$ , $\sigma_Z = 5dB$ , và $n = 5$ . . . . .	38
1.16	ROC trong môi trường pha đỉnh Suzuki sử dụng quy tắc $k$ -out-of- $n$ ( $\mu_Z = 0dB$ , $\sigma_Z = 3dB$ , và $n = 5$ ) với các giá trị khác nhau của $k$ . . . . .	38
1.17	ROC trong môi trường pha đỉnh Suzuki sử dụng quy tắc $k$ -out-of- $n$ ( $\mu_Z = 0dB$ , $\sigma_Z = 3dB$ , and $k = 1$ ) với các giá trị khác nhau của $n$ . . . . .	39
2.1	Mạng vô tuyến nhận thức thực hiện cảm nhận phổ của trạm truyền hình trong vùng ngoại ô . . . . .	44
2.2	Ma trận hiệp phương sai chuẩn hóa của các tín hiệu nhận được tại các $SS_i$ với $i = 1, 2, \dots, 12$ . . . . .	46
2.3	So sánh ROC của ba trường hợp: đường trên cùng là ROC trong trường hợp sử dụng 12 SS tham gia hợp tác cảm nhận, đường màu xanh là ROC khi đã loại bỏ $SS_1, SS_2$ và $SS_3$ , đường màu đỏ (tốt nhất) là ROC khi đã loại bỏ 5 SS bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất ra khỏi hợp tác cảm nhận. . . . .	47
2.4	Sơ đồ mạng chuyển tiếp phân tập $M$ nút chuyển tiếp . . . . .	48
2.5	Sơ đồ tái sử dụng CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu làm nút chuyển tiếp . . . . .	51
2.6	Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác khi sử dụng và không sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu thành các nút chuyển tiếp phân tập có ngưỡng độ lợi kênh $\mu_{th} = 10^{-3}$ . . . .	53
2.7	Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác khi sử dụng và không sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu thành các nút chuyển tiếp phân tập có ngưỡng độ lợi kênh $\mu_{th} = 0,005$ . . . .	54
2.8	Lưu đồ thuật toán lựa chọn số lượng CR thích hợp tham gia cảm nhận phổ hợp tác sử dụng quy tắc quyết định cứng $k$ -out-of- $n$ . . . .	56

2.9	Lựa chọn số lượng CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Rayleigh với các giá trị khác nhau của $P_f$ sử dụng quy tắc OR, $\epsilon = 10^{-3}$ . . . . .	57
2.10	Lựa chọn số lượng CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Lognormal với các giá trị khác nhau của $P_f$ sử dụng quy tắc OR, $\epsilon = 10^{-3}$ . . . . .	58
2.11	Tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong môi trường Suzuki sử dụng OR rule với $\epsilon = 10^{-3}$ . . . . .	59
2.12	Tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong các môi trường pha đỉnh khác nhau sử dụng OR rule với $\epsilon = 10^{-3}$ . . . . .	59
3.1	Mô hình thu phân tập trong kênh pha đỉnh Suzuki. . . . .	62
3.2	BER lý thuyết (đường liền nét) và BER mô phỏng Monte - Carlo (đường hình sao) của tín hiệu QPSK mã hóa Gray sử dụng mô hình MRC phân tập vi mô trong kênh pha đỉnh phức hợp Rayleigh - Lognormal. . . . .	70
3.3	So sánh hiệu năng của phương pháp gán MGF hai điểm với phương pháp gán MGF một điểm và MRC không bị mất mát với trường hợp $N = 2$ biến Suzuki đầu vào. . . . .	72
3.4	So sánh hiệu năng BER của phương pháp gán MGF hai điểm và phương pháp gán MGF 1 điểm và MRC không tổn hao. . . . .	73
3.5	BER lý thuyết và BER mô phỏng Monte - Carlo của tín hiệu QPSK sử dụng mô hình MRC phân tập vĩ mô trong kênh pha đỉnh phức hợp Rayleigh - lognormal. . . . .	74
3.6	Mô hình mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác gồm $M$ nút chuyển tiếp	77
3.7	Xác suất dừng trong mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki độc lập . . . . .	80
3.8	Ghép histogram của $ h_R ^2$ được tính toán từ (3.34) thành PDF của một biến Suzuki đơn lẻ. . . . .	81
3.9	PDF của $ h_{AF} ^2$ tính toán theo lý thuyết khi so sánh với mô phỏng .	83
3.10	Xác suất dừng của kênh Suzuki tương quan theo mô phỏng và lý thuyết . . . . .	84



3.11	Mô hình mô phỏng mạng thông báo để minh họa thuật toán ghép đôi CR - nút chuyển tiếp đề xuất trong luận án . . . . .	86
3.12	Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác sử dụng CR làm nút chuyển tiếp khi so sánh với trường hợp không có nút chuyển tiếp, ngưỡng rớt $\mu_{th} = 0,1$ . . . . .	90
3.13	Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki tương quan khi sử dụng và không sử dụng các CR kém thành các nút chuyển tiếp, ngưỡng rớt $\mu_{th} = 0,1$ . . . . .	92
3.14	Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác khi thay đổi số lượng CR được gán làm nút chuyển tiếp, ngưỡng rớt $\mu_{th} = 0,1$ . . . . .	93

# MỞ ĐẦU

## Đặt vấn đề

### Tổng quan về nghiên cứu mạng cảm nhận phổ vô tuyến nhận thức trên thế giới

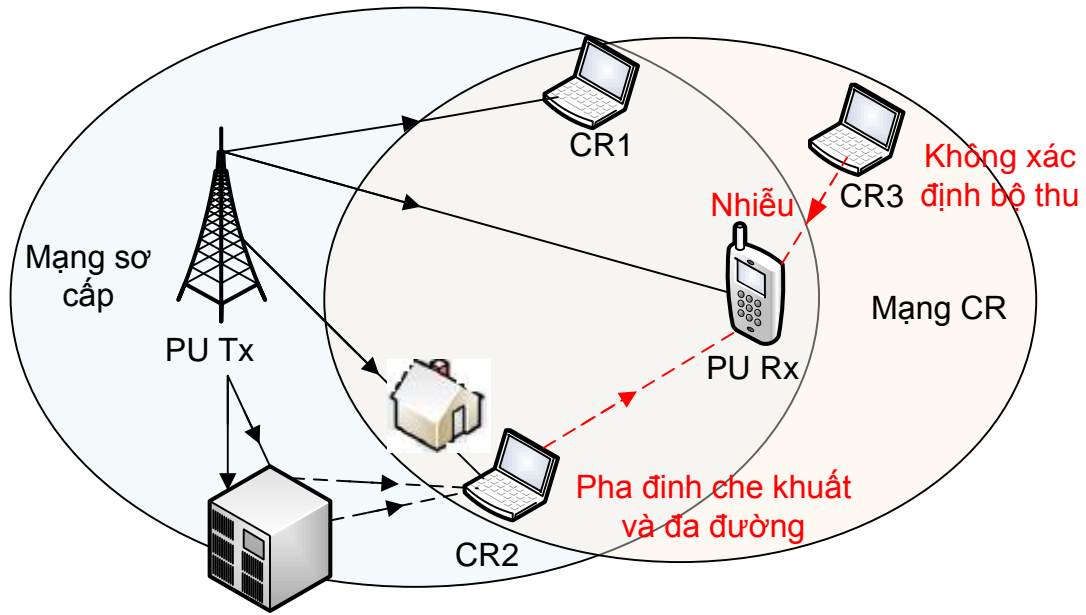
Sự phát triển mạnh mẽ trong truyền thông vô tuyến đã tạo ra một nhu cầu to lớn đối với việc sử dụng các dịch vụ vô tuyến mới ở cả phổ băng tần được cấp phép và không được cấp phép [33]. Tuy nhiên, những nghiên cứu gần đây cho thấy chính sách gán phổ cố định đã dẫn đến hiện tượng việc tận dụng nguồn phổ kém hiệu quả. Nhằm giải quyết vấn đề này, vô tuyến nhận thức (CR - Cognitive Radio) [40, 65] đã nổi lên và trở thành một công nghệ hứa hẹn cho phép truy cập vào các dải tần trống, được gọi là không gian trắng hay các hố phổ, và do đó làm tăng hiệu suất sử dụng phổ. Nhiệm vụ chính của mỗi người dùng CR trong mạng CR đó là phát hiện ra các người dùng được cấp phép, hay còn gọi là người dùng sơ cấp (PU - Primary User), có tồn tại hay không và xác định phổ tần trống nếu các PU này vắng mặt. Điều này có thể được thực hiện bằng cách cảm nhận môi trường vô tuyến RF (Radio Frequency), quá trình này được gọi là cảm nhận phổ [32, 39, 71]. Mục tiêu của cảm nhận phổ gồm hai phần: thứ nhất, người dùng CR không được gây ra nhiễu đối với các PU bằng cách hoặc chuyển đến một băng tần sẵn có khác hoặc giới hạn nhiễu của mình đối với các PU ở mức độ chấp nhận được; thứ hai, người dùng CR phải xác định và tận dụng một cách có hiệu quả các hố phổ thỏa mãn chất lượng dịch

vụ (QoS - Quality of Service) và thông lượng yêu cầu. Do đó, hiệu năng phát hiện (Detection Performance) trong cảm nhận phổ là cực kỳ quan trọng đối với hiệu năng của cả mạng CR và mạng sơ cấp.

Đối với vấn đề cảm nhận phổ, bài toán đặt ra đó là: thực hiện cảm nhận phổ như thế nào? Hiện nay, có rất nhiều thuật toán đã được đề xuất như:

- *Cảm nhận dựa trên phát hiện năng lượng* [13, 69, 80]. Đây là phương pháp phổ thông nhất của cảm nhận phổ vì tính toán đơn giản và độ phức tạp thấp. Phương pháp này không yêu cầu phải thu thập dữ liệu của tín hiệu.
- *Cảm nhận phổ dựa vào dạng sóng mang con* [8, 29, 67]. Phương pháp này chỉ được áp dụng cho hệ thống với các mẫu tín hiệu được biết trước. Nên còn được gọi là cảm nhận kết hợp (coherent).
- *Cảm nhận phổ dựa trên đặc tính dừng lặp* [13, 56, 61, 69]. Phương pháp này phát hiện tín hiệu của PU dựa trên đặc tính dừng lặp của tín hiệu thu được. Đặc tính dừng lặp xuất phát từ tính tuần hoàn của tín hiệu hoặc tính thống kê như giá trị trung bình hay tính tự tương quan.
- *Phép lọc hòa hợp - Matched Filtering*: Phương pháp này được xem là tối ưu cho việc phát hiện các người dùng sơ cấp PU khi tín hiệu phát đã được biết trước [38]. Ưu điểm của phương pháp này là mất ít thời gian để đạt được một xác suất phát hiện sai hoặc xác suất phát hiện sót nhất định khi so sánh với các phương pháp khác [62]. Tuy nhiên, phương pháp này yêu cầu CR phải giải điều chế tín hiệu. Do đó, nó yêu cầu thông tin hoàn hảo về đặc tính báo hiệu của PU như độ rộng băng tần, tần số hoạt động, bậc và loại điều chế, dạng xung, và khuôn dạng khung. Một nhược điểm nữa của phương pháp này đó là công suất tiêu thụ lớn hơn các phương pháp khác khi ở bộ thu sử dụng nhiều thuật toán khác nhau để thực thi việc phát hiện tín hiệu.

Hiệu năng phát hiện có thể được xác định dựa trên hai thông số cơ bản: *xác suất phát hiện sai (false-alarm probability)* là xác suất của một người dùng CR cho rằng PU tồn tại khi phổ trong thực tế lại rỗng, và *xác suất phát hiện (detection probability)* là xác suất của một người dùng CR cho rằng PU tồn tại



Hình 1: Các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng cảm nhận phổ: pha đỉnh đa đường, che khuất và không xác định bộ thu.

khi phổ trong thực tế đang bị PU chiếm dụng. Vì việc bỏ sót trong phát hiện có thể gây ra nhiễu đối với PU và một phát hiện sai sẽ làm giảm hiệu suất phổ, nên người ta thường yêu cầu hiệu năng phát hiện tối ưu nghĩa là xác suất phát hiện là lớn nhất trong điều kiện ràng buộc của xác suất phát hiện sai. Rất nhiều nhân tố trong thực tế như pha đỉnh đa đường, pha đỉnh che khuất, và hiện tượng không xác định bộ thu [31] có thể ảnh hưởng đáng kể đến hiệu năng phát hiện trong cảm nhận phổ. Hình 1 minh họa pha đỉnh đa đường, pha đỉnh che khuất và không xác định bộ thu. Như trong Hình 1,  $CR_1$  và  $CR_2$  được đặt trong dải phát của bộ phát sơ cấp (PU Tx) trong khi  $CR_3$  lại nằm bên ngoài dải. Do nhiễu bản sao bị suy hao của tín hiệu PU và sự cản trở của ngôi nhà,  $CR_2$  bị ảnh hưởng của pha đỉnh đa đường và pha đỉnh che khuất khiến tín hiệu PU không thể được phát hiện đúng. Hơn nữa,  $CR_3$  chịu ảnh hưởng của vấn đề không xác định bộ thu vì nó không biết được việc truyền tín hiệu của PU và sự tồn tại của bộ thu sơ cấp (PU Rx). Kết quả là, việc truyền tín hiệu từ  $CR_3$  có thể gây nhiễu với việc thu tại PU Rx. Tuy nhiên, do phân tập không gian, nên không phải tất cả người dùng CR phân bố theo không gian trong một mạng CR đều bị ảnh hưởng pha đỉnh hay vấn đề không xác định bộ thu. Nếu các người dùng

CR, hầu hết đều quan sát được tín hiệu PU mạnh như  $CR_1$  trong hình vẽ, thì có thể hợp tác và chia sẻ các kết quả cảm nhận với các người dùng khác. Quyết định hợp tác kết hợp từ các quan sát được lựa chọn theo phân bố không gian có thể khắc phục yếu điểm của các quan sát riêng lẻ tại mỗi một người dùng CR. Do đó, hiệu năng phát hiện tổng có thể được cải thiện một cách đáng kể. Đây chính là lý do cảm nhận phổ hợp tác (gọi tắt là cảm nhận hợp tác) [3, 13, 66] là một hướng tiếp cận hiệu quả và hấp dẫn để hạn chế pha đình đa đường và pha đình che khuất cũng như làm giảm nhẹ vấn đề không xác định bộ thu.

Ý tưởng chính của cảm nhận hợp tác là tăng cường hiệu năng cảm nhận bằng cách tận dụng phân tập không gian trong các quan sát của các người dùng CR phân bố trong không gian. Bằng cách hợp tác, các người dùng CR có thể chia sẻ thông tin cảm nhận của mình để đưa ra quyết định cuối cùng chính xác hơn các quyết định riêng lẻ [13]. Một số các kỹ thuật hợp tác cảm nhận được đề xuất, đó là:

- *Hợp tác cảm nhận tập trung*: Có một bộ tổng hợp trung tâm (Fusion Center - FC) thu thập thông tin cảm nhận từ các thiết bị vô tuyến nhận thức, xác định phổ tần sẵn có và quảng bá thông tin này đến các người dùng vô tuyến nhận thức hoặc trực tiếp điều khiển lưu lượng vô tuyến nhận thức [63, 72]
- *Hợp tác cảm nhận phân tán*: Trong trường hợp hợp tác cảm nhận phân tán, các CR chia sẻ thông tin với nhau và tự mình đưa ra quyết định phần phổ nào mình có thể sử dụng được [49, 50, 77]. Hợp tác cảm nhận phân tán có ưu điểm hơn hợp tác cảm nhận tập trung khi không cần cơ sở hạ tầng xương sống (backbone infrastructure) và làm giảm chi phí.
- *Hợp tác cảm nhận ngoài*: Trong phương pháp này, có một thiết bị bên ngoài thực hiện việc cảm nhận và gửi quảng bá thông tin chiếm kênh đến các CR [69]. Ưu điểm của phương pháp cảm nhận ngoài là khắc phục được hiện tượng ản PU và tính không xác định do pha đình che khuất và đa đường. Hơn nữa khi CR không mất thời gian cho việc cảm nhận thì hiệu suất sử dụng phổ sẽ tăng lên.

Việc gửi thông tin cảm nhận của các CR đến FC hoặc chia sẻ các kết quả cảm

nhận đến các nút lân cận được thực hiện trên kênh điều khiển chung [9, 31]. Kênh điều khiển này có thể là kênh dành riêng trong băng tần cấp phép hoặc không được cấp phép, hoặc có thể là kênh băng rộng mặt đất [13]. Xét về phương diện vật lý, một liên kết vật lý điểm - điểm từ một CR tham gia hợp tác cảm nhận đến FC được gọi là *kênh thông báo (reporting channel)*. Để thông báo dữ liệu cảm nhận, một trong những yêu cầu mà kênh thông báo cần phải đáp ứng đó là *độ tin cậy (reliability)*.

Giống như kênh cảm nhận, kênh điều khiển bị ảnh hưởng của hiện tượng pha đình. Do đó, hiện tượng suy giảm kênh cần được xem xét trong vấn đề độ tin cậy của kênh điều khiển. Các nghiên cứu trước đây [3, 20] sử dụng giả thiết kênh điều khiển hoàn hảo không bị lỗi trong cảm nhận hợp tác, các nghiên cứu gần đây nghiên cứu ảnh hưởng của tạp âm Gauss [82], pha đình đa đường [78, 35] và pha đình tương quan [48].

## **Tình hình nghiên cứu về Vô tuyến nhận thức trong nước**

Ở Việt Nam hiện nay các vấn đề về nghiên cứu Vô tuyến nhận thức chủ yếu tập trung vào vấn đề chia sẻ phổ trong truyền tin (spectrum sharing) trong khi các vấn đề liên quan đến cảm nhận phổ thì lại chưa được quan tâm nhiều.

Nhóm tác giả thuộc Học viện Công nghệ Bưu chính viễn thông đã có rất nhiều bài viết chuyên sâu về đánh giá hiệu năng của mạng chuyển tiếp vô tuyến nhận thức khi thực hiện chia sẻ phổ dưới nền hay chồng lấn [44, 70, 73].

Nhóm tác giả thuộc Đại học Bách Khoa Hà Nội tập trung giải quyết bài toán phân bố công suất để tránh nhiễu khi thực hiện chia sẻ phổ và đã thực thi một số Testbed trên nền tảng SDR (Software Defined Radio) [58].

Một nghiên cứu sinh của trường Đại học Công nghệ, Đại học Quốc gia Hà Nội tập trung nghiên cứu “Nâng cao dung lượng của hệ thống thông tin Vô tuyến có nhận thức dựa trên OFDM” dựa trên các giải pháp phân bố công suất cho các sóng mang con, đảm bảo được điều kiện bảo vệ về nhiễu cho các PU [59, 60].

## Những hạn chế nghiên cứu về cảm nhận phổ trong vô tuyến nhận thức

Như đã trình bày ở trên, pha đỉnh là một trong những nhân tố gây ảnh hưởng mạnh mẽ đối với hệ thống vô tuyến nhận thức trên cả hai kênh cảm nhận và kênh thông báo. Có hai bài toán đặt ra đó là:

- Đối với kênh cảm nhận: Đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ của các CR dưới ảnh hưởng của pha đỉnh. Việc tính toán các xác suất phát hiện, xác suất phát hiện sai đã được tổng quát hóa trong [3]. Đặc biệt đối với xác suất phát hiện cục bộ  $P_d$  trong từng kênh pha đỉnh cụ thể, mục tiêu sẽ là đưa công thức tổng quát về dạng đóng (closed - form) hoặc xấp xỉ nhằm giảm độ phức tạp trong việc tính toán số học.
- Đối với kênh thông báo: nâng cao độ tin cậy của kênh thông báo dưới ảnh hưởng của pha đỉnh.

Rất nhiều nhà khoa học đã đi vào nghiên cứu hai bài toán nêu trên, tuy nhiên phần lớn chỉ tập trung vào hai mô hình kênh pha đỉnh phổ biến là pha đỉnh đa đường Rayleigh và pha đỉnh che khuất (shadowing). Trong [3, 21], các tác giả đã đề xuất phương pháp tính toán để đưa xác suất phát hiện trong kênh pha đỉnh Rayleigh về dạng đóng. Riêng đối với trường hợp pha đỉnh lognormal, hiện nay vẫn chưa đề xuất được công thức tính dạng đóng cho xác suất phát hiện.

Ảnh hưởng của pha đỉnh trong kênh thông báo cũng đã được xem xét trong pha đỉnh đa đường [35, 78] và pha đỉnh tương quan [48]. Trong [35], tác giả đã đề xuất phương pháp lựa chọn nút chuyển tiếp dựa trên xác suất lỗi của kênh truyền để nâng cao độ tin cậy trong truyền tin trên kênh pha đỉnh đa đường.

Trong khi đó, một mô hình pha đỉnh rất phù hợp với thực tế trong môi trường truyền lan đô thị do Suzuki đề xuất [28] lại chưa thực sự được quan tâm nhiều. Mô hình này được đặt tên là mô hình pha đỉnh Suzuki. Mô hình pha đỉnh Suzuki đặc biệt hữu dụng trong việc đánh giá hiệu năng đường liên kết của các trạm di động tĩnh hoặc di chuyển chậm khi bộ thu gặp khó khăn trong việc trung bình hóa các ảnh hưởng của pha đỉnh [43]. Đây là một mô hình pha

đỉnh kết hợp của mô hình pha đỉnh che khuất lognormal và pha đỉnh Rayleigh, mô hình này tương đối phức tạp trong việc tính toán toán học để đánh giá hiệu năng. Hiện nay mới chỉ có bài báo của Atapattu [64] là xem xét đến bài toán đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ trên kênh pha đỉnh Suzuki. Trong bài báo này, tác giả cũng đã đề xuất một phương pháp tính toán hiệu năng phát hiện  $P_d$  dựa trên phương pháp thặng dư đa thức hữu tỷ. Riêng ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki đối với kênh thông báo trong hợp tác cảm nhận thì cho đến nay theo như hiểu biết của Nghiên cứu sinh chưa hề được đề cập đến.

## Mục đích nghiên cứu

Trước xu hướng nghiên cứu của thế giới cũng như trong nước về vô tuyến nhận thức hiện nay, luận án được giới hạn trong phạm vi như sau:

- Tập trung đi vào giải quyết các bài toán trong cảm nhận phổ sử dụng kỹ thuật phát hiện năng lượng.
- Nghiên cứu vấn đề cảm nhận phổ hợp tác sử dụng kỹ thuật hợp tác cảm nhận tập trung.
- Cải thiện hiệu năng của mạng hợp tác cảm nhận cũng như độ tin cậy trong truyền tin trên kênh thông báo dưới ảnh hưởng của pha đỉnh.

Các kết quả nghiên cứu của luận án nhằm mục đích *nâng cao hiệu năng cảm nhận phổ của mạng vô tuyến nhận thức cảm nhận phổ hợp tác dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki.*

Từ đây, mục tiêu của luận án gồm:

- Nghiên cứu mô hình pha đỉnh Suzuki.
- Đề xuất phương pháp tính toán hiệu năng cảm nhận phổ trên kênh cảm nhận dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki.
- Đề xuất phương pháp nâng cao hiệu năng cũng như độ tin cậy của hợp tác cảm nhận dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki trên kênh thông báo.



# Phương pháp nghiên cứu

## Hướng tiếp cận

Thứ nhất, đối với mô hình kênh pha đình Suzuki sẽ xem xét theo hai khía cạnh: pha đình Suzuki độc lập và pha đình Suzuki tương quan. Dựa trên đặc tính của kênh truyền để xây dựng công thức tính cho hàm mật độ xác suất (probability density function - PDF) của tín hiệu tổng thu được tại bộ thu MRC trên hai mô hình kênh này dựa vào hàm sinh Moment (Moment Generating Function - MGF).

Thứ hai, đối với việc tính toán hiệu năng cảm nhận phổ dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki, hướng tiếp cận sẽ dựa vào những mô hình toán học của kênh để đưa ra công thức tính ở dạng đóng sử dụng xấp xỉ Gauss - Hermite.

Thứ ba, đối với vấn đề nâng cao hiệu năng cũng như độ tin cậy của hợp tác cảm nhận phổ dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki trên kênh thông báo, sẽ hướng vào việc sử dụng các nút chuyển tiếp hỗ trợ truyền tin cho các CR tham gia hợp tác để gửi thông tin cảm nhận đến FC.

## Phương pháp

Trong luận án, nghiên cứu sinh đã sử dụng các phương pháp nghiên cứu sau:

- Khảo sát các hướng đang nghiên cứu trên thế giới
- Xác định bài toán nâng cao hiệu năng cảm nhận
- Xây dựng mô hình và tính toán giải tích
- Sử dụng Matlab tiến hành mô phỏng để thu thập số liệu, xử lý, xem xét đặc tính, minh chứng

Chi tiết các bước gồm có:

- Sử dụng MGF để tính toán PDF của tín hiệu tổng tại bộ thu MRC dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki tương quan và không tương quan.

- Sử dụng xấp xỉ của đa thức Gauss - Hermite để đưa công thức tính toán tổng quát của xác suất phát hiện trong kênh pha đình Suzuki về dạng đóng. Dùng mô phỏng để đánh giá kết quả tính toán và so sánh với đề xuất trước đó.
- Sử dụng mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trong việc hỗ trợ truyền thông tin cảm nhận của các CR đến FC.
- Đánh giá tham số xác suất dừng (outage probability) trên các kênh thông báo dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki tương quan và không tương quan, để lựa chọn các cặp CR - nút trung gian dựa trên tham số xác suất dừng.
- Thực hiện mô phỏng để so sánh với trường hợp không có sự hỗ trợ của các nút chuyển tiếp.

## **Nội dung nghiên cứu**

Nội dung nghiên cứu của luận án bao gồm:

- Nghiên cứu về mô hình phân tập thu MRC trong mô hình kênh pha đình Suzuki tương quan và không tương quan. Mục tiêu là xây dựng phương trình toán học cho PDF của công suất tín hiệu tổng tại đầu ra của bộ thu MRC sử dụng MGF và phương pháp gán điểm để tính toán được các tham số đặc trưng cho công suất tín hiệu tổng.
- Tính toán hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ của CR dưới ảnh hưởng của kênh pha đình Suzuki.
- Đánh giá hiệu năng hợp tác cảm nhận của mạng vô tuyến nhận thức với điều kiện lý tưởng của kênh thông báo. Từ đó, xem xét vấn đề lựa chọn số lượng người tham gia hợp tác cảm nhận đảm bảo được hiệu năng phát hiện ở ngưỡng tốt.
- Mô hình mạng chuyển tiếp phân tập AF và ứng dụng trong việc hỗ trợ truyền tin trên mạng thông báo của mạng vô tuyến nhận thức trong hai môi trường pha đình Suzuki tương quan và không tương quan.

- Lựa chọn nút chuyển tiếp phù hợp cho CR dựa trên tham số đánh giá là xác suất dừng của đường liên kết.
- Đánh giá và so sánh hiệu năng phát hiện cảm nhận phổ hợp tác khi sử dụng nút chuyển tiếp và khi không sử dụng nút chuyển tiếp.

## Các đóng góp

Những kết quả nghiên cứu trong luận án đã đạt được mục đích nghiên cứu đề ra. Những kết quả này nằm trong chương 2 và chương 3 của luận án, bao gồm:

1. Đề xuất một số giải pháp nhằm cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ trong môi trường pha đỉnh, cụ thể gồm có:
  - Nghiên cứu ảnh hưởng của pha đỉnh tương quan lognormal đối với hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác tại phía kênh cảm nhận và đề xuất phương pháp phát hiện các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh tương quan lognormal dựa trên ma trận tương quan chéo. Từ đó loại bỏ các CR này ra khỏi quá trình tham gia cảm nhận hợp tác (Công trình số 1).
  - Đề xuất tái sử dụng các CR bị tương quan chéo hoặc bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu thành các nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận, hỗ trợ các CR này chuyển tiếp thông tin cảm nhận đến FC. Việc đánh giá được thực hiện trên kênh pha đỉnh Rayleigh (Công trình số 2).
  - Đề xuất giới hạn số lượng người dùng CR tham gia hợp tác cảm nhận để làm giảm hiện tượng overhead trên kênh thông báo và tiết kiệm tài nguyên kênh vô tuyến (Công trình số 6 và số 9).
2. Nâng cao hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác trong môi trường kênh pha đỉnh Suzuki bằng cách tái sử dụng các vô tuyến nhận thức bị pha đỉnh sâu thành các bộ chuyển tiếp phân tập AF, cụ thể như sau:
  - Đề xuất phương pháp mô hình hóa PDF của tín hiệu tổng tại đầu ra của bộ thu phân tập MRC sử dụng MGF và gán điểm không mất mát

cũng như sử dụng phương pháp biến đổi Laplace ngược trên mô hình kênh Suzuki tương quan và không tương quan (Công trình số 5 và số 8).

- Đề xuất phương pháp tính toán xác suất phát hiện cục bộ dưới ảnh hưởng của kênh pha đình Suzuki (Công trình số 4 và số 8).

- Đề xuất phương pháp lựa chọn nút chuyển tiếp dựa trên tham số xác suất dừng của đường liên kết (Công trình số 8 và số 9).

## **Bố cục của luận án**

Luận án bao gồm phần mở đầu, 3 chương, phần kết luận và kiến nghị.

**Chương 1** với tiêu đề “*Cơ sở cảm nhận phổ sử dụng vô tuyến nhận thức*” trình bày cơ sở của vô tuyến nhận thức, giới thiệu các kiến thức cơ bản liên quan đến cảm nhận phổ, cảm nhận phổ hợp tác và các tham số đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ cũng như cảm nhận phổ hợp tác sử dụng quy tắc quyết định cứng  $k$ -out-of- $n$  dưới ảnh hưởng của kênh truyền pha đình. Một phần của nội dung chương 1 đã đề xuất phương pháp tính hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ trong môi trường pha đình Suzuki đã được trình bày tại Hội nghị Quốc tế IEEE Region 10 TENCON 2012 (Công trình số 4) và 01 bài báo đăng trên tạp chí ISI - IEICE Transactions on Communications, Vol. E98-B, no. 1, pp. 55-68, January 2015 (Công trình số 8).

**Chương 2** với tiêu đề “*Một số phương pháp cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ trong môi trường pha đình*” là một số các đề xuất của luận án trong việc phát hiện các CR bị ảnh hưởng của pha đình lognormal tương quan, tái sử dụng các CR bị loại bỏ làm nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận và giới hạn số lượng người CR tham gia hợp tác cảm nhận. Nội dung của chương 2 đã được công bố trong 02 báo cáo tại các Hội nghị Quốc tế: CyberC 2010 (Công trình số 1) và TENCON 2011 IEEE Region 10 (Công trình số 2); 01 báo cáo tại hội nghị Quốc Gia REV 2013 (Công trình số 6) và 01 bài báo đã được chấp nhận đăng trên tạp chí Khoa học và Công nghệ của Đại học Quốc Gia Hà Nội, chuyên san Công nghệ thông tin và Truyền thông 2015 (Công trình số 9).

**Chương 3** với tiêu đề “*Tái sử dụng các vô tuyến nhận thức bị pha*

*đỉnh sâu thành các bộ chuyển tiếp phân tập AF trong hợp tác cảm nhận phổ dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Suzuki*” là các nghiên cứu của luận án về đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác trong môi trường kênh pha đỉnh Suzuki khi sử dụng mạng chuyển tiếp phân tập AF trên kênh thông báo. Trong đó, luận án đã xem xét mô hình phân tập thu MRC dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki và đề xuất phương pháp tính PDF của công suất tín hiệu tổng tại đầu ra của bộ thu phân tập MRC. Dựa trên các kết quả này, luận án tập trung đi vào phần cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác trong mạng vô tuyến nhận thức khi kênh thông báo bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki. Các đóng góp của luận án trình bày trong chương này đã được công bố trong 02 bài báo: 01 bài báo đăng trên tạp chí Scopus - Australian Journal of Electrical & Electronics Engineering, vol. 10, No. 4, July 2013 (Công trình số 5), 01 bài báo đăng trên tạp chí ISI - IEICE Transactions on Communications, Vol. E98-B, no. 1, pp. 55-68, January 2015 (Công trình số 8). Bên cạnh đó, nội dung trong chương này cũng được công bố tại 02 Hội nghị Quốc tế: ISCIT 2012 (Công trình số 3) và TENCON 2012 IEEE Region 10 Conference (Công trình số 4).

**KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ** tóm tắt lại các đóng góp chính của luận án, thảo luận xung quanh các kết quả đạt được để đưa ra những hướng nghiên cứu tiếp theo trong tương lai.

## Chương 1

# CƠ SỞ CẢM NHẬN PHỔ SỬ DỤNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC

Chương này sẽ hệ thống một số kiến thức cơ sở liên quan đến cảm nhận phổ nhằm làm nền tảng cho các nội dung nghiên cứu của luận án trong các chương tiếp theo. Trong chương, luận án sẽ tìm hiểu về vô tuyến nhận thức và các kỹ thuật cảm nhận phổ, trong đó tập trung vào kỹ thuật cảm nhận phổ sử dụng bộ phát hiện năng lượng dưới ảnh hưởng kênh truyền pha đỉnh. Từ đó, các công thức tính toán đánh giá hiệu năng cảm nhận của mạng vô tuyến nhận thức cũng được trình bày. Trong chương này, luận án cũng sẽ đề xuất phương pháp tính xấp xỉ hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ trong kênh pha đỉnh Suzuki sử dụng đa thức Gauss - Hermite được đề cập trong báo cáo tại Hội nghị Quốc tế TENCON 2012 IEEE Region 10 (Công trình số 4) và bài báo tại Tạp chí quốc tế ISI IEICE Transactions on Communications (Công trình số 8).

### 1.1. Tổng quan về vô tuyến nhận thức

Vô tuyến nhận thức lần đầu tiên được nhắc đến bởi Mitola và Gerald Maguire [40], trong đó vô tuyến nhận thức được định nghĩa là một bộ vô tuyến trên nền tảng phần mềm (Software Defined Radio) thúc đẩy sự linh hoạt các dịch vụ vô tuyến cá nhân. Khái niệm về vô tuyến nhận thức vẫn đang được phát triển trong công nghiệp, nghiên cứu hàn lâm và các tổ chức chuẩn hóa. Vô tuyến nhận thức được giả thiết là một thiết bị vô tuyến có khả năng tái cấu hình và tương thích một cách có ý thức với các yêu cầu truyền thông của người sử dụng

cũng như với các chính sách và các mạng khác nhau [53].

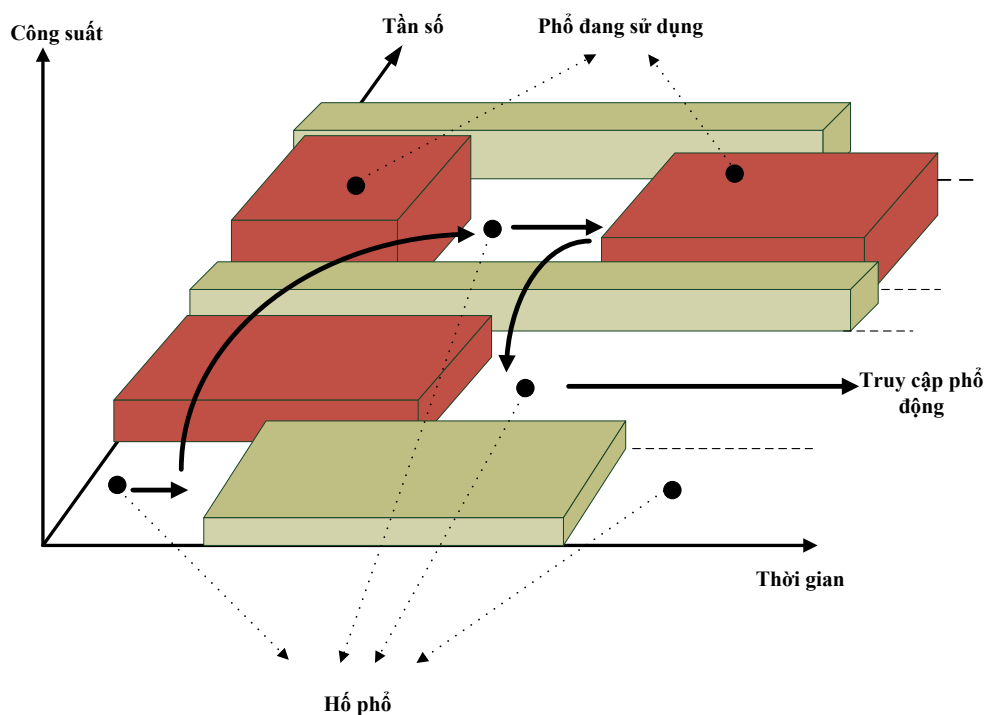
Nói cách khác, vô tuyến nhận thức là một dạng của truyền thông vô tuyến trong đó bộ thu phát có thể phát hiện trạng thái của các kênh truyền thông có đang bị chiếm dụng hay không để từ đó lựa chọn sử dụng các kênh rỗi và tránh các kênh đang bị chiếm dụng [25]. Điều này làm tối ưu hóa việc sử dụng phổ tần số vô tuyến sẵn có trong khi tối thiểu hóa nhiễu gây ra cho người dùng khác. Đây là một lược đồ truyền thông vô tuyến khi các tham số thu và phát của mạng được thay đổi để tránh gây ra nhiễu với các người dùng được cấp phép hoặc không cấp phép.

Hố phổ (Spectrum hole) [65] như minh họa trong Hình 1.1 là một dải tần số được cấp phép cho người dùng sơ cấp (Primary User), nhưng tại một thời điểm cụ thể và một vị trí địa lý cụ thể, dải tần này chưa được sử dụng bởi người này. Khái niệm hố phổ có thể được tổng quát hóa là cơ hội truyền dẫn trong không gian phổ vô tuyến. Không gian phổ vô tuyến là một không gian có nhiều hơn ba chiều (hyperspace) bị chiếm dụng bởi các tín hiệu vô tuyến gồm có tọa độ của vị trí, góc đến, tần số, thời gian, năng lượng và một số các tham số khác [7]. Một bộ vô tuyến dựa trên khái niệm vô tuyến nhận thức có khả năng cảm nhận và hiểu môi trường vô tuyến xung quanh mình để xác định các hố phổ trong không gian phổ, và tự đưa ra quyết định về cách mà nó truy cập phổ và theo đó tương thích truyền dẫn của mình.

### 1.1.1. Phân loại CR

Vô tuyến nhận thức được chia làm hai loại:

- Vô tuyến nhận thức đầy đủ: Một vô tuyến nhận thức đầy đủ xem xét tất cả các tham số. Một nút mạng vô tuyến hoặc mạng vô tuyến có thể nhận biết được tất cả các tham số quan sát được [84].
- Vô tuyến nhận thức cảm nhận phổ: phát hiện các kênh trong phổ tần số vô tuyến. Yêu cầu căn bản nhất của mạng vô tuyến nhận thức đó là cảm nhận phổ. Để tăng xác suất phát hiện [65], rất nhiều kỹ thuật phát hiện tín hiệu được sử dụng trong cảm nhận phổ mà ta sẽ đi tìm hiểu trong phần tới.



Hình 1.1: Hố phổ

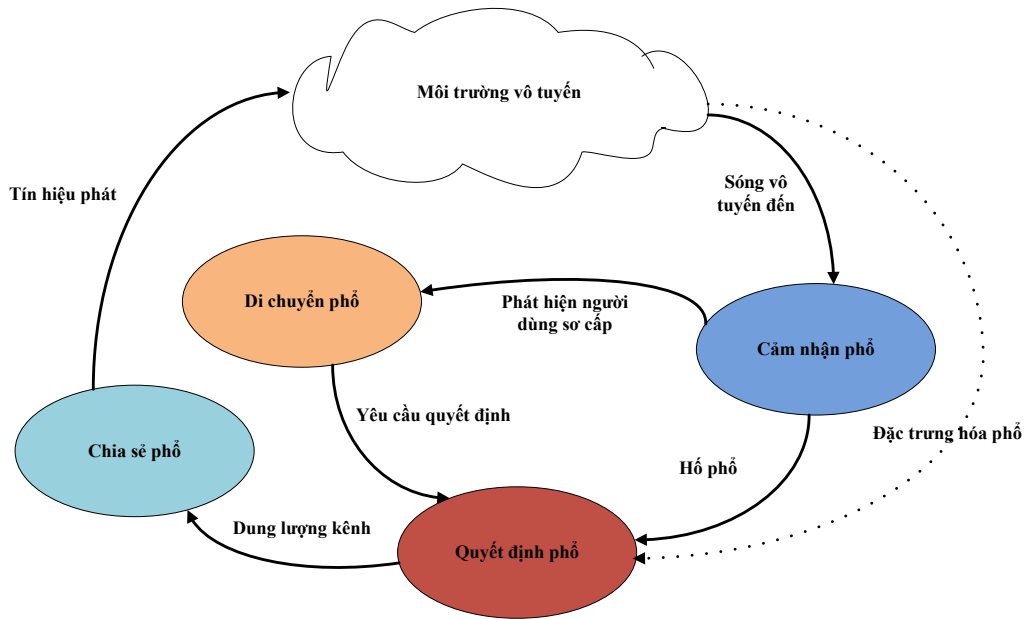
Hiệu năng của vô tuyến nhận thức yêu cầu: i) nhận thực các hố phổ và phát hiện người dùng sơ cấp; ii) ước tính đường liên kết chính xác giữa các nút mạng; iii) điều khiển tần số chính xác và nhanh và iv) phương pháp điều khiển công suất cần đảm bảo truyền thông tin cậy giữa các đầu cuối vô tuyến nhận thức và không gây nhiễu đối với các người dùng sơ cấp [84].

### 1.1.2. Các đặc tính của CR

Có hai đặc tính chính của vô tuyến nhận thức [31] cần được xác định đó là:

- Khả năng nhận thức: Khả năng nhận thức xác định khả năng nắm bắt và cảm nhận thông tin từ môi trường vô tuyến. Như Mitola đã giải thích khả năng nhận thức trong [40] đó là “một vô tuyến nhận thức thường xuyên quan sát môi trường, tự định hướng, tạo kế hoạch, quyết định và sau đó là hành động”.
- Khả năng tái cấu hình: Khả năng nhận thức cung cấp sự nhận biết phổ,





Hình 1.2: Chu trình nhận thức

khả năng tái cấu hình định nghĩa khả năng thay đổi các chức năng, cho phép vô tuyến nhận thức có thể được lập trình một cách linh động tương thích với môi trường vô tuyến (tần số, công suất phát, lược đồ điều chế, giao thức truyền thông)

### 1.1.3. Các chức năng của CR

Vô tuyến nhận thức có bốn chức năng chính. Hình 1.2 minh họa một chu trình nhận thức của vô tuyến nhận thức.

- *Cảm nhận phổ (Spectrum Sensing)*: Bước đầu tiên của cảm nhận phổ đó là xác định sự xuất hiện của PU trên băng tần quan tâm. CR có thể chia sẻ kết quả phát hiện của mình với các CR khác sau khi thực hiện cảm nhận phổ. Mục tiêu của cảm nhận phổ là tìm ra hoạt động và trạng thái phổ bằng cách cảm nhận theo chu kỳ băng tần mục tiêu. Cụ thể, một bộ thu phát CR phát hiện phổ tần không được sử dụng hoặc hố phổ và đồng thời cũng xác định phương pháp truy cập không gây nhiễu lên truyền dẫn được cấp phép.
- *Quyết định phổ (Spectrum Decision)*: Khi các phổ sẵn có được xác định,

điều quan trọng đó là người dùng CR lựa chọn được băng tần phù hợp nhất theo các yêu cầu về QoS. Một điểm quan trọng khác đó là đặc trưng hóa băng tần phổ theo phương diện môi trường vô tuyến và các hành vi thống kê của PU. Để thiết kế một thuật toán quyết định kết hợp với đặc tính phổ động, chúng ta cần có một thông tin ưu tiên liên quan đến hoạt động của PU. Hơn nữa, quyết định phổ còn liên quan đến việc lựa chọn phổ và thiết lập đường đi.

- *Chia sẻ phổ (Spectrum Sharing)*: Vì có một số lượng người dùng thứ cấp cùng tham gia vào việc sử dụng các hố phổ sẵn có, nên vô tuyến nhận thức phải đạt được sự cân bằng giữa mục tiêu cá nhân trong việc truyền thông tin hiệu quả với mục tiêu tổng thể là chia sẻ nguồn tài nguyên sẵn có với các CR khác và các người dùng không phải CR. Điều này được thực hiện bởi các quy định chính sách xác định hành vi nhận thức trong môi trường vô tuyến. Có hai loại chia sẻ phổ:
  - Chia sẻ phổ dạng nền (underlay spectrum sharing): Chia sẻ phổ dạng nền là truy cập phổ vô tuyến sẵn có với công suất truyền dẫn nhỏ nhất sao cho mức nhiễu trên các ngưỡng được gán trước đó không tăng lên. Để trải phổ của tín hiệu không được cấp phép trên một dải phổ tần rộng trong chia sẻ phổ dạng nền, thiết bị vô tuyến được cấp phép phải xác định được tín hiệu không mong muốn nằm dưới mức tạp âm nền và nhiễu nền.
  - Chia sẻ phổ chồng lấn (overlay spectrum sharing): Các người dùng không được cấp phép có thể sử dụng phổ trong một khoảng thời gian khi phổ này đang được sử dụng bởi các người dùng được cấp phép trong kỹ thuật chia sẻ phổ không chồng lấn.
- *Di chuyển phổ (Spectrum Mobility)*: nếu tín hiệu của một PU được phát hiện trong phổ đang dùng, người dùng CR phải rời khỏi phổ đó ngay lập tức và tiếp tục phiên truyền thông của mình trong một phổ trống khác. Trong trường hợp này, hoặc phải lựa chọn một phổ tần mới hoặc tránh toàn bộ các đường liên kết có ảnh hưởng. Do đó, tính di chuyển phổ cần một lược đồ *chuyển giao phổ (spectrum handoff)* để phát hiện ra các liên

kết thất bại và chuyển truyền dẫn hiện tại sang một tuyến truyền dẫn mới hoặc một băng tần phổ mới sao cho chất lượng bị giảm là thấp nhất. Điều này đòi hỏi sự hợp tác với cảm nhận phổ, phát hiện nút hàng xóm trong lớp liên kết, và các giao thức định tuyến. Hơn nữa, tính năng này cần một lược đồ quản trị kết nối để duy trì hiệu năng của các giao thức lớp trên bằng cách giảm ảnh hưởng của chuyển phổ.

Như vậy, vô tuyến nhận thức là một khái niệm vô tuyến dựa trên nền tảng của bộ vô tuyến định nghĩa phần mềm, xử lý tín hiệu số và trí tuệ nhân tạo. Mục tiêu của vô tuyến nhận thức là sử dụng các nguồn tài nguyên sẵn có một cách hiệu quả gồm có không gian, tần số, thời gian và năng lượng phát bằng cách cảm nhận môi trường và truyền dẫn tương thích mà không gây ra nhiễu đối với các người dùng được cấp phép sơ cấp. Yêu cầu hiệu năng đối với một hệ thống vô tuyến nhận thức đó là: phát hiện PU và các hố phổ một cách tin cậy, ước tính đường liên kết chính xác giữa các nút mạng, điều khiển tần số chính xác và nhanh, phương pháp điều khiển công suất đảm bảo truyền thông tin cậy giữa các đầu cuối CR và không gây nhiễu đối với các PU.

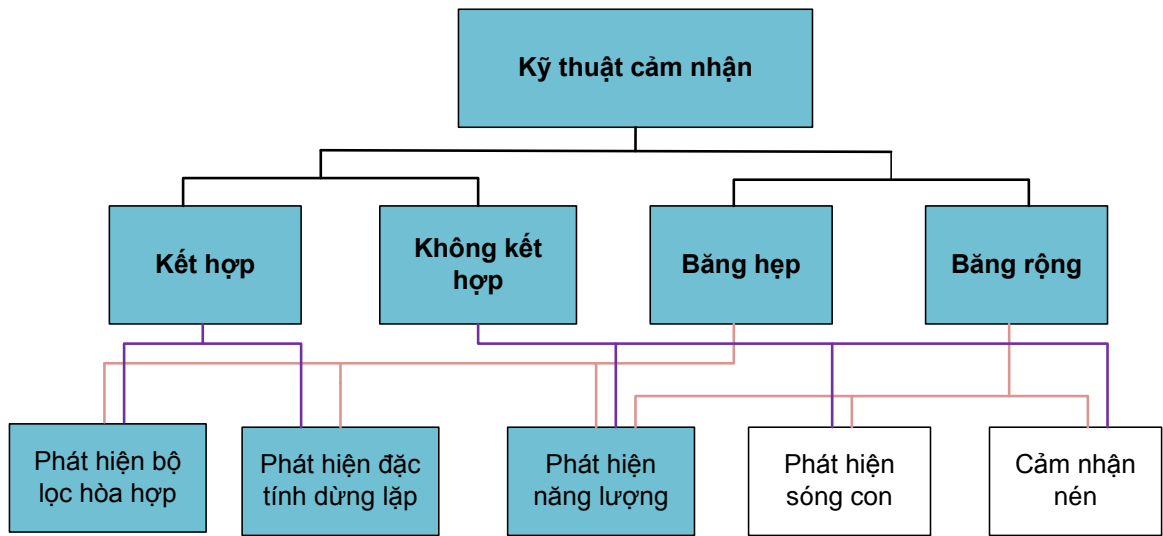
Ở đây, luận án chỉ tập trung nghiên cứu chức năng *cảm nhận phổ* của vô tuyến nhận thức và các vấn đề liên quan đến việc cải thiện hiệu năng của cảm nhận phổ.

## 1.2. Các kỹ thuật cảm nhận phổ

Mục tiêu của cảm nhận phổ là xác định một dải tần được cấp phép hiện có đang được sử dụng bởi PU hay không. Điều này đã hình thành bài toán thử giả thiết nhị phân.

$$x(t) = \begin{cases} n(t), & H_0 \\ hs(t) + n(t), & H_1 \end{cases}$$

trong đó  $x(t)$  là tín hiệu thu được tại CR,  $s(t)$  là tín hiệu phát từ PU,  $n(t)$  là tạp âm Gauss cộng trắng (AWGN) và  $h$  là độ lợi kênh của kênh cảm nhận giữa PU và CR.  $H_0$  là giả thiết rỗng (null hypothesis) cho rằng không có tín hiệu của người dùng được cấp phép trên một dải phổ nhất định, có nghĩa là phổ tần

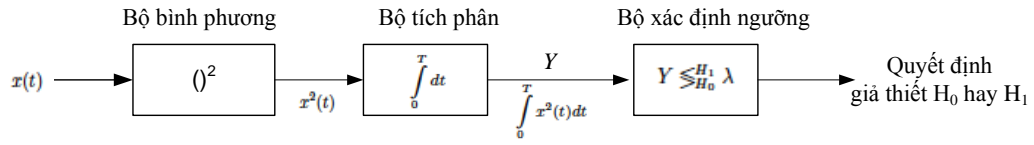


Hình 1.3: Phân loại các kỹ thuật cảm nhận

rồi.  $H_1$  là giả thiết thay thế (alternative hypothesis) cho rằng có tồn tại một tín hiệu PU nào đó trên dải tần cần quan tâm hay nói cách khác là phổ tần đang bị chiếm dụng bởi PU.

Từ quan điểm phát hiện tín hiệu, các kỹ thuật cảm nhận có thể được phân loại thành hai loại chính: phát hiện kết hợp (coherent) và phát hiện không kết hợp (noncoherent). Trong phát hiện kết hợp, tín hiệu sơ cấp có thể được phát hiện bằng cách so sánh tín hiệu nhận được hoặc các đặc tính của tín hiệu với một dữ liệu biết trước của các tín hiệu sơ cấp. Trong phát hiện không kết hợp, dữ liệu biết trước không được dùng để phát hiện tín hiệu. Một cách khác để phân loại các kỹ thuật cảm nhận là dựa trên độ rộng băng tần phổ cần cảm nhận: băng hẹp và băng rộng. Phân loại các kỹ thuật cảm nhận được mô tả trong Hình 1.3.

Trong phần này chủ yếu tập trung vào các kỹ thuật cảm nhận phổ biến nhất trong cảm nhận hợp tác hơn là tìm hiểu kỹ lưỡng tất cả các phương pháp phát hiện sơ cấp. Do đó, ở đây luận án chỉ trình bày ba kỹ thuật phổ biến nhất trong cảm nhận hợp tác: phát hiện năng lượng, phát hiện đặc tính dừng lặp và phát hiện bộ lọc hòa hợp.



Hình 1.4: Sơ đồ khối bộ phát hiện năng lượng [32]

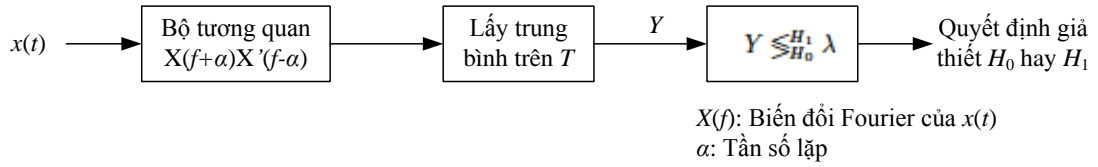
### 1.2.1. Phát hiện năng lượng

Phát hiện năng lượng là một phương pháp phát hiện không kết hợp [30, 22] phát hiện tín hiệu sơ cấp dựa trên năng lượng cảm nhận được. Do tính đơn giản và không yêu cầu dữ liệu biết trước của các tín hiệu PU, phát hiện năng lượng là kỹ thuật cảm nhận phổ biến nhất hiện nay trong cảm nhận hợp tác. Tuy nhiên, phát hiện năng lượng cũng có một số nhược điểm [33]: (i) Thời gian cảm nhận để đạt được một xác suất phát hiện cho trước có thể lâu; (ii) Hiệu suất phát hiện bị ảnh hưởng của tính không xác định công suất nhiễu; (iii) Phát hiện năng lượng có thể không được dùng để phân biệt các tín hiệu sơ cấp từ các tín hiệu người dùng CR. Kết quả là, các người dùng CR cần được đồng bộ hóa chặt chẽ và dùng phát tín hiệu trong khoảng thời gian được gọi là *khoảng lặng (silent interval)* trong cảm nhận hợp tác; (iv) Phát hiện năng lượng có thể không được sử dụng để phát hiện các tín hiệu trải phổ. Ngoài những vấn đề vừa nêu, bộ phát hiện năng lượng vẫn giữ nguyên cơ chế phát hiện phổ thông nhất trong cảm nhận hợp tác. Đó là vì một số các vấn đề như giảm hiệu năng do không xác định tạp âm có thể được khắc phục bằng độ lợi phân tập từ việc hợp tác.

Hình 1.4 mô tả sơ đồ khối của bộ phát hiện năng lượng. Tín hiệu thu được tại CR  $x(t)$  được bình phương và tích phân trên khoảng thời gian quan sát  $T$ . Cuối cùng, đầu ra của bộ tích phân,  $Y$ , được so sánh với một ngưỡng quyết định  $\lambda$  để quyết định tín hiệu có tồn tại hay không.

### 1.2.2. Phát hiện đặc tính dừng lặp

Phát hiện đặc tính dừng lặp [75] sử dụng tính tuần hoàn của tín hiệu sơ cấp nhận được để xác định sự tồn tại của các PU. Tính tuần hoàn thường xuất hiện trong các sóng mang dạng sin, chuỗi xung, mã trải, dải nhảy, hay các tiên



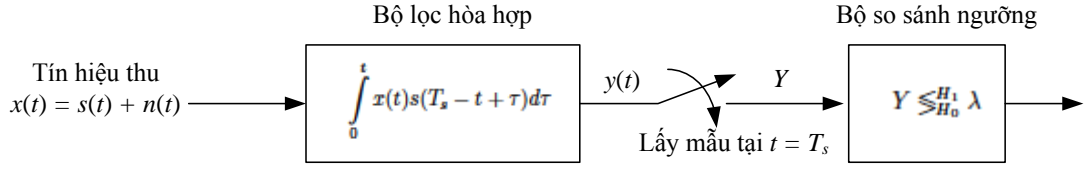
Hình 1.5: Sơ đồ khối bộ phát hiện đặc tính dừng lặp [32]

tổ vòng của các tín hiệu sơ cấp. Do tính tuần hoàn, các tín hiệu dừng lặp mang các đặc tính của thống kê tuần hoàn và tương quan phổ, các đặc tính này không có ở tạp âm và nhiễu dừng. Do đó, phát hiện đặc tính dừng lặp khắc phục được tính không xác định tạp âm và cho kết quả tốt hơn phát hiện năng lượng ở vùng SNR thấp. Mặc dù phương pháp này yêu cầu dữ liệu biết trước về các đặc tính của tín hiệu, nhưng nó có khả năng phân biệt các truyền dẫn CR từ các loại tín hiệu PU khác nhau [2, 13]. Điều này loại bỏ yêu cầu đồng bộ hóa như trong phát hiện năng lượng trong cảm nhận hợp tác. Hơn nữa, các người dùng CR có thể không phải giữ im lặng trong suốt quá trình cảm nhận hợp tác và do đó cải thiện thông lượng CR tổng thể. Phương pháp này có nhược điểm đó là độ phức tạp tính toán cao và thời gian cảm nhận dài. Do những lý do vừa nêu trên, phương pháp cảm nhận này ít được dùng hơn so với phương pháp phát hiện năng lượng trong cảm nhận hợp tác.

Hình 1.5 mô tả sơ đồ khối của phát hiện đặc tính dừng lặp sử dụng phân tích hàm tương quan phổ của tín hiệu. Ở đây, độ tương quan phổ của tín hiệu thu được  $x(t)$  được lấy trung bình trên khoảng thời gian quan sát  $T$  và đem so sánh với số liệu thử nghiệm để xác định sự tồn tại của tín hiệu PU, tương tự như trong phát hiện năng lượng.

### 1.2.3. Phát hiện phổ sử dụng bộ lọc hòa hợp

Bộ lọc hòa hợp là một bộ lọc tối ưu tuyến tính trong việc phát hiện tín hiệu kết hợp để tối đa hóa SNR khi có tạp âm ngẫu nhiên cộng (additive stochastic noise). Như minh họa trong Hình 1.6, bộ lọc hòa hợp tính độ tương quan của một tín hiệu PU ban đầu biết trước  $s(t)$  với tín hiệu thu được  $x(t)$  trong đó  $T$  là độ dài ký tự của các tín hiệu PU. Khi đó, đầu ra của bộ lọc hòa hợp được lấy



Hình 1.6: Sơ đồ khối bộ phát hiện sử dụng bộ lọc hòa hợp [32]

mẫu tại thời điểm đã được đồng bộ hóa. Nếu giá trị lấy mẫu  $Y$  lớn hơn ngưỡng  $\lambda$  thì phổ được xác định là đang bị chiếm bởi PU. Phương pháp phát hiện này được gọi là phát hiện tối ưu trong môi trường tạp âm Gauss dừng. Phương pháp này có ưu điểm là thời gian cảm nhận nhanh, chỉ cần  $O(1/SNR)$  mẫu để đạt được một xác suất phát hiện cho trước [13]. Tuy nhiên, bộ lọc hòa hợp không chỉ cần các thông tin về đặc tính của tín hiệu PU mà còn cần phải có sự đồng bộ hóa giữa bộ phát PU và người dùng CR. Nếu các thông tin này không chính xác thì bộ lọc hòa hợp hoạt động kém hiệu quả. Hơn nữa các người dùng CR cần phải có nhiều bộ lọc hòa hợp khác nhau dành riêng cho mỗi loại tín hiệu PU, điều này làm tăng độ phức tạp và chi phí thực thi.

Như vậy, trong ba kỹ thuật cảm nhận phổ vừa trình bày, chúng ta có thể thấy rằng kỹ thuật phát hiện năng lượng đơn giản trong tính toán và độ phức tạp thấp, có thể áp dụng trong cả băng rộng cũng như băng hẹp. Vì vậy, luận án đã lựa chọn sử dụng phương pháp cảm nhận phổ theo năng lượng trong các kết quả nghiên cứu sẽ được trình bày trong các phần tiếp theo.

## 1.3. Mô hình kênh truyền vô tuyến

### 1.3.1. Mô hình tổng các tích

Phương trình hệ thống tổng quát mô tả mối quan hệ giữa tín hiệu phát  $s(t)$ , tín hiệu thu  $r(t)$  thông qua kênh  $h(t)$  với tạp âm Gauss trắng cộng  $n(t)$  được biểu diễn như sau:

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (1.1)$$

Mô hình kênh vô tuyến được mô hình hóa như một bộ lọc tuyến tính với đáp ứng xung băng thấp phức, phù hợp với truyền lan đa đường khoảng cách xa

trong vùng đô thị, như sau:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K a_k e^{j(\omega t_k + \theta_k)} \quad (1.2)$$

trong đó,  $K$  là số đường truyền trong môi trường vô tuyến và môi trường truyền dẫn được đặc trưng hóa bởi tập các biến  $a_k$ ,  $t_k$ ,  $\theta_k$  tương ứng là độ lớn (độ lợi hoặc mất mát), thời gian trễ và độ dịch pha sóng mang của đường truyền thứ  $k$ .  $\theta_k$  thường được mô hình hóa dưới dạng phân bố đều trong khoảng  $[0, 2\pi]$ . Độ trễ trễ  $t_k - t_0$ , trong đó  $t_0$  là độ trễ đường truyền thẳng, được giả thiết là tạo thành một chuỗi Poisson [27]. Đặc tính thống kê của độ lớn đường truyền  $a_k$  vẫn đang là một chủ đề nghiên cứu được nhiều nhà khoa học quan tâm [6, 42], nhưng từ các bằng chứng thử nghiệm trên khắp thế giới, người ta chấp nhận rằng trong một vùng địa lý cục bộ với hàng chục hoặc hàng trăm bước sóng thì độ lớn đường truyền có phân bố Rayleigh hoặc phân bố Rice trong khi trên những vùng lớn hơn thì chúng có phân bố lognormal [36, 54]. Tín hiệu nhận được khi đó sẽ là:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k s(t - t_k) e^{j\theta_k} + n(t) \quad (1.3)$$

Tuy nhiên, trong một kịch bản truyền lan vô tuyến tổng quát trên một vùng đô thị lớn, trong mỗi đường truyền, tín hiệu phải trải qua một chuỗi các vật tán xạ hoặc chịu ảnh hưởng của hiện tượng phản xạ hoặc khúc xạ (xem Hình 1.7).

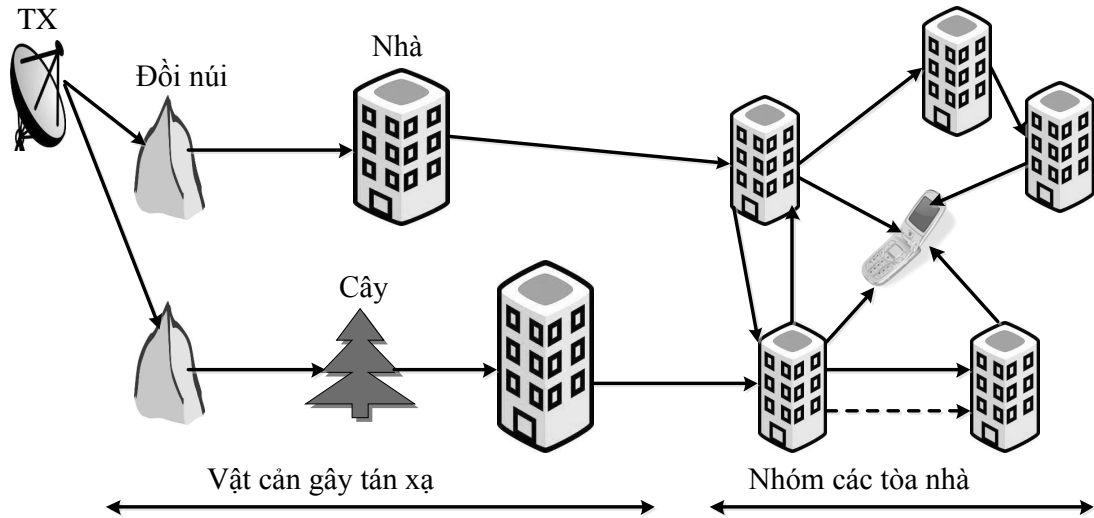
Một mô hình tổng các tích cho độ lợi hay mất mát kênh được đề xuất phù hợp hơn như sau [6, 42]:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K \left( \prod_{l=1}^{L_k} a_{lk} \right) \exp \left[ j \left( \omega \sum_{l=1}^{L_k} t_{lk} + \sum_{l=1}^{L_k} \theta_{lk} \right) \right] \quad (1.4)$$

Do đó mô hình đa đường trong (1.2) được điều chỉnh để phù hợp với ảnh hưởng tính chất nhân lên biên độ và ảnh hưởng tính chất cộng lên thời gian và pha từ mô hình phân cấp trong mỗi đường truyền, tức là:

$$a_k = \prod_{l=1}^{L_k} a_{lk}, \quad t_k = \sum_{l=1}^{L_k} t_{lk} \quad \text{and} \quad \theta = \sum_{l=1}^{L_k} \theta_{lk} \quad (1.5)$$





Hình 1.7: Mô hình truyền lan vô tuyến di động điển hình

Tính chất thống kê của  $a_{lk}$  rất khó để phân tích do nó phụ thuộc vào rất nhiều yếu tố vật lý. Tuy nhiên, do phép nhân của các biên độ tín hiệu dẫn đến phân bố lognormal giống với cách mà một phép cộng sẽ cho ra phân bố chuẩn bởi tính chất của định lý giới hạn trung tâm (Central Limit Theorem - CLT) khi mà số lượng các mẫu đủ lớn, do đó, rất hợp lý khi giả thiết rằng tập biến ngẫu nhiên  $a_{lk}$  có phân bố Rayleigh giống nhau với tất cả các giá trị  $k$  và  $l$  khi cả  $K$  và  $L_k$  đủ lớn. Tương tự, khi  $L_k$  đủ lớn, tập biến ngẫu nhiên  $a_k$  có phân bố lognormal do ảnh hưởng nhân của các mất mát trong phương trình (1.5). Trong trường hợp này, CLT được áp dụng và không cần phải biết các đặc tính phân bố tổng thể.

### 1.3.2. Mô hình pha đỉnh Rayleigh

Hiện tượng đa đường trong truyền lan vô tuyến là nguyên nhân gây ra pha đỉnh Rayleigh khi tồn tại nhiều vật cản trong môi trường làm tán xạ tín hiệu trước khi đến bộ thu. Theo định lý giới hạn trung tâm, nếu có đủ nhiều vật tán xạ, thì đáp ứng xung kênh có thể được mô hình hóa thành một tiến trình Gauss theo phân bố của các thành phần riêng lẻ. Nếu không tồn tại thành phần chính của bộ thu, thì tiến trình này sẽ có trung bình là 0 và pha phân bố đều trong

khoảng  $[0, 2\pi]$ . Đường bao của đáp ứng xung kênh khi đó có phân bố Rayleigh và PDF có dạng như sau:

$$f_R(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-r^2/\Omega}, r \geq 0 \quad (1.6)$$

với  $\Omega = E(R^2)$ . Độ lợi công suất của pha đỉnh đa đường được mô hình hóa thành biến ngẫu nhiên có phân bố mũ, tức là,  $p = |h|^2$  và có hàm mật độ xác suất là:

$$f_{Rayleigh}(p) = \frac{1}{\bar{p}} e^{-\frac{p}{\bar{p}}} \quad (1.7)$$

với độ lợi công suất kênh trung bình  $\bar{p} = E(|h|^2)$ .

### 1.3.3. Mô hình pha đỉnh Lognormal

Mô hình tích cho rằng mất mát đường truyền tỷ lệ hàm mũ với khoảng cách theo hệ số mũ  $\alpha$  nằm trong khoảng giá trị từ 3 - 7 và độ lệch chuẩn của mất mát pha đỉnh che khuất là độc lập với khoảng cách và nằm trong khoảng giá trị từ 5 - 12 dB [51]. Độ lợi công suất của kênh pha đỉnh che khuất thường được mô hình hóa thành biến ngẫu nhiên có phân bố log - normal, tức là,  $p = |h|^2 = 10^{0,1z}$  với  $Z$  là biến ngẫu nhiên có phân bố chuẩn,  $Z \sim N(\mu_z, \sigma_z^2)$ . Hàm mật độ xác suất của  $p$  sẽ là:

$$f_{lognormal}(p) = \frac{1}{p} \frac{\xi}{\sigma_Z \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10} p - \mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (1.8)$$

trong đó  $\xi = 10/\ln(10)$  là hằng số chuyển đổi giữa đơn vị dB và net,  $p$  được tính theo đơn vị tuyến tính.

Giá trị trung bình của độ lợi công suất kênh sẽ là:

$$E[p] = \exp\left[\frac{\mu_Z}{\xi} + \frac{1}{2}(\sigma_Z/\xi)^2\right] \quad (1.9)$$

### 1.3.4. Mô hình pha đỉnh Suzuki

Mô hình tổng các tích rất hữu dụng trong việc nghiên cứu sự trộn lẫn thống kê giữa các tiến trình lognormal và tiến trình Rayleigh trong hầu hết các kênh vật lý. Sử dụng mô hình trên cho các vùng đô thị, đường truyền từ bộ phát đến nhóm các tòa nhà trong vùng lân cận bộ thu chủ yếu có phân bố lognormal.

Trong nhiều tình huống thực tế, bộ thu di động bị bao quanh bởi một tập các bộ tán xạ (như minh họa trong Hình 1.7) là các tòa nhà trong vùng đô thị, tín hiệu đến bị tán xạ thành nhiều nhánh đường truyền khác nhau và kết hợp với nhau tại bộ thu. Các nhánh đường truyền cục bộ này đến tại bộ thu với cùng một độ lớn nhưng khác pha nhau [28] gây ra hiện tượng pha đỉnh nhanh với đường biên độ có phân bố Rayleigh hay công suất có phân bố mũ.

Thời gian kết hợp của pha đỉnh nhanh Rayleigh trong truyền dẫn vô tuyến di động kéo dài khoảng vài chục mili giây phụ thuộc vào tốc độ di chuyển, trong khi thời gian kết hợp của pha đỉnh chậm thì kéo dài khoảng vài chục giây phụ thuộc vào tốc độ di chuyển trên khoảng cách kết hợp, thường là 100 - 200m trong các cell ngoại ô và vài chục mét trong các cell đô thị [51]. Dựa trên đặc điểm khác biệt rất lớn của hai thời gian kết hợp, hàm mật độ xác suất cận biên của kênh phức hợp Rayleigh - lognormal được tính bằng cách cân bằng công suất trung bình cục bộ của tín hiệu pha đỉnh nhanh Rayleigh với công suất tức thời của tín hiệu lognormal. Điều này có nghĩa là: thứ nhất, không có sự mất mát công suất từ các tín hiệu lognormal đến đối với kênh đa đường cục bộ; thứ hai, không có sự mất mát công suất đáng kể trong kênh đa đường cục bộ, tức là độ lợi công suất trung bình của kênh Rayleigh nhánh được giả thiết là bằng 1. Phân bố phức hợp trong mỗi kênh phân tập trong Hình 1.8 là hàm phân bố xác suất của độ lợi công suất của kênh:

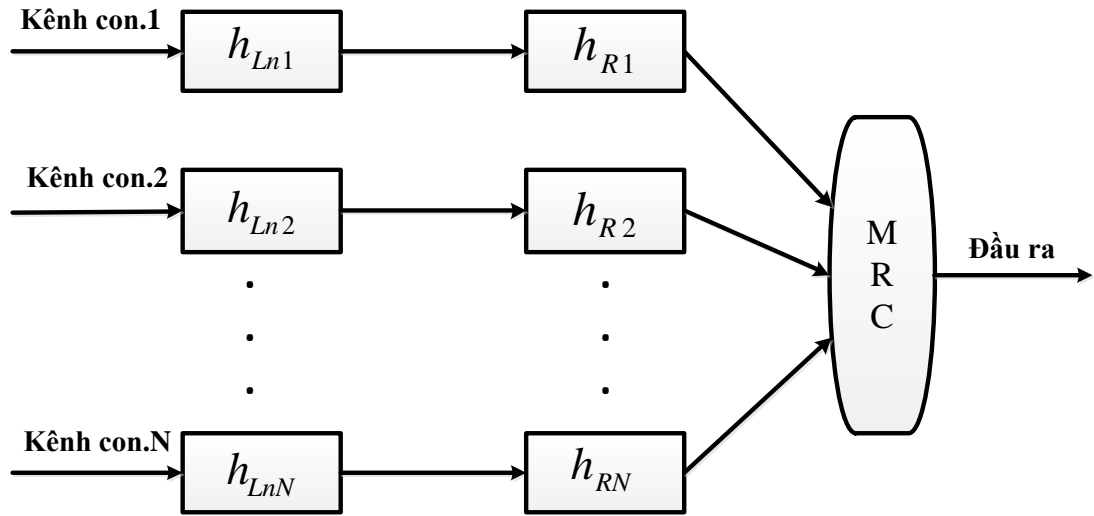
$$p = |h_{R-Ln}|^2 = |h_R|^2 |h_{Ln}|^2 \quad (1.10)$$

là tích của hai kênh thành phần  $h_{R_i}$  và  $h_{L_{n_i}}$  trong Hình 1.8. Vì  $f_R(|h_R|^2)$  có phân bố mũ với  $\bar{p}_R = E[|h_R|^2] = 1$  là thành phần nằm trong mô hình Suzuki, và  $f_{Ln}(|h_{R-Ln}|^2)$  có thể tính được thông qua biến đổi Jacobi:

$$\begin{aligned} f_{R-Ln} &= \int_0^\infty \frac{1}{x} f_R\left(\frac{p}{x}\right) f_{Ln}(x) dx \\ &= \int_0^\infty \frac{1}{x} \left( \frac{1}{\bar{p}_k x} \exp\left(-\frac{p}{\bar{p}_k x}\right) \right) \frac{\xi}{x \sigma_z \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10}(x) - \mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right] dx \quad (1.11) \end{aligned}$$

với  $\bar{p}_k = E[|h_R|^2] = 1$ .

Phân bố phức hợp trong phương trình (1.11) cũng có thể được tạo ra theo một cách khác được đề xuất bởi Conti và các đồng nghiệp [1] khi sử dụng hướng tiếp cận xác suất cận biên thay cho việc sử dụng mô hình kênh tích như trong



Hình 1.8: Mô hình thu phân tập trong kênh pha đình phức hợp Rayleigh - lognormal.

bài báo của luận án đề xuất. Trong cách của chúng tôi, phương trình (1.11) cho thấy tính chất vật lý quan trọng nhất  $\bar{p}_R = 1$  trong mô hình kênh Suzuki và đây là một điểm rất quan trọng cho việc thiết lập mô phỏng Monte - Carlo. Do đó, PDF phức hợp cho môi trường truyền lan vô tuyến di động giữa trạm gốc và bộ thu di động trong vùng đô thị, có thể được biểu diễn hoặc dưới dạng độ lợi công suất tín hiệu phức hợp mũ - lognormal  $p$  :

$$f_{R-Ln}(p) = \frac{\xi}{\sigma_z \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{p}{x}\right) \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10}(x) - \mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right] dx \quad (1.12a)$$

hoặc tương đương với độ lớn của tín hiệu  $h$  như trong [28]

$$f_{R-Ln}(h) = \frac{\xi}{\sigma_z \sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{h}{x^2} \exp\left(-\frac{h^2}{2x^2}\right) \frac{1}{x} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10}(x) - \mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right] dx \quad (1.12b)$$

Đặc điểm nổi bật trong việc mô hình hóa kênh pha đình phức hợp Rayleigh - lognormal đó là mô hình này cho phép chúng ta chỉ xác định các tham số của thành phần lognormal  $(\mu_z, \sigma_z^2)$ . Khi đó, phân bố pha đình Rayleigh phụ thuộc vào các tham số này. Để thuyết phục hơn, ở đây luận án đã biểu diễn phân bố pha đình Suzuki theo cả hai phương trình (1.12a) và (1.12b).

Luận án thực hiện việc đổi biến:

$$z = (\xi \ln(x) - \mu_Z) / (\sigma_Z \sqrt{2})$$

tức là  $x = g(z) = \exp \left\{ (z \sigma_Z \sqrt{2} + \mu_Z) / \xi \right\} > 0$  (1.13)

Khi đó phương trình (1.12a) được rút gọn như sau :

$$f_{R-Ln} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{g(z)} \exp \left( -\frac{p}{g(z)} \right) \exp(-z^2) dz$$
 (1.14)

Giá trị trung bình của độ lợi công suất của kênh phức hợp Suzuki là:

$$\bar{p}_{R-Ln} = \int_0^{\infty} p f_{R-Ln}(p) dp = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{g(z)} \left[ \int_0^{\infty} p \exp \left( -\frac{p}{g(z)} \right) dp \right] e^{-z^2} dz$$
 (1.15)

Tích phân trong ngoặc vuông của phương trình (1.15) được chứng minh là bằng với  $g^2(z)$  [25, p. 340]. Bằng cách sử dụng  $g(z)$  từ phương trình (1.13), có thể chứng minh rằng [25, p. 337]:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{R-Ln} &= \frac{\exp(\mu_Z/\xi)}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[ -z^2 + z \sigma_Z \sqrt{2} / \xi \right] \\ &= \exp \left( \frac{\mu_Z}{\xi} + \frac{\sigma_Z^2}{2\xi^2} \right) = \bar{p}_{Ln} \end{aligned}$$
 (1.16)

với  $E|h_R^2| = 1$  đã được giả thiết đối với mô hình pha đỉnh Suzuki.

## 1.4. Đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ trong kênh pha đỉnh sử dụng bộ phát hiện năng lượng

### 1.4.1. Hiệu năng cảm nhận phổ cục bộ

Có hai tham số được dùng để đánh giá hiệu năng của cảm nhận phổ: xác suất phát hiện sai  $P_f$  và xác suất phát hiện  $P_d$ . Ngoài ra còn có tham số xác suất phát hiện sót  $P_m$  (miss detection probability) cũng được xem xét trong luận án này. Xác suất phát hiện sai là xác suất một CR phát hiện nhầm sự có mặt của PU trên dải tần mà ta quan tâm, tức là, nó quyết định rằng có một tín hiệu PU đang chiếm dải tần số đó nhưng trong thực tế thì không phải như vậy. Nói cách khác, trong trường hợp sử dụng phát hiện năng lượng, năng lượng tín hiệu phát

hiện được  $Y$  lớn hơn ngưỡng  $\lambda$ , do đó, SU không được phép truy cập vào kênh. Tuy nhiên, thực tế là kênh lại trống. Xác suất phát hiện sai được định nghĩa như sau [3]:

$$P_f = P(y > \lambda | H_0) = \frac{\Gamma(u, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(u)} \quad (1.17)$$

trong đó  $u$  là tích độ rộng băng tần với thời gian, tức là,  $u = TW$ ,  $\Gamma(\cdot)$  và  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  tương ứng là hàm Gamma đủ và Gamma thiếu.

Xác suất phát hiện là xác suất mà một CR phát hiện chính xác sự tồn tại của tín hiệu từ PU trên kênh cảm nhận, và do đó, SU không được phép sử dụng kênh này. Điều này có nghĩa, năng lượng nhận được  $Y$  tại CR lớn hơn ngưỡng  $\lambda$ . Thực tế là, có một tín hiệu của PU đang chiếm băng tần mà chúng ta quan tâm. Xác suất phát hiện trong môi trường kênh AWGN (không bị ảnh hưởng của pha đình) được tính như sau [4]:

$$P_d = P(Y > \lambda | H_1) = Q_u(\sqrt{2u\gamma}, \sqrt{\lambda}) \quad (1.18)$$

trong đó  $Q_u(\cdot, \cdot)$  là hàm Q Marcum tổng quát được xác định bởi:

$$Q_u(a, b) = \int_b^\infty \frac{x^u}{a^{u-1}} e^{-\frac{x^2+a^2}{2}} I_{u-1}(ax) dx$$

với  $I_{u-1}(\cdot)$  là hàm Bessel loại 1 bậc  $(u-1)$ .

Dưới ảnh hưởng của kênh pha đình, xác suất phát hiện dưới ảnh hưởng của kênh pha đình được định nghĩa là [3]:

$$P_d = \int_\gamma Q_u(\sqrt{2ux}, \sqrt{\lambda}) f_\gamma(x) dx \quad (1.19)$$

trong đó  $f_\gamma(x)$  là PDF của SNR  $\gamma$  trong kênh pha đình.

Xác suất phát hiện sót là xác suất mà một CR cho rằng không tồn tại tín hiệu PU trên kênh cảm nhận, nhưng trong thực tế thì ngược lại. Do đó, xác suất phát hiện sót được định nghĩa là:

$$P_m = P(Y < \lambda | H_1) = 1 - P_d \quad (1.20)$$

Từ các phương trình (1.17) và (1.19), chúng ta có thể thấy, với các tham số cố định khác,  $P_d$  và  $P_f$  có mối liên hệ với nhau thông qua  $\lambda$ . Nói chung, ngưỡng

phát hiện  $\lambda$  có thể được tính theo  $P_f$  nếu  $P_f$  được xác định là điều kiện ràng buộc của bài toán phát hiện. Bằng cách đưa  $\lambda$  vào trong phương trình của  $P_d$ , chúng ta sẽ tính được  $P_d$  hoặc  $P_m$  tương ứng. Sự cân bằng giữa  $P_m$  và  $P_f$  có những ý nghĩa khác nhau trong trường hợp truy cập phổ lựa chọn. Với một giá trị  $P_m$  cao (tương đương với  $P_d$  thấp) sẽ dẫn đến việc phát hiện sót sự tồn tại của PU trên kênh cảm nhận có xác suất cao, điều này có nghĩa sẽ làm gia tăng nhiều lên các người dùng được cấp phép. Mặt khác giá trị  $P_f$  cao sẽ dẫn đến hiệu suất sử dụng phổ thấp do việc phát hiện sót làm giảm các cơ hội truy cập vào phổ đang rỗi.

Hiệu năng của bộ phát hiện năng lượng với các giá trị SNR trung bình và  $u$  khác nhau có thể được đặc trưng hóa bởi đường đặc tính hoạt động bộ thu (Receiver Operating Characteristics - ROC) là đồ thị vẽ  $P_m$  theo  $P_f$  hoặc  $P_d$  theo  $P_f$ . Mục tiêu ở đây là với một giá trị  $P_f$  cho trước, ta phải đạt được một giá trị  $P_d$  cao nhất hay  $P_m$  thấp nhất. Đây cũng chính là trọng tâm mà luận án tập trung giải quyết.

**Trong kênh pha đỉnh Rayleigh** với SNR trung bình  $\bar{\gamma}$ , xác suất phát hiện của một CR được tính như sau [4]:

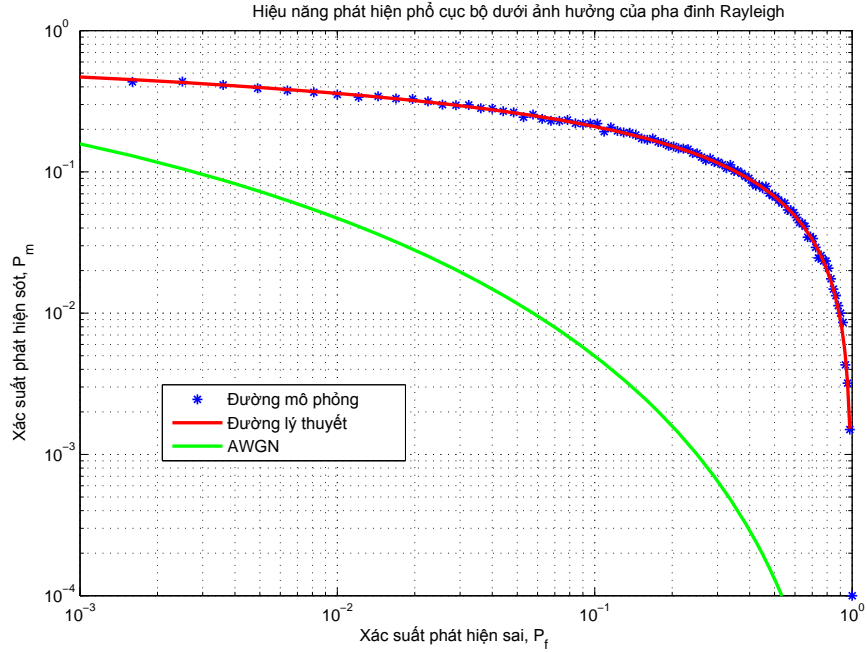
$$P_{d,Rayleigh}(\bar{\gamma}) = \frac{\Gamma(u-1, \frac{\lambda}{2})}{\Gamma(u-1)} + \exp\left(-\frac{\lambda}{2(1+u\bar{\gamma})}\right) \times \left(1 + \frac{1}{u\bar{\gamma}}\right)^{u-1} \left[1 - \frac{\Gamma\left(u-1, \frac{\lambda u \bar{\gamma}}{2(1+u\bar{\gamma})}\right)}{\Gamma(u-1)}\right] \quad (1.21)$$

Hình 1.9 biểu diễn hiệu năng phát hiện của một CR trong môi trường pha đỉnh Rayleigh có SNR = 5 dB và  $u = 5$ . Hình vẽ cho ta thấy, khi kênh cảm nhận bị ảnh hưởng của pha đỉnh Rayleigh (đường đỏ), hiệu năng cảm nhận của CR bị giảm rõ rệt so với trường hợp kênh truyền chỉ bị ảnh hưởng của AWGN (đường xanh dương đứt nét).

**Trong kênh pha đỉnh che khuất lognormal**, xác suất phát hiện của CR chưa có dạng đóng, nên sử dụng công thức (1.19) với

$$f_{\gamma}(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right\}$$

trong đó  $x$  là biến ngẫu nhiên có phân bố lognormal,  $\mu$  và  $\sigma$  tương ứng là trị trung bình và độ lệch chuẩn của biến ngẫu nhiên  $Z$  thỏa mãn  $X = e^Z$ . Khi đó,



Hình 1.9: ROC ( $P_m$  vs.  $P_f$ ) dưới ảnh hưởng pha đình Rayleigh có  $\bar{\gamma} = 5dB$ ,  $u = 5$  [4]

ta có xác suất phát hiện của CR sẽ là:

$$P_{d,Lognormal}(\bar{\gamma}) = \int_{\gamma} Q_u(\sqrt{2ux}, \sqrt{\lambda}) \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right\} dx \quad (1.22)$$

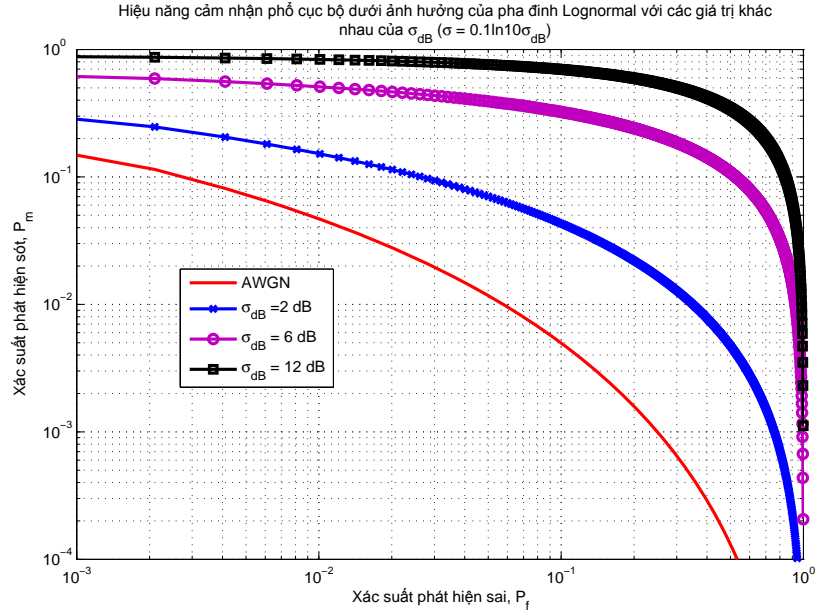
Hình 1.10 biểu diễn hiệu năng phát hiện trong môi trường pha đình che khuất có SNR trung bình  $\bar{\gamma} = 5dB$ ,  $u = 5$  với các giá trị độ lệch chuẩn theo đơn vị dB  $\sigma_{dB}$  là khác nhau (trong đó ta có  $\sigma = 0,1 \ln(10)\sigma_{dB}$ ). Như có thể thấy trên hình vẽ, khi cảm nhận phổ được thực hiện trong môi trường pha đình che khuất, hiệu năng cảm nhận phổ bị giảm rõ rệt khi so sánh với môi trường không pha đình AWGN. Và khi hiện tượng pha đình trở nên mạnh ( $\sigma_{dB}$  tăng) thì hiệu năng phát hiện cũng giảm một cách rõ rệt.

**Trong kênh pha đình Suzuki**, ta có xác suất phát hiện trong kênh Suzuki là:

$$P_{d,Suzuki} = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} Q_u(\sqrt{2ux}, \sqrt{\lambda}) \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{p}{x}\right) \frac{1}{x\sigma_Z\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) dx dp \quad (1.23)$$

Đây là một phương trình tích phân hai lớp phức tạp. Việc đưa phương trình này về dạng đóng là rất cần thiết nhằm rút gọn thời gian tính toán. Tính





Hình 1.10: ROC ( $P_m$  vs.  $P_f$ ) dưới ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất có phân bố lognormal với các giá trị khác nhau của  $\sigma_{dB}$  và  $\bar{\gamma} = 5dB, u = 5$  [4]

đến thời điểm hiện nay, theo những hiểu biết về lĩnh vực vô tuyến nhận thức mà luận án có được thì mới chỉ có Attapatu đề xuất một phương pháp tính toán xác suất phát hiện trong môi trường pha đỉnh Suzuki [64]. Tuy nhiên, phương pháp này dựa trên việc tính thặng dư của các đa thức hữu tỷ. Do đó, đối với trường hợp những đa thức bậc cao (tương ứng với hệ số tích thời gian - băng thông), phương pháp này sẽ mất khá nhiều thời gian tính toán. Trong mục này, luận án đề xuất một phương pháp tính xác suất phát hiện mới sử dụng phương pháp xấp xỉ Gauss - Hermite cho ta kết quả gọn gàng hơn, giảm độ phức tạp tính toán. Cụ thể, phương trình (1.23) sẽ được viết lại như sau:

$$P_{d, Suzuki} = \int_0^\infty \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \times \left[ \int_0^\infty \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{p}{x}\right) Q_m\left(\sqrt{2mp}, \sqrt{G_m^{-1}(P_f)}\right) dp \right] dx \quad (1.24)$$

Biểu thức trong ngoặc vuông trong phương trình (1.24) là xác suất phát hiện của CR trong môi trường pha đỉnh Rayleigh (với  $\bar{\gamma} = x$ ) được định nghĩa như sau:

$$P_{d, Ray}(\bar{\gamma}) = \int_\gamma Q_m\left(\sqrt{2mp}, \sqrt{G_m^{-1}(P_f)}\right) \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) d\gamma \quad (1.25)$$

trong đó  $f_\gamma(x)$  là PDF của SNR,  $\gamma$  dưới ảnh hưởng của kênh pha đình Rayleigh. Biểu thức (1.25) có dạng đóng theo phương trình (1.21). Do đó, (1.24) được viết lại như sau:

$$P_{d,Suzuki} = \int_0^\infty P_{d,Ray}(\bar{\gamma} = x) \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) dx \quad (1.26)$$

Đặt

$$t = \frac{\ln x - \mu}{\sqrt{2}\sigma} \Rightarrow dt = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} dx$$

và ta cũng có:

$$x = \exp(\sqrt{2}\sigma t + \mu)$$

Khi đó, phương trình (1.26) được viết lại theo biến  $t$  như sau:

$$P_{d,Suzuki} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty P_{d,Rayleigh}(\bar{\gamma} = \exp(\sqrt{2}\sigma t + \mu)) \exp(-t^2) dt \quad (1.27)$$

Phương trình (1.27) có dạng tích phân Gauss - Hermite, do đó nó có thể được xấp xỉ thành:

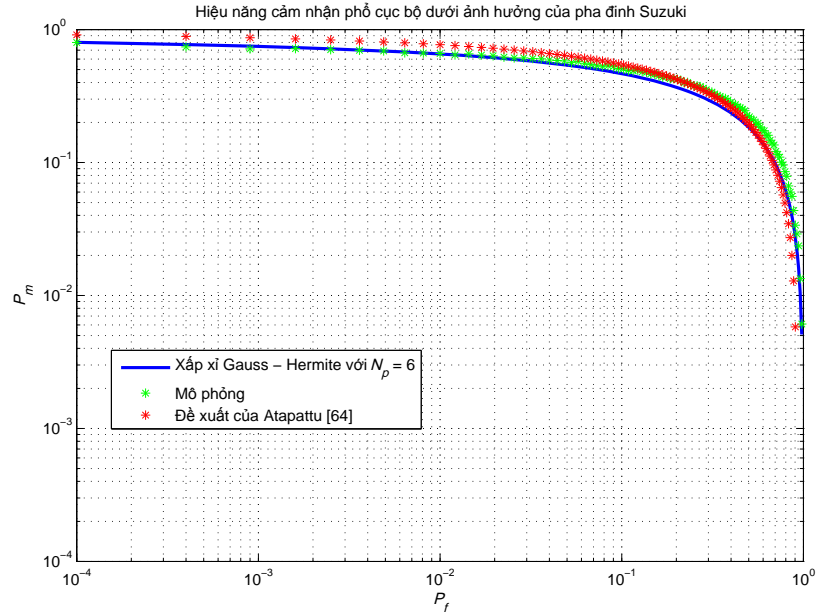
$$P_{d,Suzuki} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{i=1}^{N_p} w_i P_{d,Rayleigh}(\bar{\gamma} = e^{(\sqrt{2}\sigma a_i + \mu)}) \quad (1.28)$$

trong đó  $a_i$  và  $w_i$  là các hoành độ và trọng số của tích phân Gauss - Hermite,  $N_p$  là số lượng mẫu.  $a_i$  và  $w_i$  có các giá trị khác nhau phụ thuộc vào giá trị  $N_p$  [46].  $N_p$  càng lớn thì độ chính xác xấp xỉ càng cao. Ở đây, luận án xét thấy với  $N_p = 6$  thì đã cho kết quả tương đối chính xác.

Hình 1.11 cho ta thấy đường vẽ lý thuyết sử dụng phương pháp xấp xỉ Gauss - Hermite với  $N_p = 6$  tương thích rất tốt với đường mô phỏng Monte Carlo. Kết quả này sẽ được sử dụng để tính toán từ nay về sau trong luận án.

### 1.4.2. Hợp tác cảm nhận trong kênh pha đình

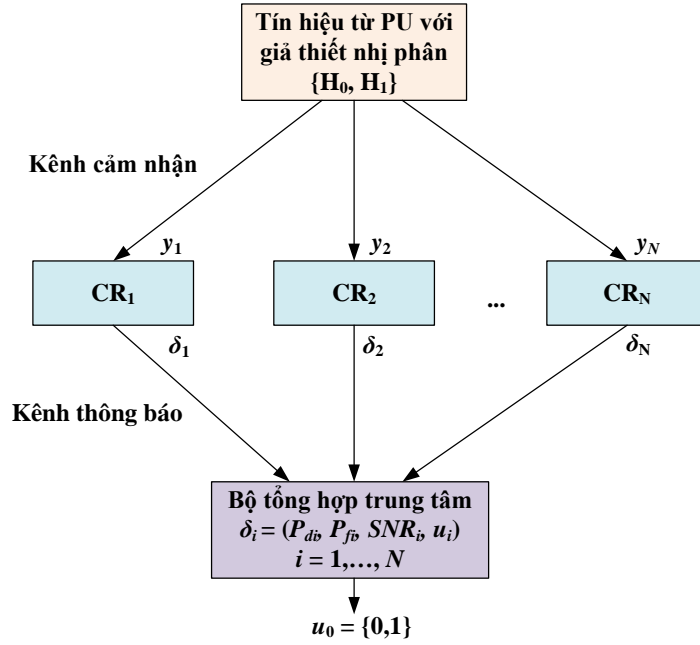
Do môi trường truyền dẫn trong mạng vô tuyến nhận thức là môi trường không dây, nên ảnh hưởng pha đình hay suy hao đường truyền là không thể tránh khỏi. Đặc biệt, trong các môi trường có địa hình phức tạp và đông dân cư (khu đô thị) thì tín hiệu truyền đi bị ảnh hưởng sâu sắc của nhiều loại pha



Hình 1.11: ROC dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki sử dụng phương pháp xấp xỉ Gauss - Hermite vs phương pháp của Atapattu [64]

đình như pha đình Rayleigh, pha đình log-normal.v.v... Do đó, việc cảm nhận phổ của một CR sẽ không thực sự hiệu quả dưới ảnh hưởng của pha đình, đặc biệt là các pha đình sâu. Để khắc phục nhược điểm này, hợp tác cảm nhận phổ đã được đề xuất [3, 4, 21]. Trong phương pháp cảm nhận này, nhiều CR sẽ cùng cảm nhận một phổ tần và dựa trên tổng hợp các kết quả cảm nhận cục bộ của từng CR để đưa ra quyết định về sự tồn tại của tín hiệu PU. Ở đây, luận án chỉ xem xét hợp tác cảm nhận phổ tập trung sử dụng quyết định cứng do tính đơn giản và ít phức tạp trong xử lý tính toán. Cho  $u_i$  là quyết định cục bộ của người dùng CR  $i$  và  $u_0$  là quyết định hợp tác của FC,  $u_0, u_i \in \{0, 1\}$ , bit “1” và bit “0” tương ứng chỉ ra việc tồn tại ( $H_1$ ) và vắng mặt ( $H_0$ ) của PU. Quy tắc AND xác định  $u = 1$  nếu  $u_i = 1, \forall i$ . Tương tự, quy tắc OR xác định  $u = 1$  nếu  $u_i = 1$ , với bất cứ giá trị  $i$  nào. Quy tắc đa số yêu cầu ít nhất một nửa người dùng CR gửi bit “1”. Các quy tắc tổng hợp đơn giản được tổng quát hóa thành quy tắc  $k$ -out-of- $n$ . Theo quy tắc này, FC tuyên bố  $H_1$  nếu có nhiều hơn  $k$  trong số  $N$  người dùng CR gửi bit “1”.

Trong hợp tác cảm nhận, để đạt được quyết định cuối cùng về sự tồn tại của PU trên kênh cảm nhận, các CRs gửi các quyết định cục bộ của mình tới



Hình 1.12: Mô hình cảm nhận phổ hợp tác tập trung sử dụng vô tuyến nhận thức trong môi trường pha định.

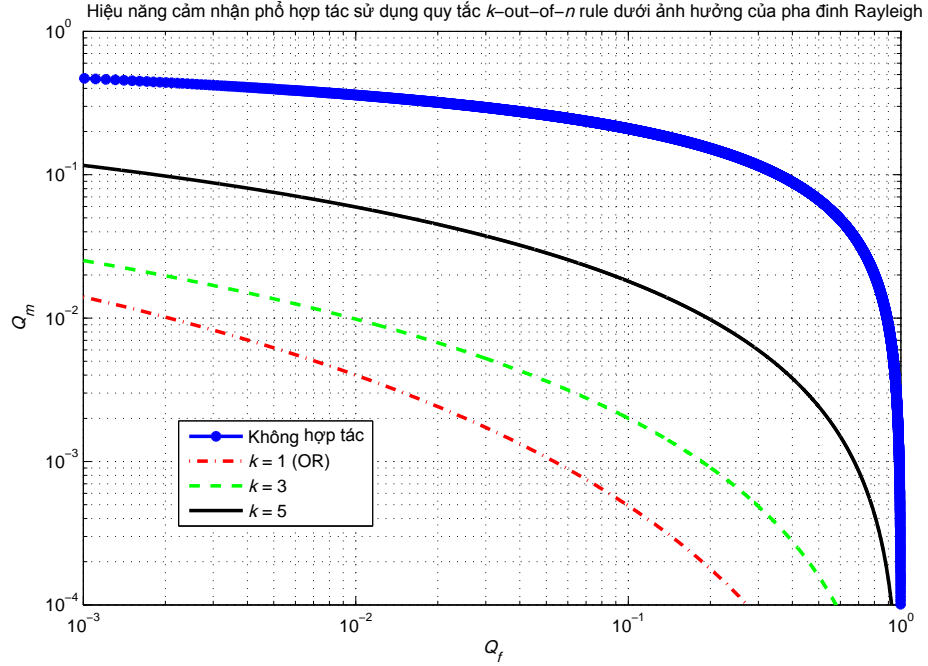
trung tâm tổng hợp (Fusion Center - FC) trên kênh điều khiển chung (Common Control Channel - CCC) [31, 9], các kênh này trong mạng vô tuyến nhận thức được gọi là kênh thông báo. Các kênh điều khiển có thể được gán như là một kênh dành riêng trong dải tần cấp phép hoặc không được cấp phép, hoặc là kênh băng rộng mặt đất (ultra-wideband - UWB) [13]. Các CR tham gia hợp tác sử dụng cơ chế điều khiển đa truy cập (MAC) để truy cập vào kênh điều khiển và gửi thông tin cảm nhận đến FC. Dựa trên thông tin lựa chọn từ các CR, FC đưa ra quyết định tổng hợp về việc tồn tại một hồ phổ trên kênh ( $u_0 = 1$ ) hay không ( $u_0 = 0$ ) như trong Hình 1.12.

Khi đó, xác suất phát hiện sai và xác suất phát hiện tổng hợp của hợp tác cảm nhận phổ thứ tự được tính như sau [79]:

$$Q_f = P(H_1|H_0) = \sum_{j=k}^N \sum_{\sum u_i=j} \prod_{i=1}^N (P_{F_i})^{u_i} (1 - P_{F_i})^{1-u_i} \quad (1.29)$$

$$Q_d = P(H_1|H_1) = \sum_{j=k}^N \sum_{\sum u_i=j} \prod_{i=1}^N (P_{D_i})^{u_i} (1 - P_{D_i})^{1-u_i} \quad (1.30)$$

Trường hợp các tín hiệu thu nhận được tại các CR là độc lập và giống



Hình 1.13: ROC của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đình Rayleigh sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  với  $\bar{\gamma} = 5dB$ ,  $u = 5$ ,  $n = 7$  và  $k$  thay đổi.

nhau, khi đó xác suất phát hiện và xác suất phát hiện sai cục bộ tại các CR là như nhau. Ta có công thức tính rút gọn của xác suất phát hiện sai và xác suất phát hiện tổng hợp tại FC sẽ là:

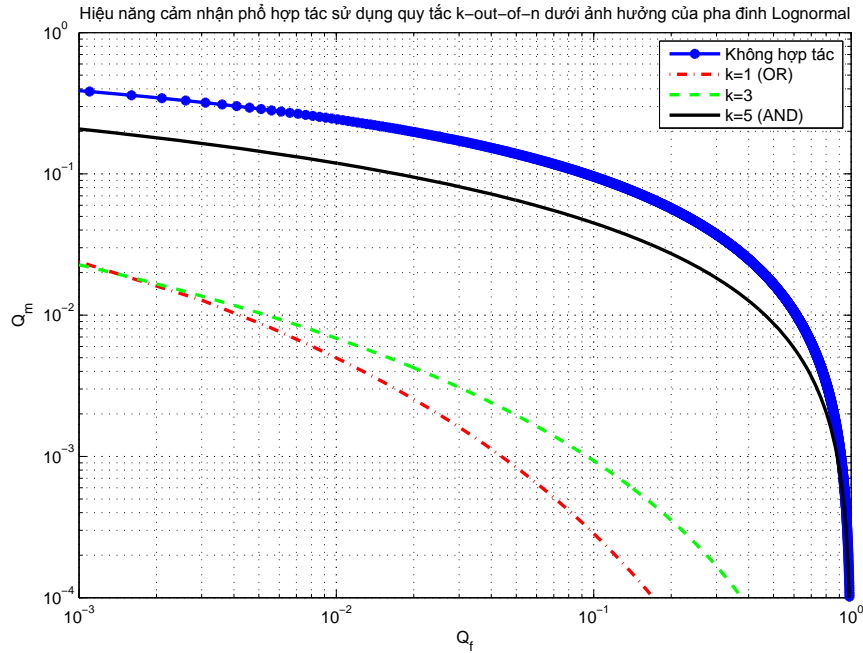
$$Q_f = \sum_{i=k}^N C_n^i P_f^i (1 - P_f)^{n-i} \quad (1.31)$$

$$Q_d = \sum_{i=k}^N C_n^i P_d^i (1 - P_d)^{n-i} \quad (1.32)$$

trong đó

$$C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}$$

Hình 1.13 biểu diễn hiệu năng của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đình Rayleigh. Có thể thấy, so với trường hợp cảm nhận phổ cục bộ (không hợp tác), việc hợp tác cảm nhận đã cải thiện một cách đáng kể hiệu năng phát hiện của hệ thống vô tuyến nhận thức khi sử dụng quy tắc hợp tác  $k$ -out-of- $n$ . Tương tự, Hình 1.14 biểu diễn hiệu năng hợp tác cảm nhận phổ trong môi trường pha đình che khuất có phân bố Lognormal sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  với  $n = 5$ ,  $\bar{\gamma} = 5dB$

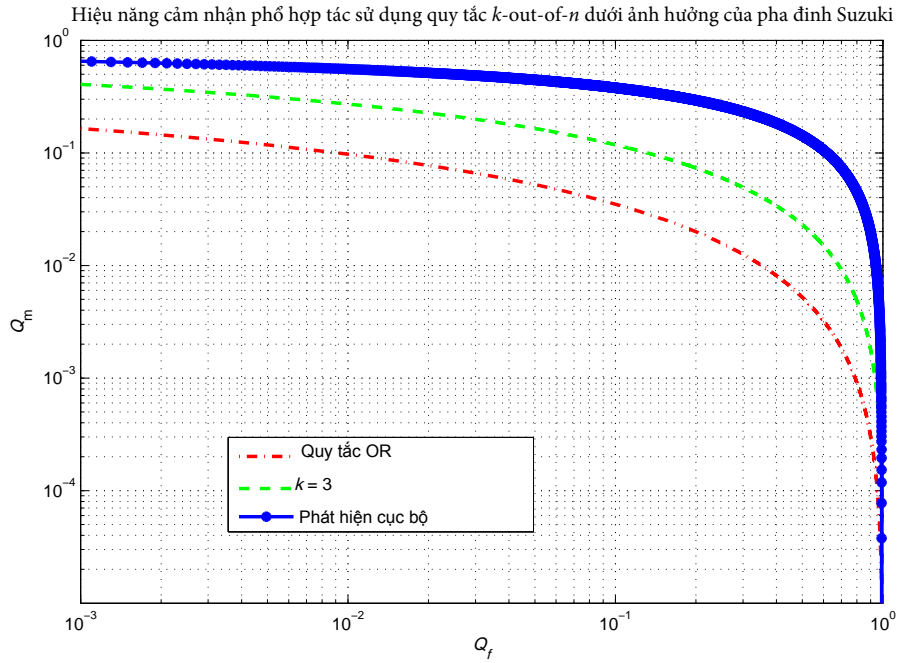


Hình 1.14: ROC của hợp tác cảm nhận trong môi trường pha đình lognormal sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  với  $\bar{\gamma} = 5dB$ ,  $\sigma_{dB} = 3dB$ ,  $u = 5$ ,  $n = 5$  và  $k$  thay đổi.

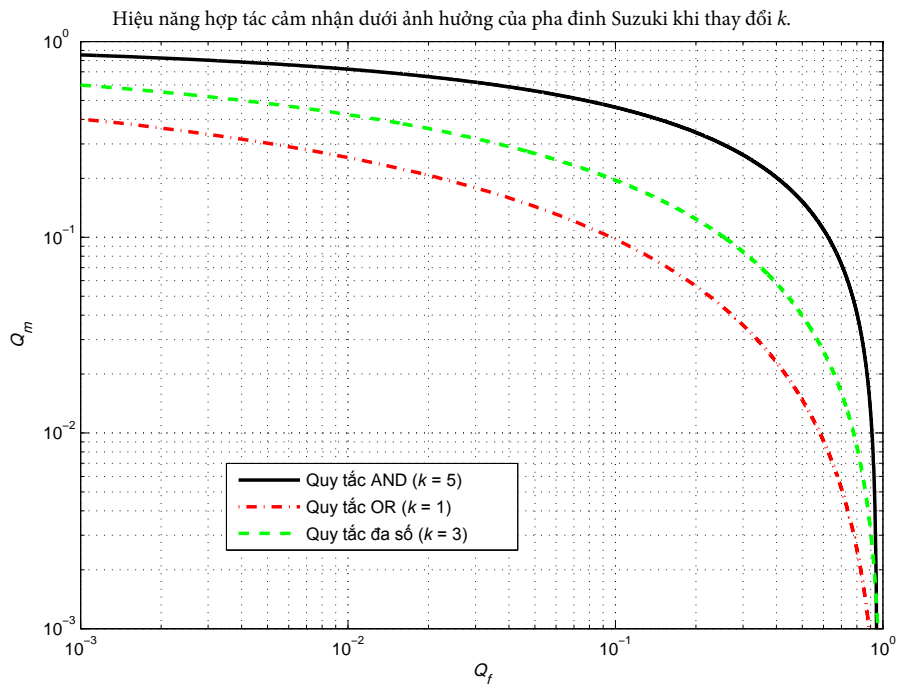
và  $\sigma = 3dB$ . Rõ ràng, khi sử dụng quy tắc kết hợp này, hiệu năng cảm nhận phổ được cải thiện đáng kể khi so sánh với trường hợp cảm nhận phổ cục bộ.

Khảo sát sự thay đổi hiệu năng phát hiện của hợp tác cảm nhận phổ với hiệu năng phát hiện của cảm nhận cục bộ trong môi trường pha đình Suzuki được minh họa trong Hình 1.15

Có thể thấy, khi có sự tham gia hợp tác cảm nhận của nhiều CR thì hiệu năng phát hiện được cải thiện một cách đáng kể so với việc cảm nhận cục bộ trong môi trường pha đình Suzuki. Hình 1.16 khảo sát sự thay đổi của hiệu năng phát hiện khi thay đổi giá trị  $k$  và cố định  $n$  ( $n = 5$  và  $k = 1, 3, 5$ ). Như minh họa trong hình vẽ, ta có thể thấy rằng với  $k$  càng lớn, nghĩa là FC sử dụng nhiều CR hơn để đưa ra quyết định về việc tồn tại hay không tồn tại tín hiệu PU, thì hiệu năng phát hiện sẽ giảm. Tuy nhiên, việc sử dụng nhiều CR có cùng quyết định lại cho ta được độ tin cậy cao của thông tin. Như vậy, có thể thấy rằng giữa hiệu năng phát hiện và độ tin cậy trong hợp tác cảm nhận khi sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  có sự tỷ lệ nghịch với nhau, việc cân bằng hai tham số hiệu năng này đang là một bài toán đặt ra cho các nhà khoa học. Trong giới hạn của luận

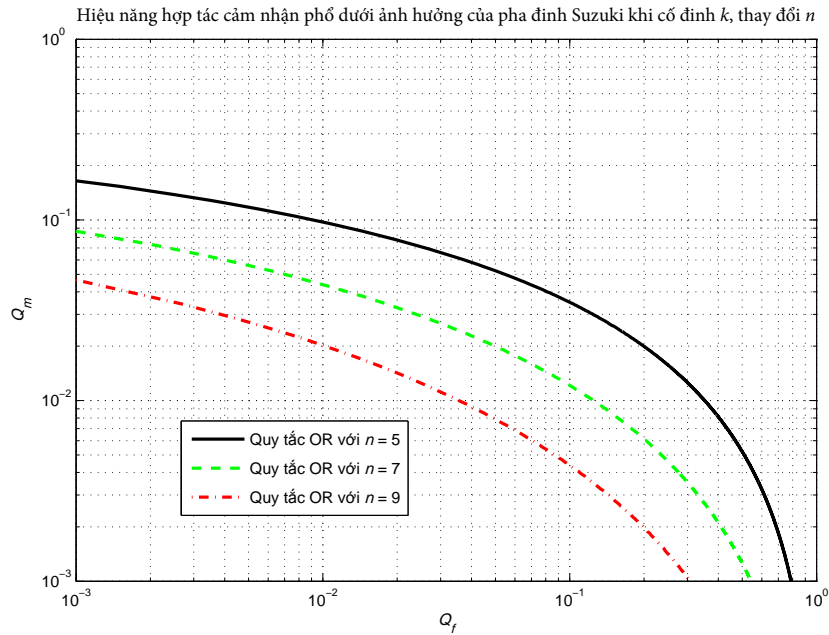


Hình 1.15: ROCs trong môi trường pha đình Suzuki sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  với  $\mu_Z = 2dB$ ,  $\sigma_Z = 5dB$ , và  $n = 5$ .



Hình 1.16: ROC trong môi trường pha đình Suzuki sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  ( $\mu_Z = 0dB$ ,  $\sigma_Z = 3dB$ , và  $n = 5$ ) với các giá trị khác nhau của  $k$ .

án, bài toán này không phải là mối quan tâm chính của luận án. Ngoài ra, Hình 1.15 và Hình 1.16 cũng cho ta thấy quy tắc OR (tương ứng với  $k = 1$ ) sẽ cho ta hiệu năng phát hiện tốt nhất. Hình 1.17 khảo sát sự thay đổi của hiệu năng phát hiện khi cố định  $k$  và thay đổi  $n$ . Rõ ràng,  $n$  càng lớn tức là số người tham gia hợp tác cảm nhận càng nhiều thì hiệu năng phát hiện được cải thiện hơn. Tuy nhiên, giá trị  $n$  bằng bao nhiêu là vừa đủ? Câu hỏi này sẽ được luận án giải quyết trong chương tiếp theo.



Hình 1.17: ROC trong môi trường pha đình Suzuki sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  ( $\mu_Z = 0dB$ ,  $\sigma_Z = 3dB$ , and  $k = 1$ ) với các giá trị khác nhau của  $n$ .

## 1.5. Kết luận chương

Chương 1 đã trình bày các kiến thức cơ bản liên quan đến vô tuyến nhận thức và các kỹ thuật cảm nhận phổ. Trong chương, luận án tập trung tìm hiểu kỹ thuật cảm nhận phổ sử dụng bộ phát hiện năng lượng cũng như các tham số đánh giá hiệu năng cảm nhận phổ của kỹ thuật này. Bên cạnh đó, các vấn đề liên quan đến hợp tác cảm nhận phổ tập trung sử dụng quy tắc quyết định cứng cũng được đề cập. Ngoài ra, trong chương này, luận án đã đề xuất phương



pháp xấp xỉ tính toán hiệu năng phát hiện cục bộ của vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki.

## Chương 2

# MỘT SỐ PHƯƠNG PHÁP CẢI THIỆN HIỆU NĂNG CẢM NHẬN PHỔ TRONG MÔI TRƯỜNG PHA ĐÌNH

Như đã trình bày trong phần mở đầu, pha đình có ảnh hưởng sâu sắc đến hiệu năng phát hiện của mạng vô tuyến nhận thức hợp tác cảm nhận. Trong chương này, luận án sẽ đề xuất một số giải pháp cải thiện hiệu năng của việc cảm nhận phổ trong môi trường pha đình. Trên kênh cảm nhận, luận án đề xuất phát hiện và loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đình che khuất tương quan ra khỏi quá trình cảm nhận phổ hợp tác. Việc loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu cũng được đề cập trong chương này. Trên kênh thông báo bị pha đình, luận án đề xuất tái sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu làm nút chuyển tiếp hỗ trợ các CR chuyển thông tin cảm nhận đến FC nhằm nâng cao độ tin cậy cũng như hiệu năng cảm nhận. Bên cạnh đó, luận án cũng đề xuất giới hạn số lượng người tham gia hợp tác cảm nhận phổ khi cho trước một ngưỡng dung sai mà vẫn đảm bảo được hiệu năng phát hiện mong muốn nhằm mục đích tiết kiệm tài nguyên vô tuyến trên kênh thông báo khi gửi thông tin cảm nhận đến FC. Các kết quả được xem xét ở chương được giới hạn trong môi trường pha đình Rayleigh và pha đình che khuất lognormal cho cả kênh cảm nhận và kênh thông báo. Các đóng góp của luận án trong chương này đã được công bố trong Hội nghị Quốc tế CyberC 2010 (Công trình số 1), Hội nghị Quốc tế TENCON 2011 IEEE Region 10 (Công trình số 2), Hội nghị Quốc gia REV 2013 (Công trình số 6) và bài báo được chấp nhận đăng trên tạp chí Khoa học Đại học Quốc Gia (Công trình số 9).

## 2.1. Phát hiện và loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan

### 2.1.1. Mô hình pha đỉnh che khuất tương quan

Như chúng ta đã biết, các đặc tính thống kê của pha đỉnh che khuất gây ra do che khuất của các vật cản trên đường truyền lan rất khó để mô hình hóa một cách chính xác. Trong [51], một mô hình tương quan cho pha đỉnh che khuất trong kênh vô tuyến được đề xuất và phù hợp với dữ liệu đo được với khoảng cách tương quan lên đến 500m tại tần số 900 MHz trong các macro cell vùng ngoại ô, và xấp xỉ 15m tại tần số 1.700 MHz trong các micro-cell đô thị. Độ tương quan chuẩn hóa giữa hai điểm có khoảng cách  $d$  được cho bởi:

$$R(d) = e^{-\beta d} \quad (2.1)$$

trong đó,  $d$  là khoảng cách giữa hai vị trí,  $\beta$  là hằng số phụ thuộc môi trường tính theo các phép đo của  $\varepsilon_D$ , tương quan giữa hai điểm cách nhau một khoảng cách là  $D$ , tức là,  $\varepsilon_D = \exp(-\beta D)$ . Từ phép đo trong [51], tương quan tại khoảng cách  $D = 100m$  trong môi trường ngoại ô được ước tính là  $\varepsilon_D = 0,82$ . Từ đây, ta có thể tính được hằng số  $\beta = 0,002$  trong môi trường ngoại ô. Tương tự, hằng số  $\beta = 0,12$  được tính từ các phép đo tương quan trong môi trường đô thị.

Theo [51], tương quan chuẩn hóa giữa hai điểm riêng biệt cách nhau một khoảng  $kvT$  được cho bởi:

$$R(k) = a^{|k|} \quad (2.2)$$

và

$$a = \varepsilon_D^{vT/D} \quad (2.3)$$

với  $v$  là vận tốc di chuyển,  $T$  là thời gian lấy mẫu. Ở đây ta có các giá trị  $v$  và  $T$  tương ứng là 50km/h và 0,5s theo các phép đo trong [51]. Điều này cho ta  $a = 0,986313$  trong vùng ngoại ô và  $a = 0,433403$  trong môi trường đô thị. Mối quan hệ giữa  $a$  trong (2.3) và  $\beta$  trong (2.1) sẽ là:

$$a = e^{-\beta v T} \quad (2.4)$$

Cũng theo [51], trong một tiến trình tự hồi quy (auto-regressive), hệ số  $a$  của tiến trình AR bậc 1 chính là độ tự tương quan chuẩn hóa của một mẫu,  $R(1)$ , với tín hiệu đầu ra của nó. Điều này có nghĩa là chúng ta có một phương pháp để tạo các biến log-normal bằng cách cho các biến AWGN đi qua bộ lọc số bậc 1 có điểm cực  $R(1) = a$ . Đây là phương pháp mà luận án sử dụng để tạo ra các tín hiệu tương quan bị ảnh hưởng bởi pha đỉnh che khuất gây ra bởi cùng một vật cản hay một nhóm các vật cản. Lưu ý rằng, mô hình pha đỉnh che khuất  $Y = \exp(X)$  với  $X \sim N(\mu, \sigma^2)$  chỉ tạo ra các biến lognormal độc lập.

### 2.1.2. Xác định các tín hiệu bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan

Tín hiệu bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất thường rất yếu, hay còn được gọi là hiện tượng pha đỉnh sâu, dẫn đến quyết định cảm nhận năng lượng của các kênh là không đáng tin cậy và ảnh hưởng nghiêm trọng đến tính thống kê quyết định hợp tác của trung tâm tổng hợp. Trong [81], tác giả đã đề xuất phương pháp loại bỏ CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận nếu SNR của nó thấp hơn một ngưỡng cho trước được xác định bởi FC.

Bên cạnh đó, pha đỉnh che khuất cũng có xu hướng gây ra hiện tượng tương quan tín hiệu, do đó làm giảm độ lợi phân tập không gian, trên một khoảng cách lớn, phụ thuộc vào đặc tính và kích thước của vật cản. Vì kích thước của vật cản là hữu hạn, càng ít CR tham gia hợp tác cảm nhận trên một khoảng cách lớn để tránh sự tương quan sẽ cho ta độ lợi phân tập hợp tác tốt hơn là nhiều CR hợp tác tập trung trong một vùng diện tích nhỏ. Trong [5], tác giả đã chỉ ra rằng hiện tượng pha đỉnh che khuất tương quan sẽ làm giảm hiệu năng của cảm nhận phổ hợp tác vì các người dùng CR cùng chịu ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương tự nhau, do đó làm giảm độ lợi hợp tác. Vì vậy, các người dùng CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan cũng cần được loại bỏ ra khỏi quá trình cảm nhận phổ hợp tác. Ở đây, luận án đã xác định những CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan bằng cách kiểm tra ma trận hiệp phương sai chuẩn hóa của tín hiệu nhận được với các phần tử  $\rho(i, j)$

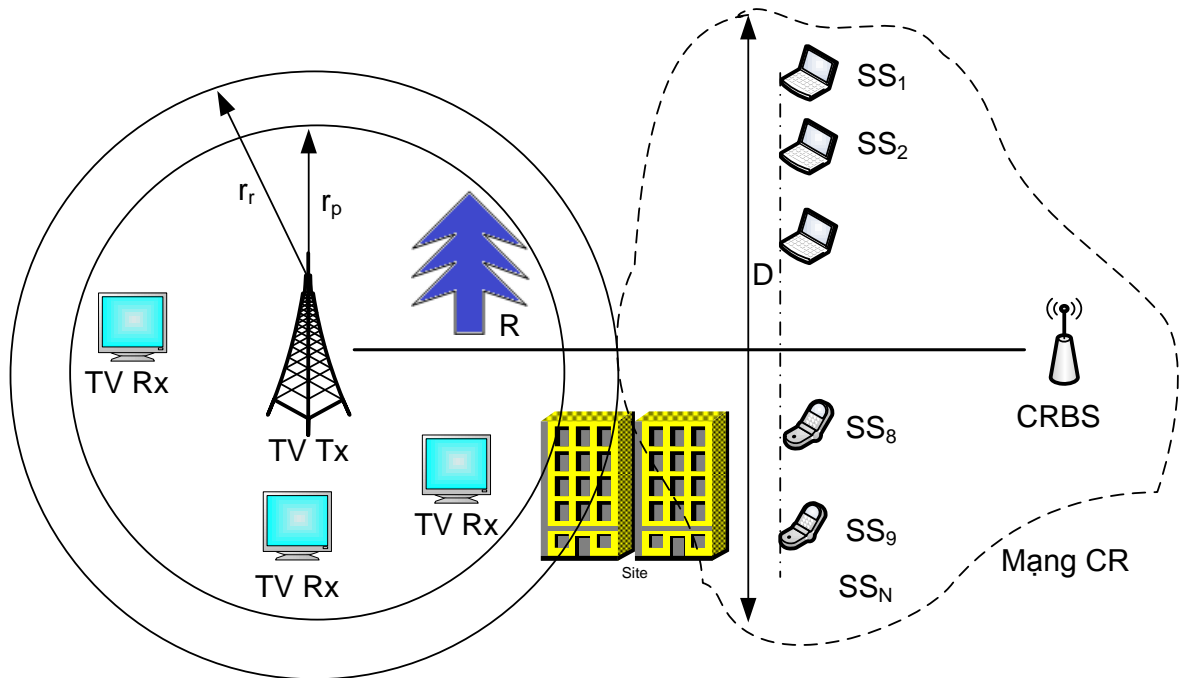
là hệ số tương quan được định nghĩa bởi:

$$\rho(i, j) = \frac{R(i, j)}{\sqrt{R(i, i)R(j, j)}} \quad (2.5)$$

với  $R(i, j)$  là hàm tương quan của tín hiệu nhận được tại CR thứ  $i$  và CR thứ  $j$ .

Dựa trên các hệ số tương quan, ta tìm ra các nhóm CR lân cận nhau có hệ số tương quan đều cao hơn một mức ngưỡng cho trước hoặc cao hơn hẳn khi so với các hệ số tương quan của các CR khác. Nhóm các CR này bị ảnh hưởng bởi hiện tượng pha đình che khuất tương quan và sẽ bị loại bỏ ra khỏi quá trình cảm nhận phổ hợp tác.

### 2.1.3. Mô phỏng và các kết quả



Hình 2.1: Mạng vô tuyến nhận thức thực hiện cảm nhận phổ của trạm truyền hình trong vùng ngoại ô

Hình 2.1 mô tả một mạng vô tuyến nhận thức trong một khu vực ngoại ô. Mạng bao gồm một trạm gốc CRBS (Cognitive Radio Base Station) đóng vai trò là FC và 12 trạm thứ cấp SS thực hiện cảm nhận phổ của một trạm sơ cấp là đài phát thanh truyền hình. Giả thiết rằng  $SS_1, SS_2, SS_3$  bị pha đình che khuất

0 dB do bị cây che chắn, SS<sub>8</sub>, SS<sub>9</sub> cũng bị pha đỉnh che khuất 0 dB do bị tòa nhà che chắn, các SS còn lại bị ảnh hưởng của pha đỉnh đa đường có độ lợi công suất là 7 dB. Để thu được các tín hiệu lognormal bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tại các SS<sub>1</sub>, SS<sub>2</sub>, SS<sub>3</sub>, SS<sub>8</sub> và SS<sub>9</sub>, chúng ta cho tạp âm AWGN có phương sai là - 18,65 dB đi qua một bộ lọc số bậc 1 có một điểm cực tại  $a = 0,986313$ . Độ lợi công suất của bộ lọc khi đó sẽ là 18,65 dB. Giả thiết tất cả các CR cùng dùng một ngưỡng  $\lambda$ , do đó có cùng một xác suất phát hiện sai  $P_f$ .

Việc mô phỏng được thực hiện với các bước sau:

1. Với mỗi SS <sub>$i$</sub> ,  $i = 1, 2, \dots, 12$ , chúng ta tạo ra  $10^6$  mẫu năng lượng  $Y$ , sau đó tính toán ma trận hiệp phương sai theo phương trình (2.5).
2. Trong trường hợp lý tưởng, rất dễ dàng để xác định hai nhóm SS bị ảnh hưởng của pha đỉnh lognormal  $\{SS_1, SS_2, SS_3\}$  và  $\{SS_8, SS_9\}$  dựa trên ma trận hiệp phương sai chuẩn hóa tạo ra ở bước 1.
3. Chọn  $P_{f_i} = P_f, \forall i$ , khi đó ta sẽ tính được  $\lambda = G_{N/2}^{-1}(P_f)$  theo công thức (1.17).
4. Tính toán  $P_{d_i}$  từ các SNR đã biết sử dụng công thức (1.19).
5. Gửi các giá trị  $(P_{d_i}, P_{F_i}, u_i)$  đến CRBS, để đơn giản tính toán sử dụng quy tắc  $k$ -out-of- $n$  (quy tắc AND) để tính toán xác suất phát hiện tổng hợp  $Q_d$  và xác suất phát hiện sai tổng hợp  $Q_f$  của FC như sau:

$$Q_d = \prod_{i=1}^n P_{d_i} \quad (2.6)$$

$$Q_f = \prod_{i=1}^n P_{f_i} \quad (2.7)$$

Ta có xác suất phát hiện sót tổng hợp  $Q_m = 1 - Q_d$ . Vẽ đường ROC của FC ( $Q_m$  vs  $Q_f$ ) với giá trị  $Q_f$  nằm trong khoảng  $10^0$  và  $10^{-4}$  trên trục tung đối với bước 3.

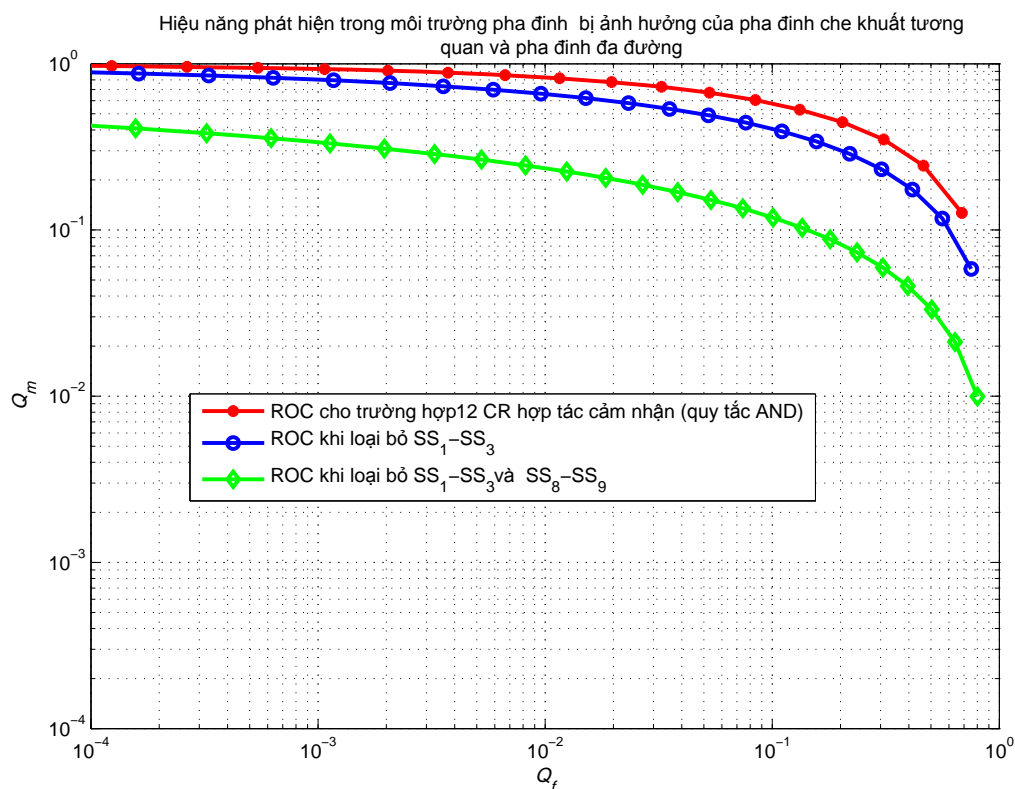
6. Loại bỏ nhóm SS đầu tiên (SS<sub>1</sub>, SS<sub>2</sub>, SS<sub>3</sub>) bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận, thực hiện lại bước 5; Sau đó tiếp tục loại bỏ nhóm (SS<sub>8</sub>, SS<sub>9</sub>) rồi lặp lại bước 5 cho nhóm gồm 7 SS còn lại tham gia hợp tác cảm nhận.

7. Thực hiện so sánh 3 đường ROC vẽ được trong Hình 2.3

	SS <sub>1</sub>	SS <sub>2</sub>	SS <sub>3</sub>	SS <sub>4</sub>	SS <sub>5</sub>	SS <sub>6</sub>	SS <sub>7</sub>	SS <sub>8</sub>	SS <sub>9</sub>	SS <sub>10</sub>	SS <sub>11</sub>	SS <sub>12</sub>
SS <sub>1</sub>	1.0000	0.0049	-0.0018	-0.0021	-0.0009	-0.0030	0.0003	-0.0068	-0.0045	-0.0001	-0.0006	-0.0004
SS <sub>2</sub>	0.0049	1.0000	-0.0056	-0.0003	-0.0001	-0.0002	0.0009	-0.0020	-0.0034	0.0011	0.0003	-0.0008
SS <sub>3</sub>	-0.0018	-0.0056	1.0000	0.0008	0.0012	0.0010	0.0004	-0.0078	0.0098	-0.0002	0.0002	0.0010
SS <sub>4</sub>	-0.0021	-0.0003	0.0008	1.0000	0.0012	0.0008	0.0009	-0.0019	-0.0013	-0.0004	0.0017	0.0010
SS <sub>5</sub>	-0.0009	-0.0001	0.0012	0.0012	1.0000	-0.0003	-0.0003	0.0008	-0.0007	-0.0016	-0.0002	-0.0005
SS <sub>6</sub>	-0.0030	-0.0002	0.0010	0.0008	-0.0003	1.0000	-0.0011	-0.0005	0.0002	0.0001	0.0017	-0.0002
SS <sub>7</sub>	0.0003	0.0009	0.0004	0.0009	-0.0003	-0.0011	1.0000	-0.0004	0.0018	-0.0002	-0.0011	-0.0008
SS <sub>8</sub>	-0.0068	-0.0020	-0.0078	-0.0019	0.0008	-0.0005	-0.0004	1.0000	-0.0024	-0.0003	0.0001	-0.0018
SS <sub>9</sub>	-0.0045	-0.0034	0.0098	-0.0013	-0.0007	0.0002	0.0018	-0.0024	1.0000	0.0017	0.0007	0.0004
SS <sub>10</sub>	-0.0001	0.0011	-0.0002	-0.0004	-0.0016	0.0001	-0.0002	-0.0003	0.0017	1.0000	-0.0004	0.0011
SS <sub>11</sub>	-0.0006	0.0003	0.0002	0.0017	-0.0002	0.0017	-0.0011	0.0001	0.0007	-0.0004	1.0000	0.0005
SS <sub>12</sub>	-0.0004	-0.0008	0.0010	0.0010	-0.0005	-0.0002	-0.0008	-0.0018	0.0004	0.0011	0.0005	1.0000

Hình 2.2: Ma trận hiệp phương sai chuẩn hóa của các tín hiệu nhận được tại các  $SS_i$  với  $i = 1, 2, \dots, 12$ .

Từ Hình 2.2 có thể dễ dàng thấy rằng  $SS_1, SS_2$  và  $SS_3$  tương quan với nhau khi các hệ số tương quan trong ma trận tương quan chéo khác không và tương đối lớn khi so sánh với các giá trị khác trong ma trận hiệp phương sai. Tương tự, ta cũng xác định được  $SS_8$  và  $SS_9$  cũng có sự tương quan với nhau. Hình 2.3 cho thấy khi chúng ta loại bỏ 5 SS bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan, hiệu năng phát hiện khi sử dụng 7 SS còn lại được cải thiện một cách đáng kể.



Hình 2.3: So sánh ROC của ba trường hợp: đường trên cùng là ROC trong trường hợp sử dụng 12 SS tham gia hợp tác cảm nhận, đường màu xanh là ROC khi đã loại bỏ  $SS_1, SS_2$  và  $SS_3$ , đường màu đỏ (tốt nhất) là ROC khi đã loại bỏ 5 SS bị ảnh hưởng của pha đĩnh che khuất ra khỏi hợp tác cảm nhận.

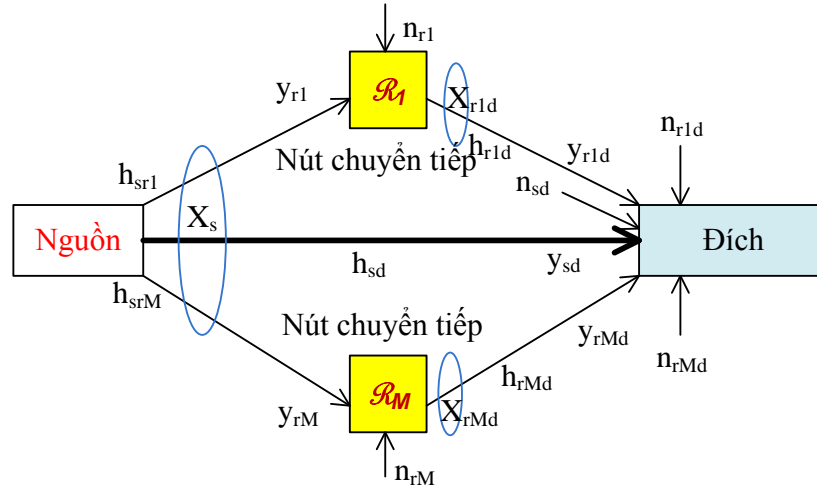
## 2.2. Đề xuất tái sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đĩnh sâu làm nút chuyển tiếp (relay) cho quá trình hợp tác cảm nhận phổ

Trong phần này, luận án nghiên cứu đánh giá kênh thông báo của mạng vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của pha đĩnh Rayleigh, đồng thời thực hiện xây dựng một mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác sử dụng giao thức Giải mã và Chuyển tiếp (Decode - Forward) trong nền mạng thông báo của mạng hợp tác cảm nhận vô tuyến nhận thức. Trên kênh cảm nhận, luận án xem xét loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đĩnh sâu ra khỏi quá trình cảm nhận phổ hợp



tác và đề xuất sử dụng các CR bị loại bỏ làm nút chuyển tiếp thông tin cảm nhận đến FC cho các CR còn lại.

### 2.2.1. Hệ thống chuyển tiếp hợp tác



Hình 2.4: Sơ đồ mạng chuyển tiếp phân tập  $M$  nút chuyển tiếp

Hình 2.4 biểu diễn một mô hình mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác sử dụng  $M$  nhánh chuyển tiếp [17]. Ở đây, các nút chuyển tiếp được giả thiết là hoạt động trong chế độ phân chia theo thời gian bao gồm có hai pha: pha chuyển tiếp thu và pha chuyển tiếp phát. Mỗi một pha chiếm một khoảng thời gian chu kỳ là  $T/2$ . Tín hiệu phát của nút chuyển tiếp và tín hiệu phát của nguồn không tương quan với nhau.

Trong pha chuyển tiếp thu, tại các khoảng thời gian rời rạc  $k = 1, 2, \dots, T/2$ , nguồn phát bản tin đầy đủ của các ký tự đến cả đích và nút chuyển tiếp (chế độ quảng bá) trong trường hợp sử dụng giao thức Khuếch đại và Chuyển tiếp (AF, Amplify-and-Forward), nhưng trong giao thức DF, nguồn lại chỉ gửi tín hiệu đến các nút chuyển tiếp, tức là chỉ có phương trình (2.8a) được áp dụng.

$$y_{sr_m}[k] = \sqrt{P_s[k]}h_{sr_m}x_s[k] + n_{sr_m}[k] \quad (2.8a)$$

$$y_{sd}[k] = \sqrt{P_s[k]}h_{sd}x_s[k] + n_{sd}[k] \quad (2.8b)$$

Trong giao thức chuyển tiếp DF, nút chuyển tiếp phát hiện bằng cách giải mã toàn bộ từ mã mà nó nhận được từ nguồn trong pha chuyển tiếp thu, lần lượt

từng ký tự, sau đó phát lại tín hiệu sau khi đã giải mã đến đích trong pha chuyển tiếp phát.

Trong pha chuyển tiếp phát, tại các thời điểm rời rạc  $k = T/2 + 1, T/2 + 2, \dots, T$ , các nút chuyển tiếp gửi các tín hiệu của mình đến đích. Nguồn có thể gửi hoặc không gửi tín hiệu đến đích phụ thuộc vào giao thức chuyển tiếp được sử dụng (Chế độ đa truy cập). Tín hiệu thu được tại nguồn là [45]:

$$\begin{aligned} y_{rd}[k] &= \sum_{m=1}^M \sqrt{P_{r_m}} h_{r_m d} x_{r_m}[k] + n_{r_m d}[k] \\ y_{sd}[k] &= \sum_{m=1}^M \sqrt{P_s} h_{sd} x_s[k] + n_{sd}[k] \end{aligned} \quad (2.9)$$

trong đó  $x, y, n$  và  $P$  tương ứng là các tín hiệu phát đã được chuẩn hóa (tức là,  $E(|x|^2) = 1$ ), tín hiệu thu, tạp âm cộng tính có phân bố Gauss  $n \sim N(0, \sigma^2)$  và công suất phát. Các chỉ số  $i, j$  biểu diễn đường liên kết kênh từ  $i$  tới  $j$ .  $h_{ij}$  là độ lợi kênh (hoặc mất mát) từ nút  $i$  tới nút  $j$ , bị ảnh hưởng của pha đỉnh Rayleigh không lựa chọn tần số, và được mô hình hóa thành các biến ngẫu nhiên Gauss phức, đối xứng và độc lập với trị trung bình bằng 0 và phương sai  $\sigma_{ij}^2$ . Như chúng ta đều biết, trong kênh pha đỉnh Rayleigh,  $|h_{ij}|^2$  có phân bố mũ. Chúng ta xác định SNR tức thời trong tín hiệu thu được là:

$$\gamma_{ij} = \frac{|h_{ij}|^2 P_i}{\sigma_{ij}^2} = |h_{ij}|^2 \gamma_{ijAWGN} \quad (2.10)$$

trong đó  $\gamma_{ijAWGN}$  là SNR của kênh AWGN không bị pha đỉnh. Để tiện cho việc biểu diễn và phù hợp với các bài báo về nội dung này [17], luận án đơn giản sử dụng  $SNR_0$  thay cho  $\gamma_{ijAWGN}$ .

Trong kênh pha đỉnh Rayleigh, SNR trong (2.10) là một biến ngẫu nhiên có phân bố mũ độc lập với giá trị kỳ vọng là:

$$\bar{\gamma}_{ij} = \frac{\mu_{ij} P_i}{\sigma_{ij}^2} = \mu_{ij} SNR_0 \quad (2.11)$$

với  $\mu_{ij} = E[|h_{ij}|^2]$ . Xác suất dừng,  $P_{h_{ij}}^{out}(SNR, R_{th}) = P\{|h_{ij}|^2 < \mu_{th}\} = F_{|h_{ij}|^2}(\mu_{th})$ , của đường truyền vô tuyến giữa hai điểm  $i$  và  $j$  có độ lợi kênh tức thời  $h_{ij}$  với một ngưỡng tốc độ thông tin dừng cho trước  $R_{th}$ , được định nghĩa như sau:

$$P_{h_{ij}}^{out}(SNR_0, R_{th}) = F_{h_{ij}}(\mu_{th}) \quad (2.12)$$

trong đó ngưỡng độ lợi kênh được xác định:

$$\mu_{th} = \frac{2^{(M+1)R_{th}} - 1}{SNR_0} \quad (2.13)$$

với  $M$  là số nút chuyển tiếp trong mạng phân tập chuyển tiếp.

Vì độ lợi công suất của kênh pha đình Rayleigh có phân bố mũ với trung bình  $\mu_{ij}$ , xác suất dừng của đường truyền trực tiếp giữa nguồn và đích (không có nút chuyển tiếp), đơn giản được định nghĩa là:

$$P_{sd}^{out} = F_{h_{sd}}(\mu_{th}) = 1 - e^{\mu_{th}/\mu_{sd}} \quad (2.14)$$

### 2.2.2. Xác suất dừng của mạng chuyển tiếp DF hợp tác trong kênh pha đình Rayleigh

Ở phần này, luận án lựa chọn giao thức chuyển tiếp DF lựa chọn (SDF) như là một ví dụ để chứng minh lợi ích của việc tái sử dụng các CR trong hợp tác cảm nhận phổ trong một môi trường pha đình sâu. Trong giao thức chuyển tiếp SDF, khi các nút chuyển tiếp không thể giải mã các bản tin nguồn, tức là, đường liên kết nguồn - nút chuyển tiếp ở trạng thái rớt, nguồn sẽ lặp lại việc phát tín hiệu đến đích trên đường liên kết trực tiếp với đích. Tốc độ thông tin trung bình lớn nhất trong trường hợp này, phần tử bên trái của phương trình (2.15), chính là tốc độ của mã hóa lặp. Tốc độ thông tin của mạng chuyển tiếp SDF có thể được biểu diễn như sau [41]:

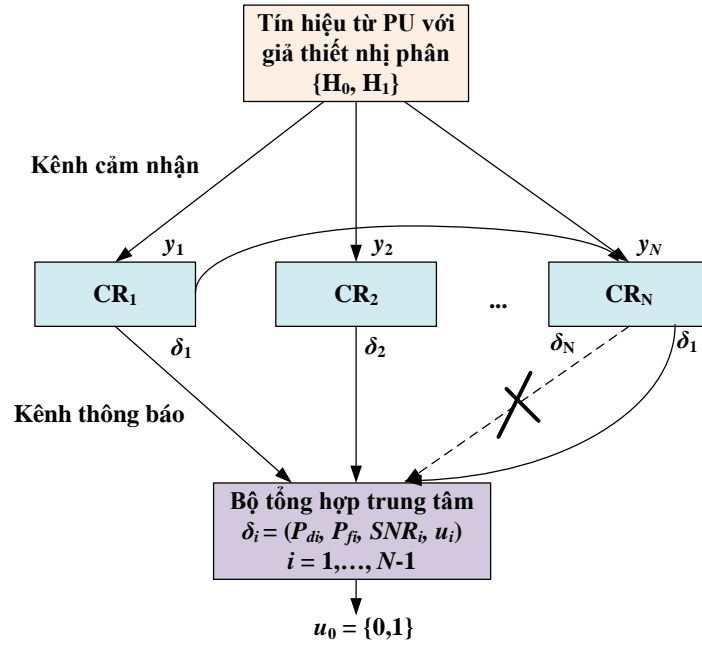
$$I_{SDF} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + 2\gamma_{sd}) & \gamma_{sr} < \mu_{th} \\ \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_{sd} + \gamma_{rd}) & \gamma_{sr} \geq \mu_{th} \end{cases} \quad (2.15)$$

Do đó, xác suất dừng dưới điều kiện phân bố mũ sẽ là [17]:

$$\begin{aligned} P_{SDF}^{out}(\mu_{th}) &= Pr(|h_{SDF}|^2 \leq \mu_{th}) \\ &= Pr(2|h_{sd}|^2 < \mu_{th})Pr(|h_{sr}|^2 < \mu_{th}) + Pr(|h_{sr}|^2 \geq \mu_{th})Pr(\{|h_{sd}|^2 + |h_{rd}|^2\} < \mu_{th}) \\ &= \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{2\mu_{sd}}}\right) \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{sr}}}\right) + \frac{e^{\frac{\mu_{th}}{\mu_{sr}}}}{\mu_{sd} - \mu_{rd}} \left\{ \mu_{sd} \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{sd}}}\right) - \mu_{rd} \left(1 - e^{-\frac{\mu_{th}}{\mu_{rd}}}\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Với  $h_{SDF}$  là độ lợi kênh đặc trưng cho đường liên kết của nguồn - nút chuyển tiếp - đích gồm các kênh truyền  $h_{sd}$ ,  $h_{rd}$  và  $h_{sr}$ .

### 2.2.3. Thuật toán tái sử dụng các CR trong cảm nhận hợp tác dưới ảnh hưởng của pha đình sâu



Hình 2.5: Sơ đồ tái sử dụng CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu làm nút chuyển tiếp

Một CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu sẽ bị loại bỏ ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận bởi FC nếu SNR của nó thấp hơn một ngưỡng cho trước được xác định bởi FC [81]. Do các kênh thông báo giữa CRs và FC bị pha đình, nên hiện tượng đứt liên kết có thể thường xảy ra. Xác suất phát hiện hiệu dụng nhận được từ CR thứ  $i$  tại FC sẽ là:

$$P_{De}(i) = P_{Di}\{1 - P_{out}(i)\} \quad (2.17)$$

trong đó,  $P_{Di}$  là xác suất phát hiện phổ cục bộ của CR thứ  $i$  và  $P_{out}(i)$  là xác suất dừng của kênh giữa CR thứ  $i$  với FC.

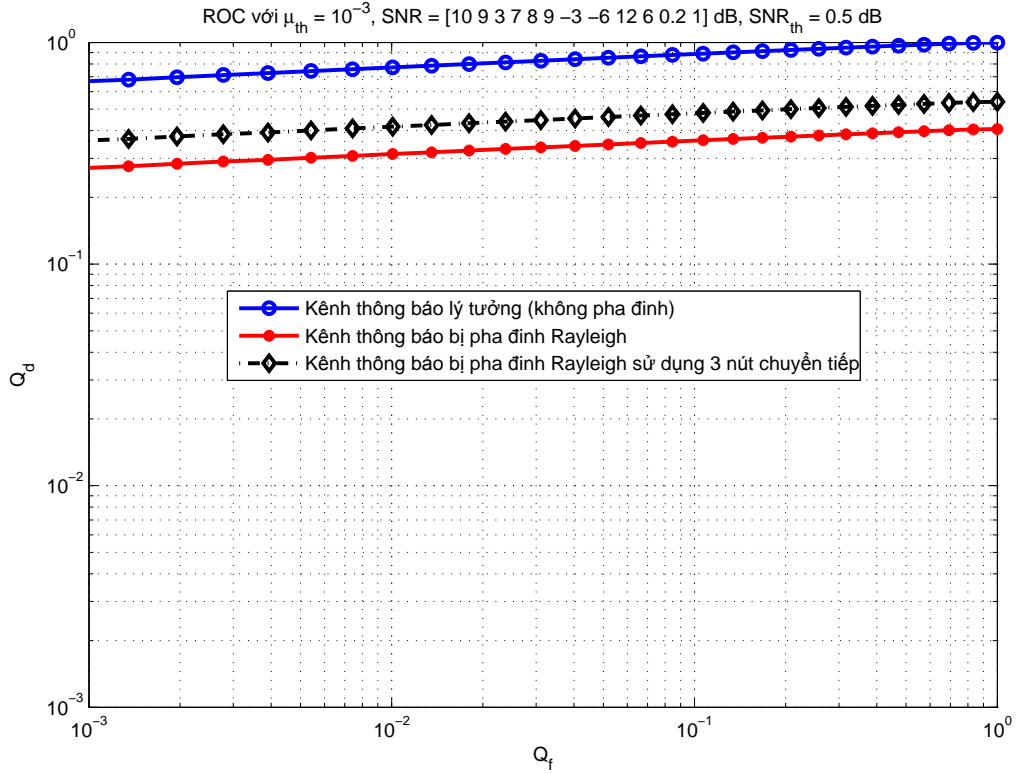
Luận án đề xuất một phương pháp tận dụng các CR bị loại bỏ bằng cách gán chúng để hoạt động với vai trò là các nút chuyển tiếp phân tập hợp tác cho các CR đang tham gia hợp tác cảm nhận. Như trong Hình 2.5, luận án minh họa một ví dụ trong đó  $CR_N$  bị ảnh hưởng của pha đình sâu, khi đó thông tin cảm nhận của CR này sẽ bị loại bỏ ra khỏi FC. FC sẽ gán  $CR_N$  hoạt động như một nút chuyển tiếp cho  $CR_1$  để cải thiện độ tin cậy truyền dẫn của kênh thông

báo  $CR_1$  - FC, do đó hình thành nên mạng chuyển tiếp gồm 3 đầu cuối với  $CR_1$  là nguồn ( $S$ ),  $CR_N$  là nút chuyển tiếp ( $R$ ) và  $FC$  là đích ( $D$ ). Chúng ta kỳ vọng rằng xác suất dừng trong (2.16) thấp hơn với độ lợi phân tập khi sử dụng nút chuyển tiếp so với khi không sử dụng nút chuyển tiếp, do đó, cải thiện xác suất phát hiện hiệu dụng cục bộ thu nhận tại FC.

Thuật toán được đề xuất như sau:

1. Các CR tính toán SNR  $\{SNR_i, i = 1, 2, \dots, N\}$  từ các dữ liệu thu được  $\{y_i\}$  và tính toán xác suất phát hiện  $\{P_{D_i}\}$ .
2. FC thu nhận các thông tin từ CR.
3. FC sắp xếp các CR theo thứ tự giảm dần SNR, sao cho  $SNR_1 > SNR_2 > \dots > SNR_N$  và các chỉ số của CR được sắp xếp theo cùng một thứ tự với thứ tự của SNR.
4. FC thiết lập một ngưỡng SNR,  $SNR_{th}$ , CR nào có SNR thấp hơn SNR ngưỡng này sẽ bị loại bỏ ra khỏi quá trình cảm nhận. Như vậy sẽ có  $M < N$  CR tham gia hợp tác và  $R = N - M$  CR bị loại bỏ:  $SNR_1 > SNR_2 > \dots > SNR_{M-R} > SNR_{M-R+1} > \dots > SNR_{M-1} > SNR_M > SNR_{th} > SNR_{M+1} > \dots > SNR_{M+R}$
5. Giả thiết chúng ta sử dụng tất cả  $R$  CR bị loại bỏ làm nút chuyển tiếp. Gán  $CR_{M+1}$  làm nút chuyển tiếp cho  $CR_M$ ,  $CR_{M+2}$  làm nút chuyển tiếp cho  $CR_{M-1}$  ... và  $CR_{M+R}$  chuyển tiếp cho  $CR_{M-R-1}$ .
6. Tính toán xác suất dừng của đường truyền trực tiếp của các CR, tức là,  $P_{SD}^{out}(i)(i = 1, 2, \dots, M)$  sử dụng phương trình (2.14).
7. Tính toán  $P_{SDF}^{out}(i)(i = M - R + 1, \dots, M)$  của  $R$  mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác sử dụng giao thức SDF trong (2.16).
8. Tính toán xác suất phát hiện hiệu dụng  $\{P_{De}(i)\}(i = 1, 2, \dots, M)$  theo phương trình (2.17).
9. Tính toán xác suất phát hiện tổng hợp,  $Q_D$  sử dụng chuyển tiếp phân tập hợp tác trong bước 7 hoặc không sử dụng chuyển tiếp phân tập hợp tác trong bước 6.

10. Vẽ ROC để so sánh.

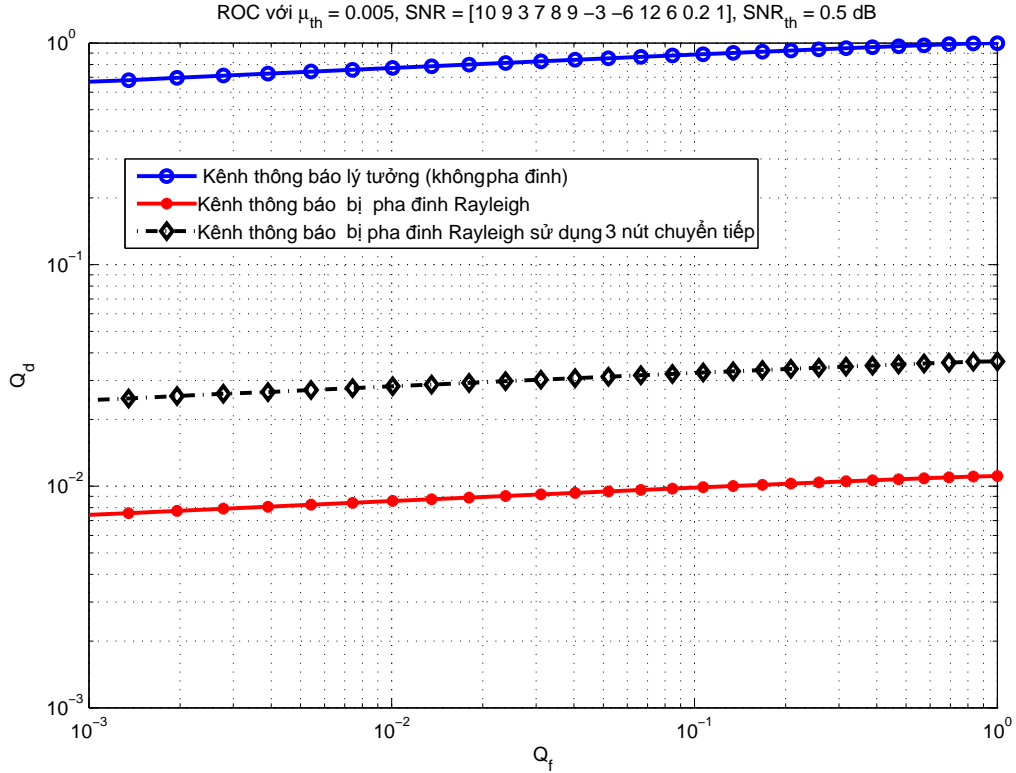


Hình 2.6: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác khi sử dụng và không sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đinh sâu thành các nút chuyển tiếp phân tập có ngưỡng độ lợi kênh  $\mu_{th} = 10^{-3}$

#### 2.2.4. Kết quả

Sử dụng mô hình kịch bản như trong Hình 2.1, ở đây có các CR 7, 8, 11, 12 bị ảnh hưởng của pha đinh log-normal và các CR còn lại bị ảnh hưởng của pha đinh Rayleigh. Các SNR đo được tại 12 CR tương ứng là  $\{SNR_i\} = [10; 9; 3; 7; 8; 9; -3; -6; 12; 6; 0,2; 1]$  dB, và ngưỡng được thiết lập tại FC là  $SNR_{th} = 0.5$  dB khi xem xét tập âm AWGN có phân bố Gauss chuẩn  $N(0, 1)$ . Do đó, ba CR 8, 7, và 11 bị loại bỏ ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận và hoạt động với vai trò là các nút chuyển tiếp cho CR 10, 3, 12 tương ứng trong kênh thông báo. Các mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác 3 nút được

giả thiết là bị ảnh hưởng của pha đỉnh hàm mũ với các bộ tham số trung bình  $(\mu_{sd}, \mu_{sr}, \mu_{rd}) = (0, 01; 1; 0, 01); (0, 01; 0, 111; 0, 01); (0, 01; 0, 04; 0, 01)$ . Hình 2.6



Hình 2.7: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác khi sử dụng và không sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu thành các nút chuyển tiếp phân tập có ngưỡng độ lợi kênh  $\mu_{th} = 0,005$

và Hình 2.7 biểu diễn các kết quả mô phỏng của đường ROC trong mạng cảm nhận hợp tác trong ba môi trường: các kênh thông báo trong suốt (không bị ảnh hưởng của pha đỉnh), kênh thông báo bị ảnh hưởng của pha đỉnh Rayleigh nhưng không sử dụng nút chuyển tiếp và có sử dụng các CR bị loại bỏ hoạt động như các nút chuyển tiếp. Tất cả các đường ROC đều xét cho trường hợp tái sử dụng 03 CR và sử dụng quy tắc tổng hợp AND. Cả hai hình vẽ đều cho thấy lợi ích của việc tái sử dụng các CR làm nút chuyển tiếp hỗ trợ trong việc truyền thông tin cảm nhận của các CR tham gia hợp tác cảm nhận đến FC. Và cũng có thể thấy với ngưỡng rất  $\mu_{th}$  thấp như trong Hình 2.6 sẽ cho hiệu năng phát hiện tốt hơn so với ngưỡng rất cao hơn trong Hình 2.7.

## 2.3. Đề xuất giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong mạng cảm nhận phổ hợp tác

Như đã trình bày trong các phần trước, chúng ta có thể thấy rằng, việc có nhiều CR tham gia hợp tác cảm nhận sẽ làm tăng hiệu năng cảm nhận của mạng cũng như tăng độ tin cậy của việc quyết định sự tồn tại của tín hiệu PU trên kênh truyền cần quan tâm. Nhưng trong thực tế, số lượng CR của mạng cảm nhận vô tuyến không thể đạt đến giá trị vô hạn. Hơn nữa, việc có quá nhiều CR tham gia hợp tác cảm nhận, tức là, tham gia vào việc gửi thông tin cảm nhận đến FC cũng sẽ chiếm một lượng kênh truyền tương ứng phía mạng thông báo và có thể gây ra tình trạng nghẽn mạng. Bài toán đặt ra ở đây là: Vậy có bao nhiêu CR tham gia hợp tác cảm nhận là phù hợp, vừa đảm bảo được hiệu năng phát hiện của mạng vẫn ở mức mà ta mong muốn đồng thời vừa hạn chế được hiện tượng overhead của mạng thông báo. Trong mục này, luận án đã đề xuất việc giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận dựa trên ngưỡng mong muốn của xác suất phát hiện được tính toán theo một tham số dung sai  $\epsilon$  cho trước.

Ở đây bài toán được xem xét dưới các giả thiết như sau:

- Các tín hiệu đến các CR có phân bố giống nhau và độc lập, tại các CR, bộ phát hiện năng lượng sử dụng cùng một ngưỡng năng lượng. Do đó, xác suất phát hiện và xác phát hiện nhầm cục bộ tại các CR là như nhau.
- Kênh thông báo là lý tưởng (không bị ảnh hưởng của pha đỉnh)

Từ phương trình (1.32), chúng ta có thể thấy rằng khi  $n \rightarrow \infty : Q_d \rightarrow 1$ . Ta chọn một giá trị  $\epsilon$  đủ nhỏ sao cho khi  $n$  tăng lên đến một giá trị nhất định thì điều kiện  $1 - Q_d < \epsilon$  luôn được thỏa mãn.

$$Q_d = \sum_{i=k}^n C_n^i P_d^i (1 - P_d)^{n-i} \geq 1 - \epsilon \quad (2.18)$$

hoặc,

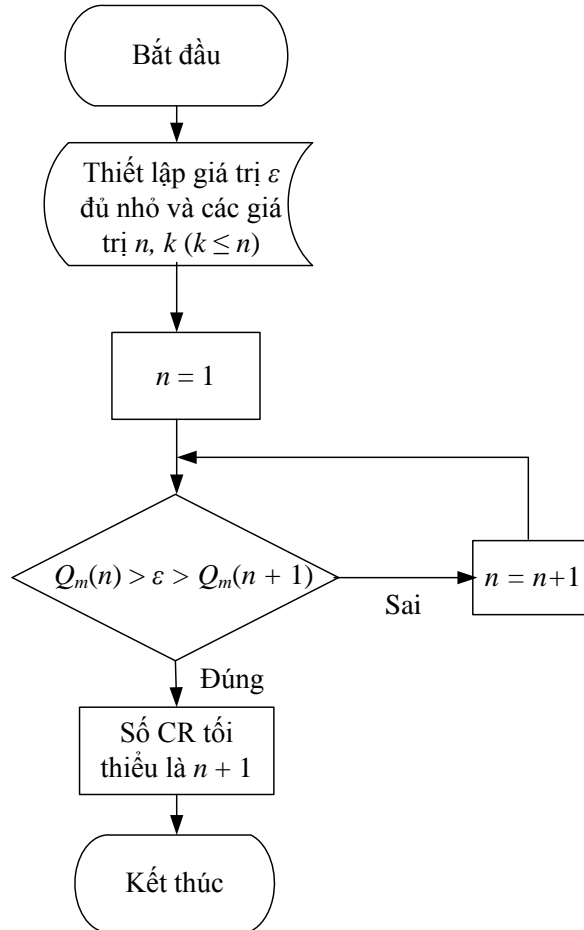
$$\epsilon \geq Q_m = 1 - Q_d = \sum_{i=0}^{k-1} C_n^i P_d^i (1 - P_d)^{n-i} \quad (2.19)$$



Một cách tổng quát, công thức tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong mạng vô tuyến nhận thức được biểu diễn như sau:

$$n = \min \left\{ \arg \left\{ \epsilon \geq \sum_{i=0}^{k-1} C_d^i P_d^i (1 - P_d)^{n-i} \right\} \right\} \quad (2.20)$$

Thuật toán được minh họa bằng lưu đồ thuật toán như trong Hình 2.8.

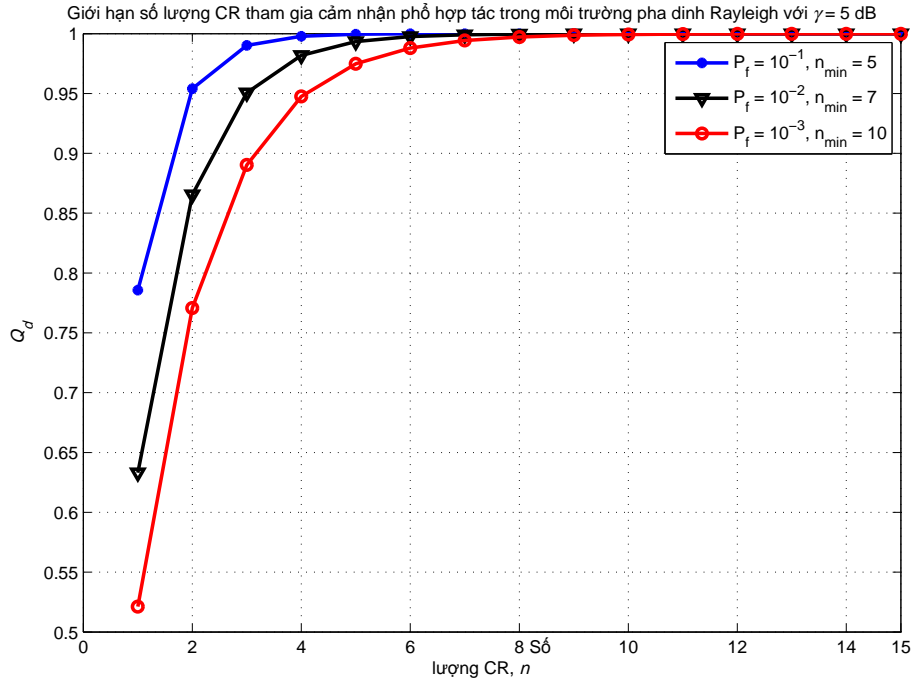


Hình 2.8: Lưu đồ thuật toán lựa chọn số lượng CR thích hợp tham gia cảm nhận phổ hợp tác sử dụng quy tắc quyết định cứng  $k$ -out-of- $n$

### Kết quả mô phỏng

Với một giá trị  $\epsilon$  cho trước và một giá trị bất kỳ của  $k$ , chúng ta có thuật toán tính toán giá trị nhỏ nhất  $n$  thỏa mãn (2.20) như sau:

- Với giá trị cho trước  $P_f, n, k$ , ta tính toán  $Q_m$  tương ứng
- Thiết lập giá trị khởi tạo ban đầu của  $n = 1$ .



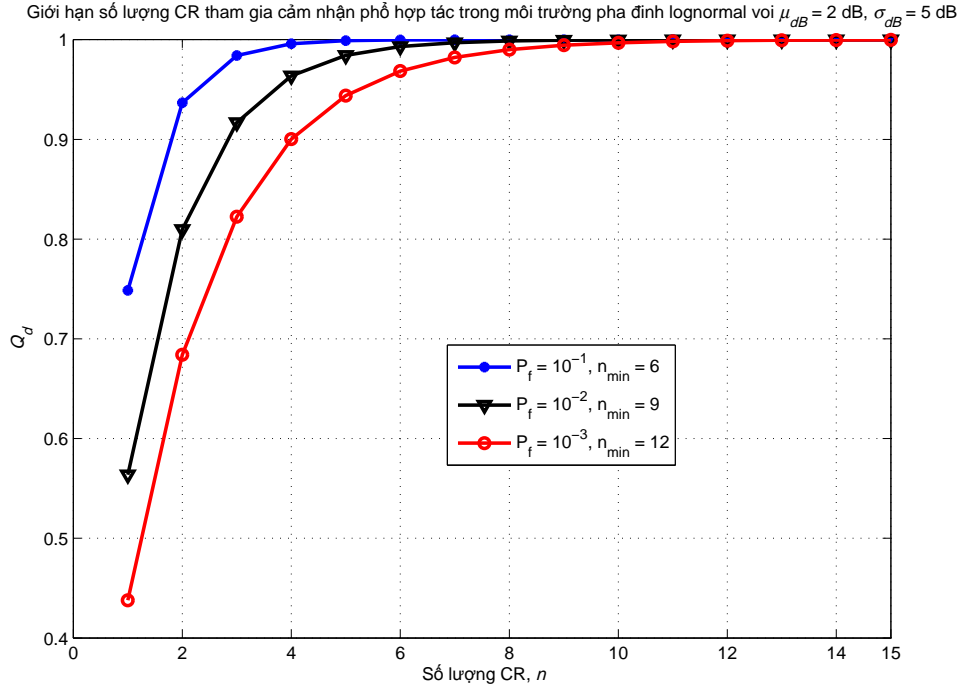
Hình 2.9: Lựa chọn số lượng CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của kênh pha đình Rayleigh với các giá trị khác nhau của  $P_f$  sử dụng quy tắc OR,  $\epsilon = 10^{-3}$ .

- Tăng giá trị  $n$  lên cho đến khi (2.20) thỏa mãn, tức là:

$$Q_m(n) > \epsilon > Q_m(n + 1) \quad (2.21)$$

- Lựa chọn số lượng các CR tham gia cảm nhận hợp tác sẽ là:  $n + 1$

Luận án đã thực hiện việc tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong hai môi trường pha đình Rayleigh và Lognormal. Hình 2.9 biểu diễn  $Q_d$  thay đổi theo giá trị  $n$  trong điều kiện kênh pha đình Rayleigh có giá trị trung bình SNR  $\bar{\gamma} = 5$ dB với các giá trị khác nhau của  $P_f$ , sử dụng quy tắc OR. Có thể thấy,  $P_f$  càng lớn thì tốc độ hội tụ của  $Q_d$  về 1 càng nhanh. Tương ứng với các giá trị  $P_f = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ , sử dụng lưu đồ thuật toán để tính toán các giá trị  $n_{min}$ , ta có  $n_{min} = 5, 7, 10$  hoàn toàn phù hợp với đồ thị trong Hình 2.9. Tương tự như vậy, chúng ta xét môi trường pha đình lognormal có phân bố lognormal với các tham số Gauss là  $\mu_{dB} = 2$  dB và  $\sigma_{dB} = 5$  dB, tương đương với độ lợi công suất kênh trung bình là  $\bar{\gamma} \approx 5$ dB. Ta có ứng với các giá trị  $P_f = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ , số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận tối thiểu để đạt được ngưỡng dung sai

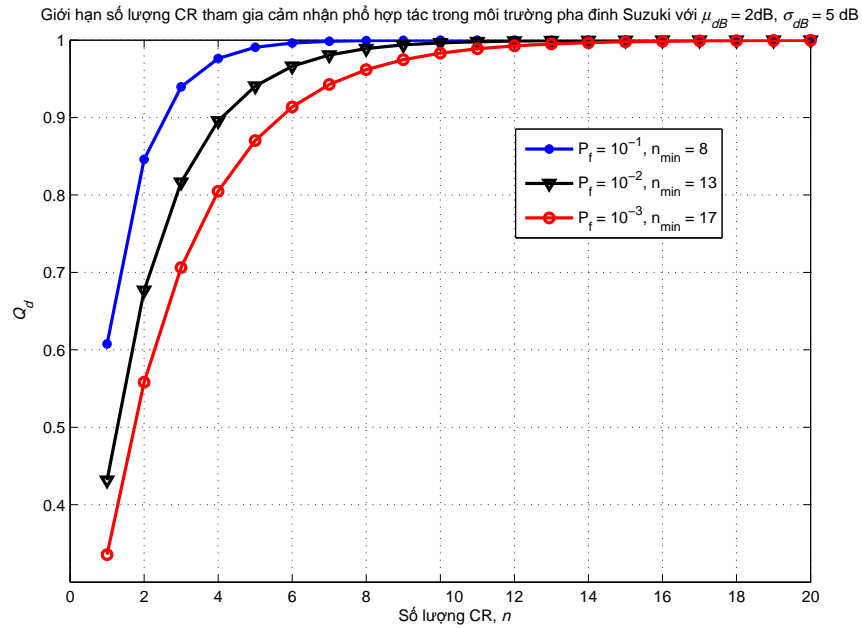


Hình 2.10: Lựa chọn số lượng CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh Lognormal với các giá trị khác nhau của  $P_f$  sử dụng quy tắc OR,  $\epsilon = 10^{-3}$ .

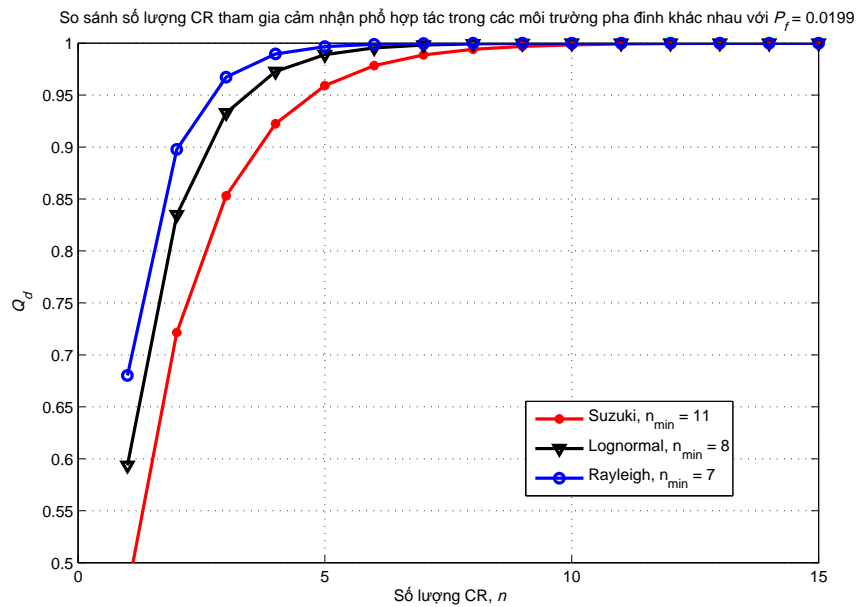
mong muốn  $\epsilon = 10^{-3}$  sẽ là  $n_{min} = 6, 9, 12$  khi sử dụng quy tắc kết hợp OR như minh họa trong Hình 2.10.

Hình 2.11 cho ta kết quả xác định giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận với giá trị dung sai  $\epsilon = 10^{-3}$  trong môi trường pha đỉnh Suzuki. Tương ứng với các giá trị  $P_f$  khác nhau, ta có thể giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận là khác nhau. Cụ thể, tương ứng với  $P_f = 10^{-1}, 10^{-2}$  và  $10^{-3}$ , thì với 8, 13 và 17 CR tham gia hợp tác là ta có thể đạt được hiệu năng phát hiện như mong muốn. Rõ ràng rằng,  $P_f$  càng lớn thì số lượng CR tham gia hợp tác nhỏ nhất để đạt được ngưỡng hiệu suất phát hiện mong muốn càng bé.

Hình 2.12 so sánh việc lựa chọn số CR tham gia hợp tác dưới ảnh hưởng của các pha đỉnh Rayleigh, Lognormal và Suzuki khi xem xét trong cùng tham số Gauss  $\mu_{dB} = 2$  dB,  $\sigma_{dB} = 5$  dB và  $P_f = 0,0199$ . Như chúng ta có thể thấy, đối với kênh Suzuki, số lượng CR tham gia hợp tác phải nhiều hơn so với kênh pha đỉnh Lognormal hay Rayleigh trong cùng một điều kiện tham số SNR trung bình là như nhau. Điều này phản ánh đúng đặc tính kênh của Suzuki là sự kết



Hình 2.11: Tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong môi trường Suzuki sử dụng OR rule với  $\epsilon = 10^{-3}$



Hình 2.12: Tính toán số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận trong các môi trường pha đỉnh khác nhau sử dụng OR rule với  $\epsilon = 10^{-3}$

hợp của hai kênh Rayleigh và Lognormal nên hiệu năng phát hiện thấp hơn so với trường hợp chỉ có kênh Rayleigh hay Lognormal.

Như vậy, trong mạng vô tuyến nhận thức có nhiều CR tham gia, với đề xuất của luận án, ta chỉ nên giới hạn số lượng CR tham gia phù hợp với ngưỡng hiệu năng phát hiện chấp nhận được để có thể tiết kiệm tài nguyên vô tuyến sử dụng trong việc gửi các thông tin báo hiệu và tận dụng để truyền các thông tin hữu ích khác.

## 2.4. Kết luận chương

Như vậy với mục tiêu làm tăng hiệu năng cảm nhận của mạng vô tuyến nhận thức cũng như tăng độ tin cậy truyền tin giữa các CR đến FC, trong chương này, luận án đã đề xuất một số phương pháp nhằm nâng cao hiệu năng cảm nhận phổ của mạng vô tuyến nhận thức trong những trường hợp cụ thể:

- Trên kênh thông báo, sử dụng ma trận hiệp phương sai để phát hiện ra các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh lognormal tương quan và loại bỏ ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận.
- Tái sử dụng các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp hỗ trợ truyền thông tin cảm nhận của các CR tham gia cảm nhận hợp tác đến FC.
- Giới hạn số lượng CR tham gia hợp tác cảm nhận để hạn chế hiện tượng overhead.

Thông qua mô phỏng kiểm chứng cho thấy các đề xuất của luận án đều cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ so với phương pháp hợp tác cảm nhận truyền thống dựa trên đề xuất của A.Ghasemi trong hệ thống vô tuyến nhận thức.

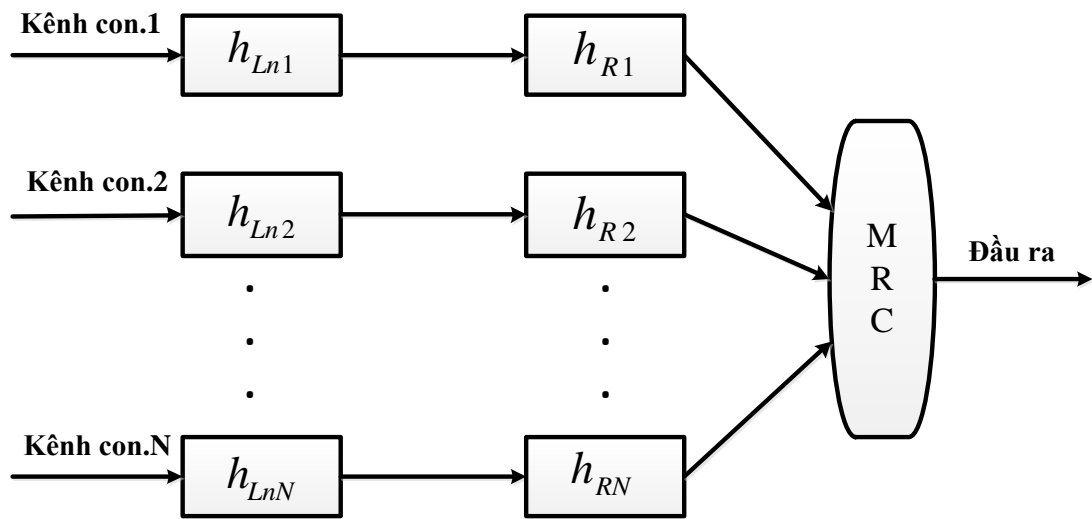
## Chương 3

# **TÁI SỬ DỤNG CÁC VÔ TUYẾN NHẬN THỨC BỊ PHẠ ĐÌNH SÂU THÀNH CÁC BỘ CHUYỂN TIẾP PHÂN TẬP AF TRONG HỢP TÁC CẢM NHẬN PHỔ DƯỚI ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH PHẠ ĐÌNH SUZUKI**

Trong chương này, luận án nghiên cứu ảnh hưởng của hiệu năng cảm nhận phổ hợp tác dưới ảnh hưởng của môi trường pha đình Suzuki trên kênh thông báo. Trong đó, luận án đã xem xét mô hình thu phân tập trong kênh pha đình Suzuki, đề xuất phương pháp tính toán PDF của đầu ra bộ thu MRC. Từ đó, luận án sử dụng kết quả tính toán hiệu năng phát hiện cục bộ của CR khi kênh cảm nhận bị ảnh hưởng của pha đình Suzuki trong Chương 1 và đề xuất tái sử dụng CR bị ảnh hưởng của pha đình sâu trong Chương 2 để đánh giá và cải thiện hiệu năng cảm nhận phổ cũng như độ tin cậy trong việc truyền thông tin cảm nhận từ các CR đến FC khi xem xét kênh thông báo bị ảnh hưởng của pha đình Suzuki. Nội dung của chương được công bố trên tạp chí Quốc tế Scopus AJEEE 2013 (Công trình số 5), tạp chí Quốc tế ISI IEICE Transaction on Communications 2015 (Công trình số 8) và báo cáo tại Hội nghị Quốc tế ISCIT 2012 (Công trình số 3) và Hội nghị Quốc tế TENCON 2012 IEEE Region 10 (Công trình số 4).

### 3.1. Mô hình thu phân tập trong kênh pha đình phức hợp

#### 3.1.1. Phát hiện kết hợp tỷ số lớn nhất MRC



Hình 3.1: Mô hình thu phân tập trong kênh pha đình Suzuki.

Chúng ta xem xét thu phân tập sử dụng kỹ thuật kết hợp tỷ số lớn nhất cho  $N$  kênh con như được mô hình trong Hình 3.1. Ảnh hưởng của MRC là cộng các công suất thu được, do đó, tỷ số tín hiệu trên tạp âm (Signal-to-noise Ratios - SNRs) của các tín hiệu thu được cần phải được kết hợp với nhau.

Biểu diễn ở dạng vec-tơ, hệ thống thu phân tập được biểu diễn như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}x + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

trong đó  $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_N]^T$  là tín hiệu thu được từ các nhánh phân tập;  $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_N]^T$  là độ lợi kênh trên tất cả các nhánh phân tập;  $x$  là ký tự được phát và  $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_N]^T$  là tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN) trên tất cả các nhánh phân tập.

Tín hiệu ước lượng được từ bộ kết hợp MRC là:

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \frac{\mathbf{h}^H \mathbf{y}}{\mathbf{h}^H \mathbf{h}} \quad (3.2)$$

SNR trong tín hiệu được cân bằng bằng với tổng các SNR của các nhánh phân tập tại đầu vào của bộ kết hợp MRC [16].

### 3.1.2. Mô hình phân tập vi mô (micro - diversity) trong kênh pha đình phức hợp

Trong một số môi trường truyền dẫn vô tuyến, chúng ta có thể giả thiết rằng, tất cả các nhánh phân tập trong Hình 1.8 chịu ảnh hưởng của cùng một pha đình che khuất như nhau có phân bố  $LN(\mu_z, \sigma_z^2)$ , hay còn gọi là môi trường phân tập vi mô [1], khi đó hàm pha đình của hệ thống từ bộ phát đến đầu vào của bộ kết hợp phân tập trong Hình 1.8 là tích của:

$$[h_{R1}(h|x) + h_{R2}(h|x) + \dots + h_{RN}(h|x)] h_{Ln}(x) \quad (3.3)$$

Các phân tử pha đình Rayleigh trong ngoặc vuông của phương trình (3.3) chia sẻ như nhau công suất trung bình từ sóng lognormal chính, là đầu vào của bộ thu MRC. Giả thiết trong phương trình (3.3) là tương đối phù hợp cho nhiều môi trường pha đình không lựa chọn tần số trong các hệ thống vô tuyến dựa trên kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM).

Vì độ lợi công suất hệ thống hiệu dụng  $p$  của đầu ra từ bộ thu MRC là tổng  $N$  độ lợi công suất của đầu vào bộ kết hợp,  $p$  là một biến ngẫu nhiên chi - square với bậc tự do là  $2N$ , tức là PDF của  $p$  từ bộ thu MRC trong môi trường Rayleigh sẽ là [38]

$$f_{R,MRC}(p) = \frac{1}{\Gamma(N)\bar{p}_R^N} p^{N-1} \exp\left(-\frac{p}{\bar{p}_R}\right) \quad (3.4)$$

trong đó  $\bar{p}_R$  là độ lợi công suất trung bình trong mỗi một kênh pha đình Rayleigh,  $\Gamma(N)$  là hàm gamma, và giả thiết rằng các kênh phân tập nhánh là kênh pha đình chậm và không lựa chọn tần số, các tiến trình pha đình trên kênh có phân bố độc lập và giống nhau (i.i.d.).

Do đó, PDF của độ lợi công suất tại đầu ra của của thu MRC phân tập vi mô dưới ảnh hưởng của kênh pha đình phức hợp Suzuki có thể được tính toán thông qua kỹ thuật biến đổi Jacobi và thiết lập giá trị  $\bar{p}_R = 1$  trong phương



trình (3.4), khi đó ta có:

$$f_{R-Ln,microMRC}(p) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{x} f_{R,MRC}\left(\frac{p}{x}\right) f_{Ln} dx$$

Do đó:

$$f_{R-Ln,microMRC}(p) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{p^{N-1}}{\Gamma(N)} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{g(z)^N} \exp[-p/g(z)] \exp(-z^2) dz \quad (3.5)$$

với biến  $z$  và hàm  $g(z)$  được định nghĩa trong phương trình (1.13).

Tỷ lệ lỗi bit (BER) của tín hiệu QPSK sử dụng phân tập vi mô trong kênh pha đình phức hợp Suzuki là:

$$BER_{R-Ln,QPSK,microMRC} = \int_0^{\infty} BER_{AWGN,QPSK}(q) f_{R-Ln,microMRC}(p) dp \quad (3.6)$$

Chèn phương trình (3.5) vào phương trình (3.6) và sắp xếp lại biểu thức, ta thu được phương trình (3.7):

$$BER_{R-Ln,QPSK,microMRC} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} BER_{AWGN,QPSK}(p) \times \frac{p^{N-1}}{\Gamma(N)} \frac{1}{g(z)^N} \exp\left[-\frac{p}{g(z)}\right] dp e^{-z^2} dz \quad (3.7)$$

Có thể thấy rằng, cùng với phương trình (3.4), tích phân theo biến  $p$  trong phương trình (3.7) là BER của tín hiệu QPSK tại đầu ra của bộ thu MRC trong kênh pha đình Rayleigh với một độ lợi công suất trung bình  $g(z)$ , tức là:

$$BER_{R-Ln,QPSK,microMRC} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} BER_{Rayleigh,QPSK,MRC} \exp(-z^2) dz \quad (3.8)$$

trong đó BER của tín hiệu QPSK ( $M = 4$ ) trong kênh AWGN là [26, 38]:

$$BER_{AWGN,MQAM}(p) = \frac{M}{M-1} 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \gamma_s\right) \quad (3.9)$$

với SNR trên ký tự điều chế biên độ cầu phương là  $\gamma_s = 2E_b p / N_0$ . Biểu diễn dạng đóng cho phương trình (3.6) hiện nay vẫn chưa có. Biểu diễn dạng số học thì đòi hỏi phải tính toán phức tạp và mất rất nhiều thời gian bởi vì nó liên quan đến tích phân hai lớp phụ thuộc vào giá trị của hai tham số  $\mu_z$  và  $\sigma_z$ . Một biểu diễn tương đối đơn giản và chính xác cho  $BER_{Rayleigh,QPSK,MRC}$  trong trường hợp của mã hóa Gray được đề xuất bởi Proakis [36, p. 786] như sau:

$$BER_{Rayleigh,QPSK,MRC}(\bar{\gamma}_R) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{\mu}{\sqrt{2-\mu^2}} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4-2\mu^2}\right)^k \right] \quad (3.10)$$

trong đó  $\mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_R}{1+\bar{\gamma}_R}}$  và  $\bar{\gamma}_R$  là SNR trung bình của ký tự trên một kênh.

Động lực của việc thay đổi biến  $x \rightarrow g(z)$  trong phương trình (1.13) có thể được lý giải từ các quan sát rằng tích phân trong phương trình (3.8) có thể được xấp xỉ chính xác khi sử dụng đa thức toàn phương Gauss - Hermite, tức là:

$$BER_{R-Ln,QPSK,microMRC} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{N_p} w_n BER_{Rayleigh,QPSK,MRC}(g(a_n)) + R_{N_p} \quad (3.11)$$

trong đó  $w_n$  và  $\alpha_n$  tương ứng là trọng số và nghiệm của đa thức Gauss - Hermite,  $R_{N_p}$  là phần dư, giá trị của  $R_{N_p}$  giảm khi tăng bậc xấp xỉ  $N_p$ . Phần dư có thể loại bỏ với  $N_p > 12$  [47, 55]. Với  $N_p = 12$ , chúng ta có thể thấy rằng BER được tính toán từ phương trình (3.6) và BER của phương trình (3.11) là hoàn toàn giống nhau.

### 3.1.3. Mô hình phân tập vĩ mô (macro-diversity) trong kênh pha đình phức hợp

#### Mô tả mô hình phân tập vĩ mô

Trong một kịch bản thực tế hơn của môi trường truyền lan vô tuyến lớn hơn, sóng vô tuyến có thể đi theo các đường truyền bị ảnh hưởng của log-normal khác nhau để đến tại nhóm các bộ tán xạ cục bộ. Trong môi trường phân tập vĩ mô này, các kênh lognormal là khác nhau cho các kênh Rayleigh khác nhau, tức là:  $h_{Ln1} \neq h_{Ln2} \neq \dots \neq h_{LnN}$

Do đó, đầu vào bộ thu MRC trong mô hình phân tập vĩ mô sẽ là tổng các tích  $\sum_{l=1}^N h_{Ln1} h_{Rl}$  trong khi mô hình phân tập vi mô lại là  $h_{Ln} \sum_{l=1}^L h_{Rl}$ . Mô hình phân tập vi mô đã đơn giản hóa toán học liên quan đến tính toán PDF của độ lợi công suất của đầu ra bộ kết hợp MRC và đã đưa đến một biểu diễn dạng đóng như trong phương trình (3.5). Trong [10, 11], Tellambura và các đồng nghiệp đã tiến hành các phân tích chi tiết phẩm chất BER và xác suất outage cho kênh phân tập thu MRC sử dụng hàm sinh Moment (Moment Generating Function - MGF) và biến đổi Laplace ngược (ILT) cho mô hình phân tập vi mô. Tuy nhiên, các vấn đề liên quan đến mô hình phân tập vĩ mô chưa được xem xét

trong các công trình này. Và cho đến nay chưa có ai đề cập đến biểu diễn dạng đóng đơn giản cho trường hợp phân tập vĩ mô. Một điểm đáng lưu ý là phân tập trong mô hình phân tập vĩ mô đạt được từ tất cả các đường từ bộ phát đến bộ thu, trong khi phân tập trong mô hình phân tập vi mô thì đạt được chỉ từ các kênh pha đỉnh Rayleigh cục bộ.

Phần tiếp theo, luận án sử dụng hướng tiếp cận gán hàm sinh moment MGF với tính toán số học PDF của độ lợi công suất hệ thống  $p$  của đầu ra bộ thu MRC phân tập vĩ mô. Luận án cũng giới thiệu kỹ thuật biến đổi Laplace ngược để tạo ra biểu diễn dạng đóng cho PDF của độ lợi công suất hệ thống, phương pháp này có thể áp dụng cho trường hợp tổng quát. Tuy nhiên, để đơn giản bài toán, luận án chỉ xem xét sử dụng ILT cho trường hợp hệ thống có 2 nhánh phân tập.

### Ước tính PDF của độ lợi công suất đầu ra từ bộ thu MRC phân tập vĩ mô

Trong mô hình MRC phân tập vi mô, phần tử lognormal của đường truyền Suzuki  $|h_{Ln}|^2$  là chung cho tất cả các nhánh phân tập. Trong mô hình truyền lan phân tập vĩ mô, thì phần tử này lại khác nhau và kênh phân tập nhánh thứ  $l^{th}$  có phân bố Suzuki với các tham số  $(\mu_z, \sigma_z^2)$  được cho trong phương trình (1.12a). Độ lợi công suất  $p$  có MGF được định nghĩa là biến đổi Laplace của PDF:

$$M_{R-Ln}(s) = \int_0^{\infty} e^{-sp} f_{R-Ln}(p) dp \quad (3.12)$$

Bằng cách chèn phương trình (1.14) vào phương trình (3.12) và tính toán thành phần  $\int_0^{\infty} (\cdot) dp$ , phương trình (3.12) được rút gọn thành:

$$M_{R-Ln}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{1 + sg(z)} \exp(-z^2) dz \quad (3.13)$$

Sử dụng xấp xỉ Gauss - Hermite, phương trình (3.13) có thể được xấp xỉ như sau [55]:

$$M_{R-Ln}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{1 + sg(\alpha_n)} + R_{N_p} \quad (3.14)$$

Phương trình (3.14) có thể đạt độ chính xác với giá trị  $N_p = 6$  [47]. MGF

của tổng công suất:

$$Y_{R-Ln} = \sum_{l=1}^N p_l = \sum_{l=1}^N 10^{Z_l/10} = \sum_{l=1}^N |h_{Lnl}|^2 |h_{Rl}|^2$$

với MGF của  $p_l$  như trong phương trình (3.14) là:

$$M_{Y_{R-Ln}}(s) = \prod_{l=1}^N M_{p_l}(s) = \left( \frac{1}{\sqrt{\pi}} \right)^N \prod_{l=1}^N \left( \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{1 + s k_{n_l}(a_n; \mu_{z_l}, \sigma_{z_l})} \right) \quad (3.15)$$

trong đó tương tự với định nghĩa của  $g(a_n)$  trong phương trình (1.13)

$$k_{n_l}(a_n; \mu_{z_l}, \sigma_{z_l}) = \exp\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_{z_l}a_n + \mu_{z_l}}{\xi}\right) \quad (3.16)$$

### Phương pháp xấp xỉ sử dụng gán MGF hai điểm

Mehta và các đồng nghiệp [55] xấp xỉ tổng các biến Suzuki bằng một biến lognormal  $\hat{Y}_{R-Ln} = 10^{0,1\hat{Z}}$  trong đó  $\hat{Z} = N(\hat{\mu}_Z, \hat{\sigma}_Z^2)$ , và  $\hat{\mu}_Z, \hat{\sigma}_Z^2$  là các tham số được tính toán khi gán MGF của  $\hat{Y}_{R-Ln}$  với MGF của tổng các biến Suzuki trong phương trình (3.15) tại hai giá trị thực dương khác nhau  $s_1$  và  $s_2$ . Hệ hai phương trình phi tuyến tức thời được sử dụng để tính  $\mu_z$  và  $\sigma_z^2$  sử dụng hàm Matlab *fsolve*. Ước tính  $\mu_z$  và  $\sigma_z^2$  có thể đạt được tốt hơn nữa bằng cách tăng bậc của tích phân Hermite  $N_p$ . Trong [55], Mehta đã kết luận rằng  $(s_1, s_2) = (0,001; 0,005)$  cho phép gán tốt tại điểm đầu của hàm phân bố tích lũy (cdf) và hai điểm  $(s_1, s_2) = (0,001; 0,005)$  cho phép gán tốt tại phần đuôi của cdf.

Tighe và Ha [37] xấp xỉ tổng các biến ngẫu nhiên Suzuki bằng một biến ngẫu nhiên Suzuki bằng cách gán trực tiếp các giá trị của  $\mu$  và  $\sigma^2$ . Tuy nhiên, trong mô hình kênh Suzuki, phần pha đỉnh Rayleigh phụ thuộc vào phần lognormal và phần lognormal này được xác định là duy nhất trong toàn bộ đường truyền pha đỉnh.

Điểm yếu trong việc sử dụng phương pháp gán MGF tại hai điểm đó là nó rất nhạy với việc lựa chọn các điểm gán cũng như với các giá trị khởi đầu của  $\hat{\mu}_z$  và  $\hat{\sigma}_z^2$  khi sử dụng hàm Matlab *fsolve*. Hơn nữa, như sẽ phân tích ở sau này, phương pháp này không đảm bảo giữ nguyên công suất tín hiệu khi qua bộ kết hợp MRC.

## Phương pháp xấp xỉ sử dụng gán MGF một điểm và MRC không tổn hao

Độ tin cậy của phương pháp gán MGF hai điểm trong phần trước có thể được cải thiện bằng cách gán MGF chỉ tại một điểm, tương đương với một phương trình phi tuyến. Phương trình thứ hai có được bằng cách sử dụng giả thiết bộ kết hợp MRC không bị mất mát. Điều này có nghĩa là độ lợi công suất trung bình hệ thống ở cả hai phía của bộ kết hợp là bằng nhau.

Vì độ lợi kênh lognormal  $h_{Ln}$  phụ thuộc vào khoảng cách truyền lan thông qua các tham số Gauss  $\mu$  và  $\sigma^2$ , để loại bỏ sự phụ thuộc này, từ phân tích của mình, luận án phải lựa chọn  $(\mu_{Zl}, \sigma_{Zl}^2)$ ,  $l = 1, 2, \dots, N$ , sao cho độ lợi công suất trung bình của mỗi một nhánh phân tập tại đầu vào của bộ thu MRC là:

$$\exp(\mu_{Zl} + \frac{1}{2}\sigma_{Zl}^2) = 1, \quad l = 1, 2, \dots, N \quad (3.17)$$

Do đó, về mặt lý thuyết MRC sẽ cho độ lợi công suất tương ứng tại đầu ra là:

$$\exp(\hat{\mu}_Z + \frac{1}{2}\hat{\sigma}_Z^2) = N \quad (3.18)$$

Giả thiết trong phương trình (3.18) có thể không thực tế bởi vì các đường phân tập có các khoảng cách khác nhau và kết cấu mạng lưới khác nhau. Tuy nhiên, ở đây, luận án sử dụng giả thiết này để làm đơn giản hóa việc tính toán và mô phỏng.

Phương trình (3.18) cung cấp một phương trình đảm bảo độ tin cậy để thực hiện việc ước tính  $\hat{\mu}_z$  và  $\hat{\mu}_z^2$ . Phương trình còn lại được xây dựng từ việc gán 1 điểm của MGF đầu ra với MGF đầu vào. Vì phương pháp gán MGF hai điểm thường không tin cậy, rất nhạy với việc lựa chọn các điểm gán và không đảm bảo giữ nguyên công suất tín hiệu khi đi qua bộ kết hợp MRC, nên luận án chỉ xem xét gán MGF một điểm kết hợp với giả thiết MRC không mất mát trong phương trình (3.18).

### Xấp xỉ sử dụng phương pháp biến đổi Laplace ngược (ILT)

Phương trình (3.15) được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} M_{Y_{R-Ln}}(s) &= \prod_{l=1}^N M_{X_l}(s) \\ &= \left( \frac{1}{\sqrt{\pi}} \right)^N \left( \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{k_{n_l}(\cdot)[s + k_{n_l}^{-1}(\cdot)]} \right) \left( \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{k_{n_N}(\cdot)[s + k_{n_N}^{-1}(\cdot)]} \right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Rõ ràng, chúng ta có thể sử dụng ILT để tìm PDF của độ lợi công suất đầu ra  $p$  từ phương trình (3.19). Để tận dụng việc đơn giản hóa tính toán nhưng cũng không mất tính tổng quát, chúng ta có thể giả thiết phân bố trong  $N$  nhánh phân tập là giống nhau, tức là:

$$f_{R-Ln,macroMRC}(p) = ILT \left( \frac{1}{\sqrt{\pi}} \right)^N \left( \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{k_n(\cdot)[s + k_n^{-1}(\cdot)]} \right)^N$$

Với trường hợp đơn giản  $N = 2$ ,  $f_{R-Ln,macroMRC}(p)$  được cho bởi phương trình (3.20) và phương trình (3.21):

$$\begin{aligned} f_{R-Ln,macro,MRC}(p) &= ILT \frac{1}{\pi} \left( \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n^2}{k_n^2(\cdot)[s + k_n^{-1}(\cdot)]^2} \right) \\ &\quad + \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n w_{\neq n}}{k_n k_{\neq n}(\cdot)[s + k_n^{-1}(\cdot)][s + k_{\neq n}^{-1}(\cdot)]} \end{aligned} \quad (3.20)$$

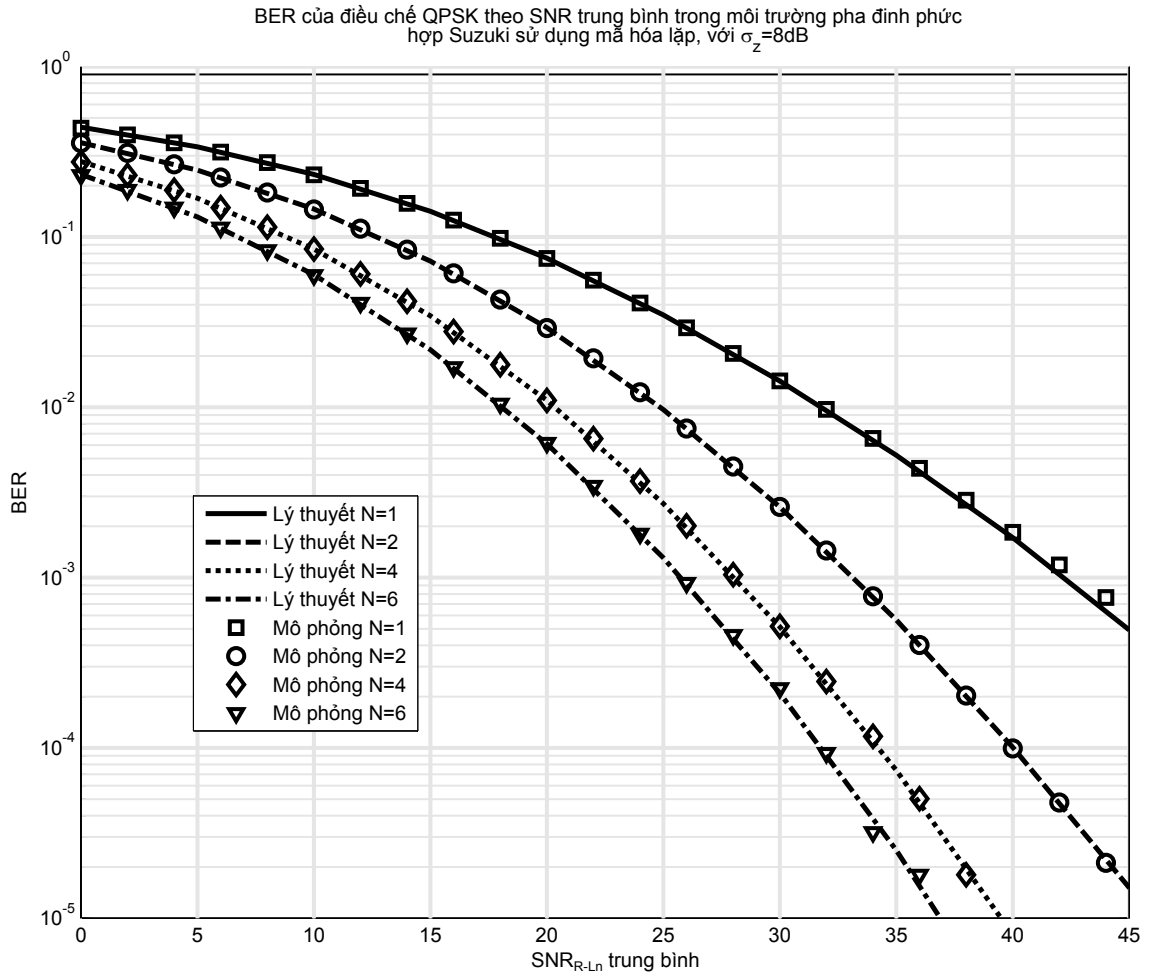
$$f_{R-Ln,macroMRC}(p) = \frac{1}{\pi} \left( \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n^2}{k_n^2(\cdot)} p e^{-p/k_n} + \sum_{n=1}^{N_p} w_n w_{\neq n} \frac{e^{-p/k_n} - e^{-p/k_{\neq n}}}{[k_n(\cdot) - k_{\neq n}(\cdot)]} \right) \quad (3.21)$$

Phương pháp *ILT* trong thực tế cho ta kết quả chính xác nhưng lại có yếu điểm đó là độ phức tạp trong việc khai triển tổng các tích trong phương trình (3.19) thành các phần tử có bậc thấp hơn theo các ILT chuẩn. Cuối cùng từ phương trình (3.21), ta có thể tính toán BER của mô hình phân tập vĩ mô là:

$$BER_{R-Ln,QPSK,macroMRC} = \int_0^{\infty} BER_{AWGN,QPSK}(p) f_{R-Ln,macroMRC}(p) dp \quad (3.22)$$

### 3.1.4. Các kết quả mô phỏng và số học

Mô phỏng Monte - Carlo cho BER của QPSK sử dụng bộ thu MRC phân tập vi mô



Hình 3.2: BER lý thuyết (đường liền nét) và BER mô phỏng Monte - Carlo (đường hình sao) của tín hiệu QPSK mã hóa Gray sử dụng mô hình MRC phân tập vi mô trong kênh pha đỉnh phức hợp Rayleigh - Lognormal.

Độ lợi của hệ thống pha đỉnh trong mô hình phân tập vi mô được cho trong phương trình (3.3) trong đó vec tơ đầu vào bộ thu MRC  $\mathbf{h}$  được định nghĩa trong phương trình (3.1). Vec tơ tín hiệu thu được,  $\mathbf{y}$ , được tính toán từ phương trình hệ thống (3.1) với tín hiệu ký tự QPSK,  $\mathbf{x}$ . Đầu ra ước lượng cân bằng từ MRC,

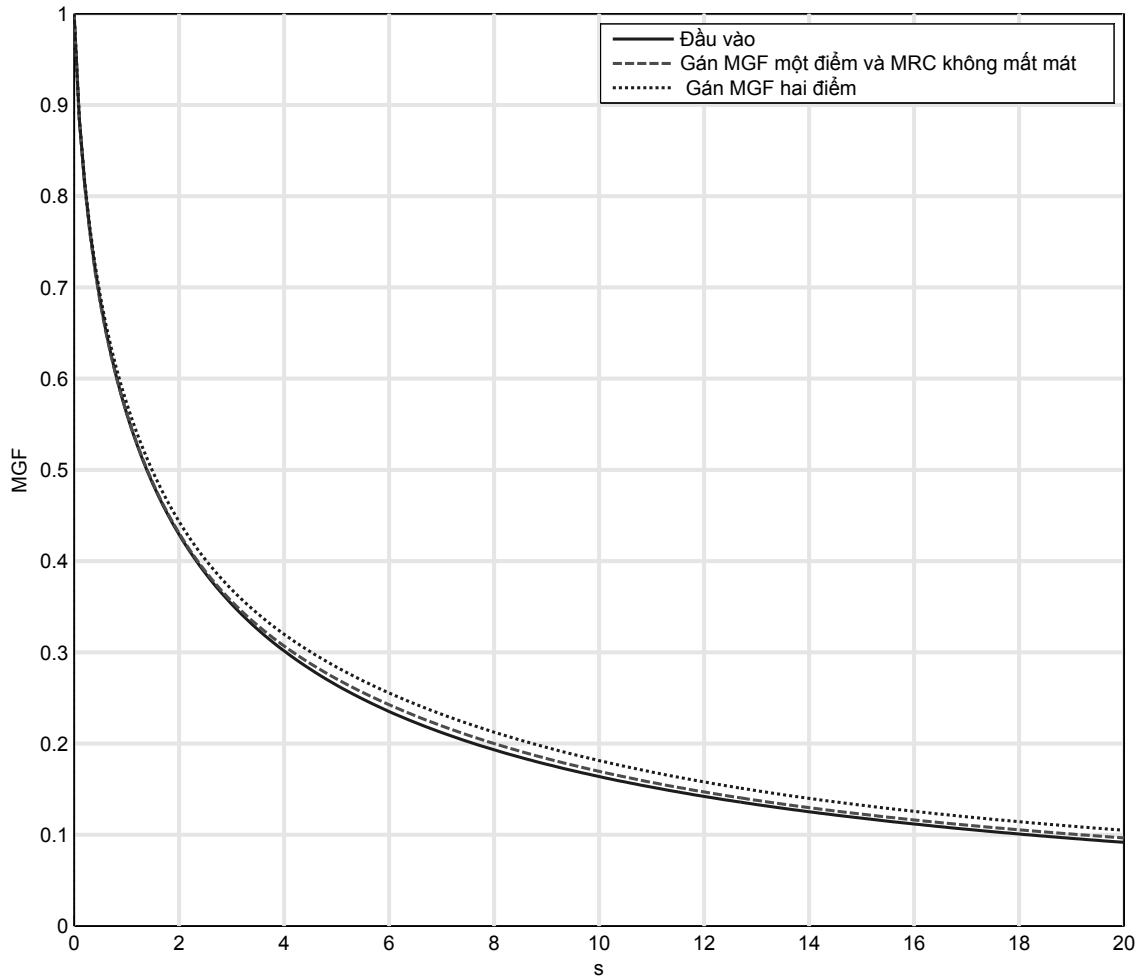
$\hat{y}(t)$ , được sử dụng để phát hiện ký tự QPSK, được tính toán theo phương trình (3.2). Trong phần mô phỏng này, tín hiệu QPSK được tạo ra từ các bit nhị phân mã hóa Gray. Đầu vào MRC trong mô hình phân tập vi mô là  $h_{Ln} \sum_{l=1}^N h_{Rl}$  như trong phương trình (3.3) trong khi trong mô hình phân tập vĩ mô, thì đầu vào là tổng các tích  $\sum_{l=1}^N h_{Ln} h_{Rl}$ . Hình 3.2 minh họa đường BER lý thuyết được tính từ phương trình (3.11) và BER mô phỏng Monte - Carlo sử dụng mô hình phân tập vi mô theo hàm của SNR ký tự trung bình,  $\bar{\gamma}_{R_{Ln}}$ , trong phương trình (1.16) của mỗi một tín hiệu nhánh phân tập vi mô bị ảnh hưởng của pha đỉnh phức hợp Rayleigh - lognormal.

### Ước tính tổng các biến Suzuki trong MRC phân tập vĩ mô

Hình 3.3 cung cấp một sự so sánh trực quan giữa hiệu năng của phép gán MGF hai điểm tại  $(s_1 = 0,05; s_2 = 0,1)$  và phép gán MGF một điểm tại  $s_m = 1$  kết hợp với giả thiết MRC không mất mát cho trường hợp  $N = 2$  biến Suzuki đầu vào. Phương pháp thứ nhất sử dụng hàm Matlab *fsolve* cho ra các kết quả  $\hat{\mu}_z = -3,73$  và  $\hat{\sigma}_z = 7,58$  trong khi phương pháp thứ hai lại cho ra kết quả  $\hat{\mu}_z = -3,88$  và  $\hat{\sigma}_z = 7,74$ .

Lưu ý rằng, việc lựa chọn các giá trị nhỏ cho các điểm gán trong cả hai trường hợp trong Hình 3.3 để đảm bảo sự phù hợp cho phần đuôi của cdf trong đó các biến liên quan đến lognormal và biến lognormal mang hầu hết năng lượng của phân bố. Một điều hiển nhiên là nguyên lý MRC không mất mát và gán một điểm cho ta kết quả gán tốt hơn phương pháp MGF hai điểm. Sử dụng các giá trị của tham số Gauss  $\hat{\mu}_z$  và  $\hat{\sigma}_z$  được tính ở trên cho PDF của biến Suzuki giả thiết cho đầu ra, BER của truyền dẫn QPSK sử dụng bộ thu MRC phân tập vĩ mô tương ứng với hai phương pháp gán MGF được minh họa trong Hình 3.4 cho trường hợp  $N = 2$ . Trong đó, các đường BER lý thuyết được tính theo phương trình (3.22). Từ đồ thị BER, rất dễ dàng nhận thấy phương pháp gán MGF một điểm và MRC không mất mát mà luận án đề xuất cho ta kết quả tốt hơn so với phương pháp gán MGF hai điểm. Hình 3.5 biểu diễn hiệu năng BER của điều chế QPSK sử dụng mô hình MRC phân tập vĩ mô với các bậc phân tập khác nhau với đường BER lý thuyết được tính theo phương trình (3.22). Lưu ý rằng, Hình 3.5 ta có thể chọn điểm gán MGF tại  $s_m = 10$ , tức là khác với điểm

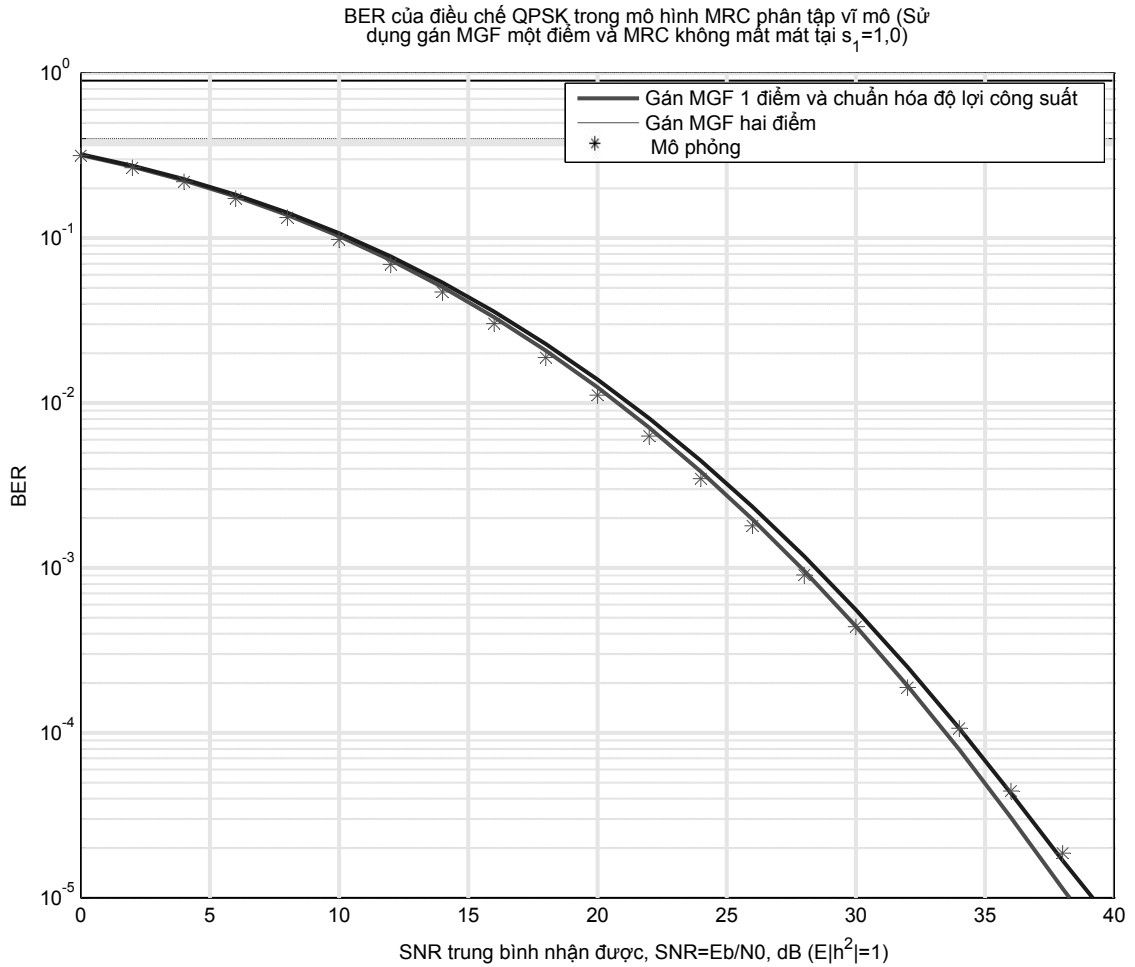




Hình 3.3: So sánh hiệu năng của phương pháp gán MGF hai điểm với phương pháp gán MGF một điểm và MRC không bị mất mát với trường hợp  $N = 2$  biến Suzuki đầu vào.

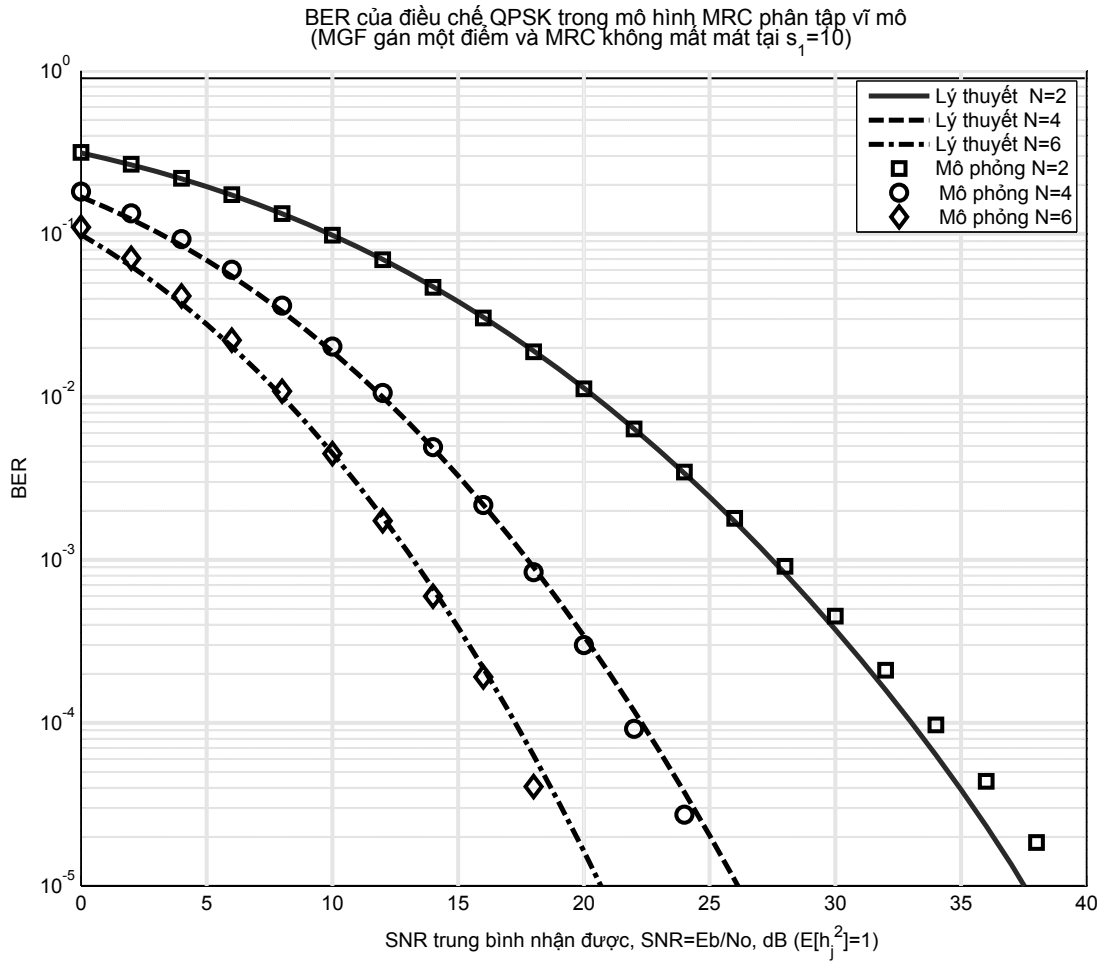
$s_m = 1,0$  trong Hình 3.4 với  $N=2$ , để chứng minh rằng tính ổn định của phương pháp mà luận án đề xuất được đảm bảo bởi định luật bảo toàn năng lượng hay không mất mát khi đi qua bộ kết hợp MRC. Bằng việc so sánh hiệu năng BER trong Hình 3.2 cho mô hình phân tập vi mô với hiệu năng BER trong Hình 3.5 cho mô hình phân tập vĩ mô, ta có thể thấy tại cùng một ngưỡng BER thì mức công suất yêu cầu của mô hình vĩ mô sẽ thấp hơn mức công suất yêu cầu của mô hình vi mô.

Hơn nữa, ta cũng có thể thấy rằng, do ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki nên tại mức phân tập thấp cần một mức SNR tương đối lớn để đạt được ngưỡng



Hình 3.4: So sánh hiệu năng BER của phương pháp gán MGF hai điểm và phương pháp gán MGF 1 điểm và MRC không tổn hao.

BER mong muốn. Cụ thể, với  $BER = 10^{-3}$ ,  $N = 2$  thì SNR xấp xỉ 34dB như trong Hình 3.2 hay 27 dB như trong Hình 3.5. Vì vậy, để cải thiện hiệu năng BER của hệ thống dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki ta có thể tăng mức phân tập hoặc sử dụng các phương pháp mã hóa kênh phù hợp.



Hình 3.5: BER lý thuyết và BER mô phỏng Monte - Carlo của tín hiệu QPSK sử dụng mô hình MRC phân tập vĩ mô trong kênh pha đình phức hợp Rayleigh - lognormal.

### 3.2. Mô hình của pha đình Suzuki tương quan tại bộ thu MRC

Trong mục này, luận án thực hiện việc nghiên cứu mô hình pha đình Suzuki tương quan và đề xuất phương pháp tính PDF của độ lợi công suất tổng các nhánh pha đình Suzuki tương quan khi phía thu sử dụng bộ thu MRC.

Ta có PDF của độ lợi công suất kênh pha đình Suzuki là:

$$f_{R-Ln}(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{1}{x} \exp\left(-\frac{\gamma}{x}\right) \frac{\xi}{x\sigma_z\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{10\log_{10}x - \mu_z}{2\sigma_z^2}\right) dx \quad (3.23)$$

trong đó  $\xi = 10/\ln(10)$  là hệ số chuyển đổi giữa đơn vị dB và net,  $\sigma_z^2$  và  $\mu_z$  là phương sai và trung bình theo đơn vị dB của độ lợi kênh có phân bố lognormal.

Như minh họa trong Hình 1.8, trong mỗi một nhánh phân tập, giao diện giữa sóng lognormal có độ lợi công suất là  $p_{Ln}$  với sóng Rayleigh đa đường có độ lợi công suất là  $p_R$ , chúng ta có  $p_R = p_{Ln}$ . Do đó, chúng ta có ma trận hiệp phương sai của thành phần lognormal tương quan sẽ giống với ma trận hiệp phương sai của thành phần Rayleigh như sau:

$$R_{p_R} \equiv R_{p_{Ln}} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2\rho & \sigma_1\sigma_3\rho^2 & \dots & \sigma_1\sigma_L\rho^{L-1} \\ \sigma_1\sigma_2\rho & \sigma_2^2 & \sigma_2\sigma_3\rho & \dots & \sigma_2\sigma_L\rho^{L-2} \\ \sigma_1\sigma_3\rho^2 & \sigma_2\sigma_3\rho & \sigma_3^2 & \dots & \sigma_3\sigma_L\rho^{L-3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma_1\sigma_L\rho^{L-1} & \sigma_2\sigma_L\rho^{L-2} & \sigma_3\sigma_L\rho^{L-3} & \dots & \sigma_L^2 \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

Một cách tổng quát, phần tử thứ  $(i, j)$  của ma trận trên được xác định như sau:

$$C_{Ln}(i, j) = \sigma_i\sigma_j\rho^{|i-j|} \quad (3.25)$$

trong đó  $\sigma_i^2$  là phương sai của kênh nhánh lognormal thứ  $i$ ,  $\rho$  là hệ số tương quan giữa hai kênh nhánh lân cận,  $L$  là số kênh nhánh phân tập. Hơn nữa,  $\mu_i$  - trị trung bình của kênh nhánh lognormal thứ  $i$  được biểu diễn như sau:

$$\mu_i = e^{\frac{\mu_{Z_i}}{\xi} + \frac{\sigma_{Z_i}^2}{2\xi^2}}$$

Lưu ý rằng,  $\mu_{Z_i}$  và  $\sigma_{Z_i}$  tương ứng là trị trung bình và phương sai của biến Gauss  $Z_i$  dùng để tạo ra kênh con lognormal thứ  $i$ . Do đó, ta có:

$$\sigma_i^2 = e^{\frac{\mu_{Z_i}}{\xi} + \frac{\sigma_{Z_i}^2}{2\xi^2}} \left( e^{\frac{\sigma_{Z_i}^2}{\xi^2}} - 1 \right)$$

Để xây dựng MGF tổng công suất của các biến Suzuki tương quan, chúng ta phải xem xét ma trận hiệp phương sai  $\mathbf{C}_Z$  của các biến Gauss tương quan

được dùng để tạo ra các kênh con lognormal tương quan tương ứng. Như trình bày chi tiết trong phần Phụ lục A, phần tử  $(i, j)$  của  $\mathbf{C}_Z$  tính theo:

$$\mathbf{C}_Z(i, j) = \text{cov}(Z_i, Z_j) = \ln \left( 1 + \frac{\sigma_i \sigma_j \rho_{Ln}^{|i-j|}}{\mu_i \mu_j} \right) \quad (3.26)$$

Tại phía thu, chúng ta sử dụng bộ thu MRC để kết hợp các tín hiệu thu được từ các kênh con. Ta có SNR tại đầu ra của bộ thu MRC như sau:

$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^L \gamma_{R_i} \quad (3.27)$$

trong đó  $\gamma_{R_i}$  là SNR tức thời của kênh con thứ  $i$ ,  $\gamma_{R_i}$  và  $\gamma_{R_j}$  tương quan với nhau  $\forall i, j \in [1, L]$ . Do đó, ta có MGF của PDF  $\gamma_{MRC}$  như sau:

$$\begin{aligned} M_{p,MRC}(s) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(2\pi)^{L/2} |\mathbf{C}_Z|^{1/2}} \prod_{i=1}^L \left( \frac{m}{m + s \exp(z_i/\xi)} \right)^m \\ &\quad \times \exp \left( -\frac{1}{2} (z - \mu_Z)^T \mathbf{C}_Z^{-1} (z - \mu_Z) \right) dz \end{aligned} \quad (3.28)$$

Đặt biến  $z = \sqrt{2} \mathbf{C}_Z^{1/2} u + \mu_Z$ , chúng ta có  $dz = \sqrt{2} \det \mathbf{C}_Z^{1/2} du$ . Thay các giá trị này vào phương trình (3.28), ta có:

$$M_{p,MRC}(s) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\pi^{L/2}} \prod_{i=1}^L \left[ 1 + \frac{1}{m} s \exp \left( \frac{\sqrt{2}}{\xi} \sum_{j=1}^L c_{ij} u_j + \frac{\mu_i}{\xi} \right) \right]^{-m} \exp(-u^T u) du \quad (3.29)$$

trong đó  $c_{i,j}$  là phần tử thứ  $(i, j)$  của ma trận  $\mathbf{C}_Z^{1/2}$  là ma trận được tính từ ma trận  $\mathbf{C}_Z$  sử dụng phép khai triển Cholesky. Sử dụng xấp xỉ Gauss - Hermite, MGF của tổng  $L$  SNR Suzuki tương quan có thể được viết lại như sau:

$$M_{p,MRC}(s, \mu_Z, \mathbf{C}_Z) \approx \sum_{n_L=1}^{N_p} \dots \sum_{n_1=1}^{N_p} \frac{w_{n_1} \dots w_{n_L}}{\pi^{\frac{L}{2}}} \prod_{i=1}^L \left[ 1 + \frac{1}{m} s \exp \left( \frac{\sqrt{2}}{\xi} \sum_{j=1}^L c_{i,j} a_n + \frac{\mu_i}{\xi} \right) \right]^{-m} \quad (3.30)$$

trong đó  $w_n$  và  $a_n$  tương ứng là trọng số và hoành độ (abscissas) của đa thức Gauss - Hermite. Tổng các biến có phân bố Suzuki tương quan có thể được xấp xỉ bởi một biến ngẫu nhiên lognormal  $\hat{Y}_{Ln} = 10^{0.1\hat{X}}$  với  $\hat{X} \sim N(\hat{\mu}_X, \hat{\sigma}_X^2)$ . Tuy

nhiên, trong giới hạn luận án này, luận án đã lựa chọn sử dụng phương pháp biến đổi Laplace ngược đối với trường hợp  $L = 2$  để tính trực tiếp PDF của tổng SNR của hai nhánh Suzuki tương quan với nhau như sau:

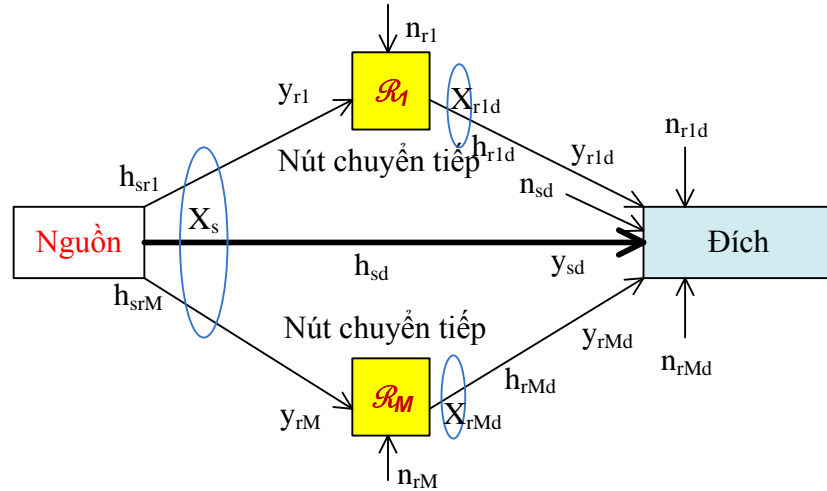
$$f(p) = \text{ILT}\{M_{p,MRC}(s, \mu_Z, \mathbf{C}_Z)\} \quad (3.31)$$

Đặt:  $k(i) = \exp\left(\frac{\sqrt{2}}{\xi} \sum_{j=1}^L c_{i,j} a_n + \frac{\mu_i}{\xi}\right)$ , khi đó ta có:

$$f(p) = \sum_{n_2=1}^{N_p} \sum_{n_1=1}^{N_p} \frac{w_{n_1} w_{n_2}}{\pi} \frac{e^{-p/k(1)} - e^{-p/k(2)}}{k(1) - k(2)} \quad (3.32)$$

### 3.3. Chuyển tiếp phân tập hợp tác AF trong kênh pha đình Suzuki

#### 3.3.1. Giao thức chuyển tiếp hợp tác Khuếch đại - Chuyển tiếp (Amplify and Forward)



Hình 3.6: Mô hình mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác gồm  $M$  nút chuyển tiếp

Hình 3.6 minh họa mô hình đơn giản của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác với  $M$  nhánh chuyển tiếp. Lưu ý rằng,  $x_s, P_s, y_{ij}, h_{ij}$  tương ứng là tín hiệu phát được chuẩn hóa (tức là,  $E(|x|^2) = 1$ ), công suất từ nguồn, tín hiệu thu được,

độ lợi kênh (hay mất mát), tập âm cộng tính trên đường liên kết kênh từ  $i$  tới  $j$ . Tập âm cộng tính có phân bố Gauss với trị trung bình 0 và phương sai  $\sigma^2$ . Trong trường hợp tái sử dụng một CR bị pha đình sâu thành bộ chuyển tiếp, chúng ta chỉ xét giá trị  $M = 1$ . Điều này có nghĩa là một CR chỉ sử dụng một nút chuyển tiếp. Với giả thiết này, tương ứng với Hình 2.5, nguồn chính là các CR đang hoạt động, đích là FC và bộ chuyển tiếp là CR tái sử dụng. Trong giao thức AF, bộ chuyển tiếp hoạt động ở hai pha: pha chuyển tiếp thu và pha chuyển tiếp phát. Trong pha chuyển tiếp - thu, nguồn quảng bá bản tin của mình đến cả bộ chuyển tiếp và đích. Trong pha chuyển tiếp phát, nguồn tạm ngừng hoạt động, bộ chuyển tiếp khuếch đại tín hiệu thu khi nhân một hệ số  $\alpha_r$  với tín hiệu thu và gửi nó đến đích [41]

SNR của tín hiệu được chuyển tiếp tại đích được cho bởi [41]:

$$\gamma_R = \frac{|\alpha_r h_{sr} h_{rd}|^2 P_s}{|\alpha_r h_{rd}|^2 \sigma_{sr}^2} = \frac{\gamma_{sr} \gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \quad (3.33)$$

trong đó  $\gamma_{sr} = \frac{|h_{sr}|^2 P_s}{\sigma_{sr}^2}$ ,  $\gamma_{rd} = \frac{|h_{rd}|^2 P_r}{\sigma_{rd}^2}$ .

Giả thiết rằng tập âm cộng tính là giống nhau cho tất cả các kênh, khi đó chúng ta có SNR không bị pha đình  $\frac{P}{\sigma^2} = SNR_0$  cũng giống nhau trên tất cả các kênh. Kết quả là, độ lợi công suất của kênh chuyển tiếp là:

$$|h_R|^2 = \frac{|h_{sr}|^2 |h_{rd}|^2}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2 + 1/SNR_0} \quad (3.34)$$

Cuối cùng, độ lợi công suất đầu cuối - đến - đầu cuối của mạng vô tuyến chuyển tiếp AF phân tập hợp tác sử dụng bộ thu MRC tại đích là:

$$|h_{AF}|^2 = |h_{sd}|^2 + |h_R|^2 \quad (3.35)$$

### 3.3.2. Đề xuất tính toán xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trên kênh pha đình Suzuki độc lập

Do độ lợi công suất đầu cuối - đầu cuối trong phương trình (3.35) là một hàm liên tục nên xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF có thể được định nghĩa như sau:

$$P_{AF}^{out}(\mu_{th}) = P(|h_{AF}|^2 < \mu_{th}) = F_{|h_{AF}|^2}(\mu_{th}) \quad (3.36)$$

Để tính toán được phương trình (3.36), chúng ta cần biết được PDF của  $|h_{AF}|^2$ . Độ lợi công suất  $|h_R|^2$  trong phương trình (3.34) có thể được biểu diễn bởi một biến Suzuki đơn với các tham số phân bố Gauss ước tính là  $(\hat{\mu}_R, \hat{\sigma}_R^2)$  khi sử dụng phương pháp gán hai điểm sử dụng hàm *fsolve* trong Matlab. Khi đó  $|h_{AF}|^2$  trong (3.35) được xem là tổng công suất của hai biến Suzuki. Như đã trình bày chi tiết trong mục 3.1, PDF của  $|h_{AF}|^2$  có thể được tính toán sử dụng MGF và biến đổi Laplace ngược. Kết quả thu được ta có:

$$M_{|h_{AF}|^2}(s) = \frac{1}{\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{k_{n,sd}(\cdot) [s + k_{n,sd}^{-1}(\cdot)]} \right\} \left\{ \sum_{m=1}^{N_p} \frac{w_m}{k_{m,R}(\cdot) [s + k_{m,R}^{-1}(\cdot)]} \right\} \quad (3.37)$$

Do đó, ta có:

$$\begin{aligned} f_{|h_{AF}|^2}(p) &= \text{ILT} \{ M_{|h_{AF}|^2}(s) \} \\ &= \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} w_n w_m \frac{\left( e^{-p/k_{n,sd}(\cdot)} - e^{-p/k_{m,R}(\cdot)} \right)}{k_{n,sd}(\cdot) - k_{m,R}(\cdot)} \end{aligned} \quad (3.38)$$

trong đó

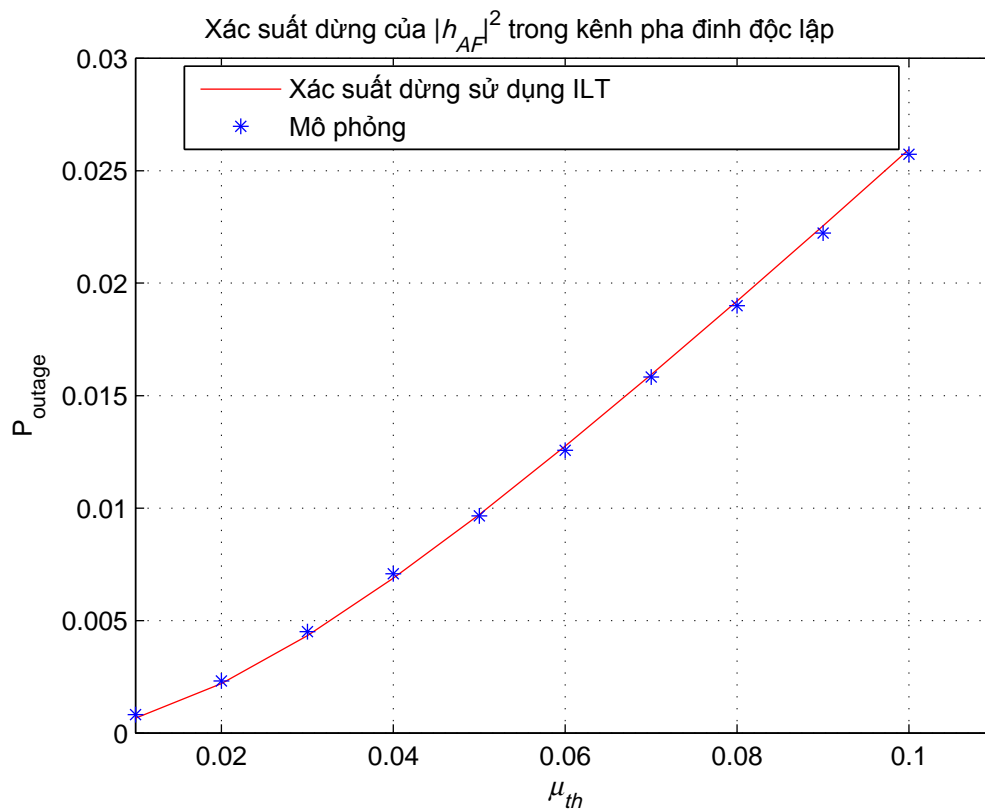
$$\begin{aligned} k_{n,sd}(a_n; \mu_{sd}, \sigma_{sd}) &= 10^{(\sqrt{2}\sigma_{sd}a_n + \mu_{sd})/10} = \exp\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_{sd}a_n + \mu_{sd}}{\xi}\right) \\ k_{m,R}(a_m; \hat{\mu}_R, \hat{\sigma}_R) &= 10^{(\sqrt{2}\hat{\sigma}_R a_m + \hat{\mu}_R)/10} = \exp\left(\frac{\sqrt{2}\hat{\sigma}_R a_m + \hat{\mu}_R}{\xi}\right) \end{aligned}$$

Từ phương trình (3.38), ta có thể tính toán xác suất rớt của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF như sau:

$$\begin{aligned} P_{AF}^{out}(\mu_{th}) &= \int_0^{\mu_{th}} f_{|h_{AF}|^2}(p) dp \\ &= \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n w_m}{k_{n,sd}(\cdot) - k_{m,R}(\cdot)} \left[ k_{n,sd} \left( 1 - e^{-p/k_{n,sd}} \right) - k_{m,R} \left( 1 - e^{-p/k_{m,R}} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.39)$$

Hình 3.7 biểu diễn đường tính xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác dưới ảnh hưởng của pha dinh Suzuki theo tính toán lý thuyết mà luận án đề xuất và so sánh với đường vẽ mô phỏng. Như hình vẽ thể hiện, chúng ta có thể thấy rằng đề xuất tính toán của luận án tương thích tốt với mô phỏng.



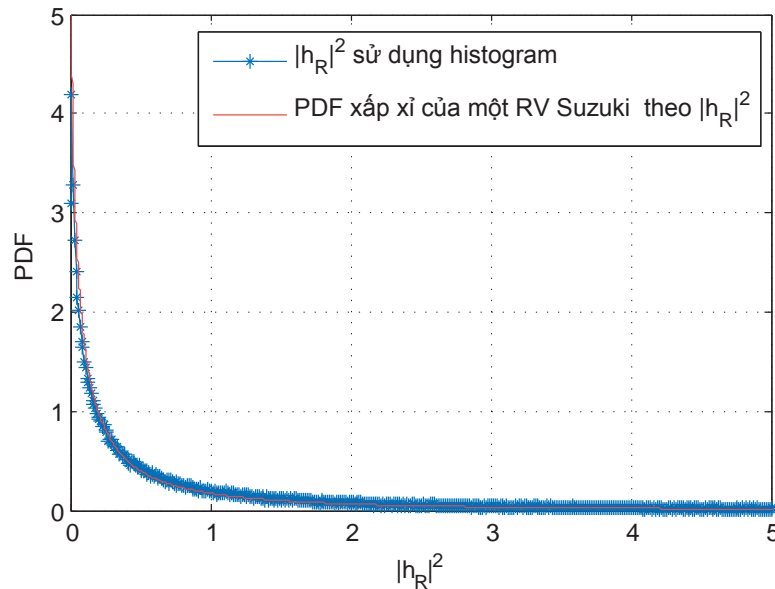


Hình 3.7: Xác suất dừng trong mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF dưới ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki độc lập

### 3.3.3. Đề xuất tính toán xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trên kênh pha đình Suzuki tương quan

#### Phân bố đầu ra của mạng chuyển tiếp AF

Dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki, phân bố thống kê  $|h_R|^2$  có thể được giả thiết có phân bố Suzuki khi cả  $|h_{sr}|^2$  và  $|h_{rd}|^2$  có phân bố Suzuki. Trong Hình 3.8, luận án tạo biến  $|h_{sr}|^2$  với các tham số Gauss  $\mu_{sr} = 0dB$  và  $\sigma_{sr} = 8dB$ , và  $|h_{rd}|^2$  có các tham số Gauss  $\mu_{rd} = 9,0309 dB$  và  $\sigma_{rd} = 8 dB$ , khi đó ta tính được  $|h_R|^2$  từ phương trình (3.34) và PDF của  $|h_R|^2$  sử dụng phương pháp histogram. Sau đó, ta sẽ gán một biến Suzuki có PDF,  $f_{R-Ln}(|h_R|^2)$ , như trong phương trình (1.12a) có các tham số Gauss ước tính được là  $(\hat{\mu}_R, \hat{\sigma}_R^2)$ . Việc ghép hai đường PDF được thực hiện tại hai điểm  $(|h_{R1}|^2, |h_{R2}|^2) = (0,1; 0,2)$  để đưa ra các phương trình phi tuyến tính tức thời và giải hệ phương trình này sử dụng hàm Matlab *fsolve*. Nghiệm của hệ phương trình là  $\hat{\mu}_R = -2,5159 dB$  và  $\hat{\sigma}_R = 6,7813 dB$ . Một cách trực quan từ Hình 3.8, chúng ta có thể kết luận rằng giả thiết trên là chấp nhận được cho trường hợp kênh pha đình Suzuki tương quan.



Hình 3.8: Ghép histogram của  $|h_R|^2$  được tính toán từ (3.34) thành PDF của một biến Suzuki đơn lẻ.

Vì hai kênh phân tập  $h_{sd}$  và  $h_R$  là xấp xỉ với nhau, nên chúng dường như là tương quan với nhau và  $|h_{AF}|^2$  trong (3.35) được xem là tổng công suất của hai biến phân bố Suzuki tương quan. Sử dụng phương trình (3.30) vào mạng chuyển tiếp phân tập AF với  $L = 2$  để tìm ra PDF của  $|h_{AF}|^2$ . Ta có MGF của  $|h_{AF}|^2$  sẽ là:

$$M_{|h_{AF}|^2}(s) = \frac{1}{\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{k_{n,sd}[s + k_{n,sd}^{-1}(\cdot)]} \right\} \left\{ \sum_{m=1}^{N_p} \frac{w_m}{k_{m,R}[s + k_{m,R}^{-1}(\cdot)]} \right\} \quad (3.40)$$

trong đó

$$\begin{aligned} k_{n,sd}(a_n, \mu_{sd}, \sigma_{sd}) &= 10^{\sqrt{2} \sum_{i=1}^2 c_{1i} a_n + \mu_{sd}} \\ &= \exp \left( \frac{\sqrt{2}}{\xi} \sum_{i=1}^2 c_{1i} a_n + \frac{\mu_{sd}}{\xi} \right) \end{aligned} \quad (3.41a)$$

$$\begin{aligned} k_{m,R}(a_n, \hat{\mu}_R, \hat{\sigma}_R) &= 10^{\sqrt{2} \sum_{i=1}^2 c_{1i} a_n + \hat{\mu}_R} \\ &= \exp \left( \frac{\sqrt{2}}{\xi} \sum_{i=1}^2 c_{1i} a_n + \frac{\hat{\mu}_R}{\xi} \right) \end{aligned} \quad (3.41b)$$

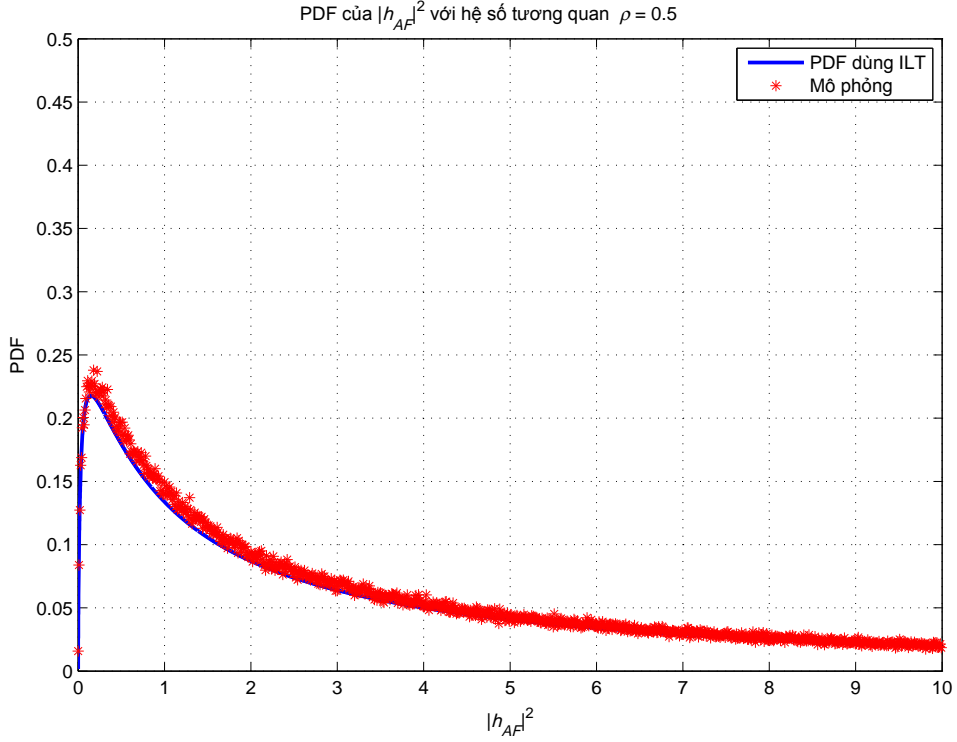
Sử dụng ILT cho phương trình (3.40), ta có PDF của  $|h_{AF}|^2$  là:

$$\begin{aligned} f_{|h_{AF}|^2}(p) &= \text{ILT} (M_{|h_{AF}|^2}) \\ &= \frac{1}{\pi} \sum_{m=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_p} w_m w_n \frac{(e^{-p/k_{n,sd}} - e^{-p/k_{m,R}})}{k_{n,sd}(\cdot) - k_{m,R}(\cdot)} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Hình 3.8 kiểm chứng tính toán đề xuất của luận án khi so sánh với mô phỏng. Như thể hiện trên hình, chúng ta có thể thấy đề xuất tính toán của luận án là phù hợp với mô phỏng.

### Tính toán xác suất dừng của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác trong kênh pha đình Suzuki tương quan

Với PDF of  $|h_{AF}|^2$  được cho bởi (3.42), chúng ta có xác suất dừng trong phương trình (3.39) của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF, tức là mạng tái sử dụng CR ( $S_j, R_i, D$ ) được hình thành bởi CR nguồn  $S_j$ , CR chuyển tiếp



Hình 3.9: PDF của  $|h_{AF}|^2$  tính toán theo lý thuyết khi so sánh với mô phỏng

$R_i$  và FC đích, được cho bởi:

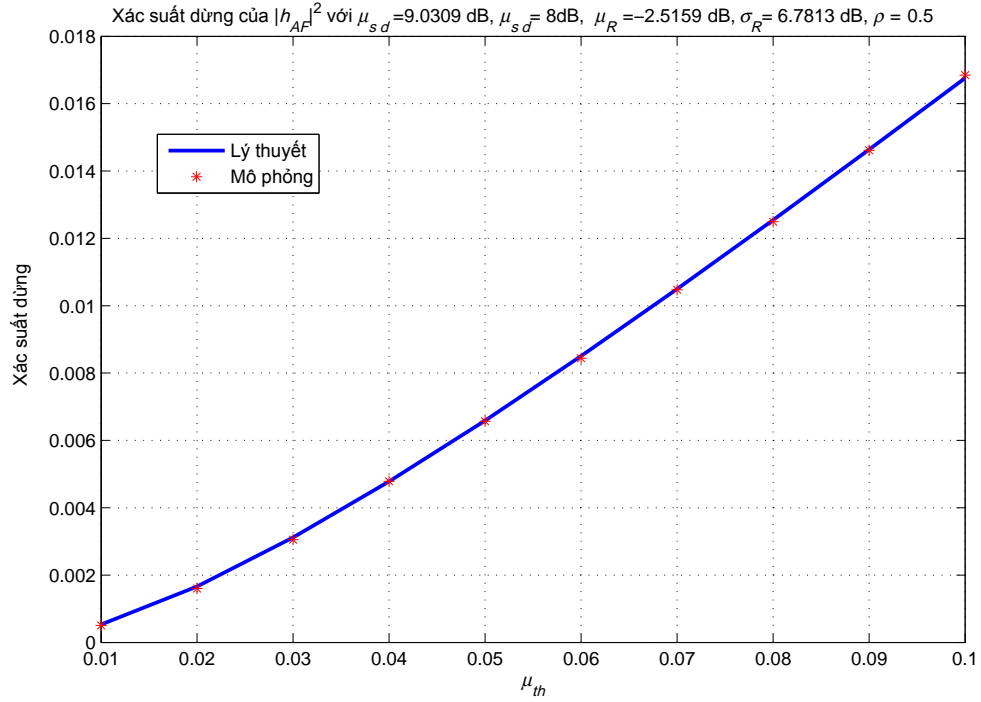
$$P_{|h_{AF}|^2}^{out}(S_j, R_i, \mu_{th}) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{N_p} \sum_{m=1}^{N_p} w_n w_m \left[ 1 - \frac{k_{n,s_j d}(\cdot) e^{-\frac{\mu_{th}}{k_{n,s_j d}(\cdot)}} - k_{m,R_i}(\cdot) e^{-\frac{\mu_{th}}{k_{m,R_i}(\cdot)}}}{k_{n,s_j d}(\cdot) - k_{m,R_i}(\cdot)} \right] \quad (3.43)$$

Với trường hợp một đường bị ảnh hưởng của pha đình Suzuki đơn lẻ  $h_{sd}$  giữa một CR và FC, chúng ta có thể tính toán MGF của độ lợi công suất bằng cách thiết lập giá trị  $L = 1$  và  $\rho_{LN} = 0$  trong phương trình (3.30) hoặc trực tiếp từ [12]. Do đó,

$$M_{|h_{sd}|^2}(s, \mu_{sd}, \sigma_{sd}) \approx \sum_{n=1}^{N_p} \frac{w_n}{\sqrt{\pi}} \left[ 1 + \exp \left( \frac{\sqrt{2}}{\xi} \sigma_{sd} a_n + \frac{\mu_{sd}}{\xi} \right) \right]^{-1} \quad (3.44)$$

Thực hiện biến đổi Laplace ngược cho phương trình (3.44), chúng ta có:

$$f_{|h_{sd}|^2}(p) = \text{ILT} (M_{|h_{sd}|^2}(s)) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} w_n \frac{e^{-p/k_{n,sd}}}{k_{n,sd}} \quad (3.45)$$



Hình 3.10: Xác suất dừng của kênh Suzuki tương quan theo mô phỏng và lý thuyết

trong đó  $k_{n,sd} = \exp\left(\frac{\sqrt{2}}{\xi}\sigma_{sd}a_n + \frac{\mu_{sd}}{\xi}\right)$ . Vậy, xác suất dừng của đường liên kết trực tiếp được cho bởi:

$$\begin{aligned}
 P_{|h_{sd}|^2}^{out} &= F_{|h_{sd}|^2} = \int_0^{\mu_{th}} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} w_n e^{-p/k_{n,sd}} dp \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} w_n \left(1 - e^{-\mu_{th}/k_{n,sd}}\right)
 \end{aligned} \tag{3.46}$$

Như minh họa trong Hình 3.10, ta có thể thấy đề xuất tính toán của luận án là phù hợp.

### 3.4. Đề xuất thuật toán gán các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận

Thuật toán ghép cặp CR - nút chuyển tiếp được thực hiện dựa trên việc tìm kiếm xác suất dừng nhỏ nhất của toàn mạng thông báo, tức là:

$$(S_j, R_i) = \arg_{(j,i)} \min \left\{ P_{|h_{AF}|^2}^{out}(S_j, R_i, \mu_{th}) \right\} \quad (3.47)$$

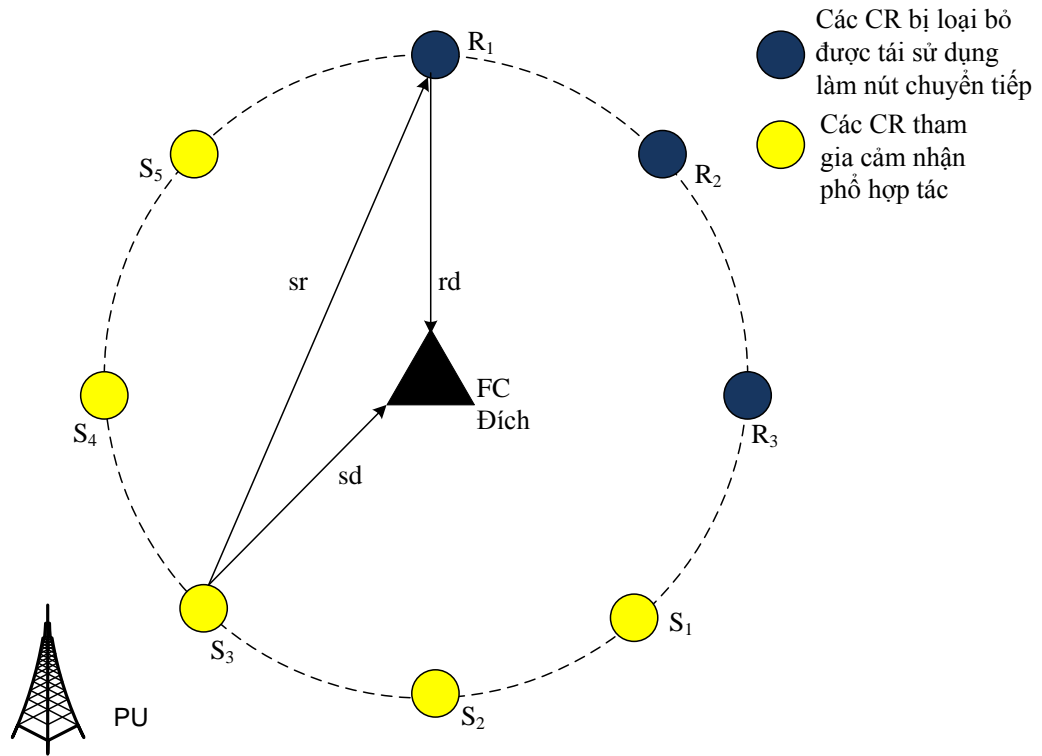
của mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác tạo ra từ mỗi một bộ  $(S_j, R_i)$  được tính toán theo phương trình (3.39) và (3.43) tương ứng cho hai trường hợp kênh Suzuki độc lập và trường hợp kênh Suzuki tương quan. Thuật toán mà luận án đề xuất đơn giản là lựa chọn cặp CR - nút chuyển tiếp sao cho xác suất dừng  $P_{|h_{AF}|^2}^{out}(S_j, R_i, \mu_{th})$  là thấp nhất.

### 3.5. Kịch bản và Kết quả

#### 3.5.1. Kịch bản

Luận án xem xét một mô hình của mạng thông báo vô tuyến nhận thức như minh họa trong Hình 3.11. Trong mô hình này, cả kênh cảm nhận và kênh thông báo đều bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki. Các CR được phân bố đều trên một đường tròn, FC ở chính giữa tâm đường tròn. Cụ thể, các SNRs trung bình của tín hiệu thu được tại 8 CRs là  $SNR_i = [2,8782; 8,3683; 9,3683; 5,1447; 2,0362; -3,458; 0,2434; -6,8987]$  dB, trong đó, phân bố của các SNRs có cùng tham số  $\sigma_{dB} = 8$ dB và ngưỡng được thiết lập bởi FC là  $SNR_{th} = 0,5$  dB. Ở đây, chúng ta cũng giả thiết là đường truyền dẫn giữa các CR và PU bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki. Dựa trên thông tin SNR, FC loại bỏ 3 CRs ( $S_6, S_7, S_8$ ) có SNR trung bình thấp hơn  $SNR_{th}$  ra khỏi quá trình tham gia hợp tác cảm nhận. Khi đó, xác suất phát hiện của mỗi một  $CR_i$  được tính theo công thức (1.28).

Trong pha thông báo, FC gán các CR bị loại bỏ để hoạt động thành các nút chuyển tiếp cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận nhằm cải thiện độ tin



Hình 3.11: Mô hình mô phỏng mạng thông báo để minh họa thuật toán ghép đôi CR - nút chuyển tiếp đề xuất trong luận án

cây truyền dẫn của các kênh thông báo CR đến FC, do đó, hình thành nên mạng chuyển tiếp có 3 đầu cuối với các CR tham gia hợp tác cảm nhận đóng vai trò là nguồn ( $S$ ), các CR bị loại bỏ đóng vai trò là nút chuyển tiếp ( $R$ ), và FC là đích ( $D$ ). Trong trường hợp này, mỗi một nút chuyển tiếp sẽ chỉ hỗ trợ chuyển thông tin của một CR.

Hơn nữa, chúng ta giả thiết rằng các kênh Suzuki trong pha thông báo đều có  $\sigma = 8$  dB và  $\mu$  tỷ lệ với mũ âm của khoảng cách truyền lan,  $d^{-\alpha}$ . Tại khoảng cách  $2d$  trong đó  $d$  là bán kính của đường tròn, chúng ta chuẩn hóa  $\mu_{\text{normalized}} = 0$  dB. Khi đó, trị trung bình  $\mu$  của đường liên kết có độ dài  $d_\mu$  được xác định như sau:

$$\mu = 10 \log 10 \left[ \left( \frac{d_\mu}{2d} \right)^{-\alpha} \right] + \mu_{\text{normalized}} \quad (3.48)$$

Bảng 3.1 cho ta giá trị trung bình của các đường liên kết giữa ( $S_j, R_i$ ). Giả thiết trong môi trường đô thị, chúng ta lựa chọn hệ số suy hao  $\alpha = 3$ . Lưu ý rằng với mô hình mô phỏng trong Hình 3.11,  $\mu_{rd} = \mu_{sd} = 9,0309$  dB được dùng để tính

Bảng 3.1: Giá trị  $\mu$ (dB) của kênh  $(S_j, R_i)$  với  $\mu_{\text{normalized}} = 0$  tại khoảng cách  $2d$ ,  $\alpha = 3$ , tính theo phương trình (3.48)

$CR$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$
$R_1$	1,0313	0	1,0313	4,5154	12,5142
$R_2$	4,5154	1,0313	0	1,0313	4,5154
$R_3$	12,5142	4,5154	1,0313	0	1,0313

Bảng 3.2: Ước tính  $\hat{\mu}_R$  và  $\hat{\sigma}_R$  của  $h_R$  trong mạng chuyển tiếp hợp tác  $(S_j, R_i, D)$  (dB) sử dụng hàm *fsolve* tại hai điểm  $p_1 = 0,1$  và  $p_2 = 0,2$

$CR$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$
$R_1$	-1,7922	-2,5159	-1,7922	0,3847	4,6806
	6,6235	6,7813	6,6235	6,4352	6,6576
$R_2$	0,3847	-1,7922	-2,5159	-1,7922	0,3847
	6,4352	6,6235	6,7813	6,6235	6,4352
$R_3$	4,6806	0,3847	-1,7922	-2,5159	-1,7922
	6,6576	6,4352	6,6235	6,7813	6,6235

toán trong mục 3.3.3. Dựa trên dữ liệu mô phỏng trong Bảng 3.1, các tham số Gauss của  $h_R$  của mỗi một mạng chuyển tiếp phân tập  $(S_j, R_i, D)$  được trình bày trong Bảng 3.2.

### 3.5.2. Các kết quả

#### Các kết quả xét trong môi trường pha đình Suzuki độc lập

Ở đây ta sử dụng giả thiết  $h_R$  và  $h_{sd}$  là hai kênh pha đình có phân bố Suzuki độc lập với nhau. Xác suất dừng của toàn mạng  $(S_j, R_i, D)$  được tính theo phương trình (3.39) được thể hiện trong Bảng 3.3 với ngưỡng tốc độ  $\mu_{th} = 0,1$ . Dựa vào Bảng 3.3, ta có thể lựa chọn ba cặp CR - nút chuyển tiếp  $(S_j, R_i)$  theo tiêu chí



có xác suất dừng thấp nhất. Đó là các cặp  $(S_1, R_3)$ ,  $(S_2, R_2)$  và  $(S_5, R_1)$  tương ứng với các xác suất dừng là 0,0024, 0,0074 và 0,0024 với  $\mu_{th} = 0,1$ . Các kết quả hiển thị trên Bảng 3.3 rất phù hợp với tính toán, tức là quy tắc ghép cặp đơn giản là lựa chọn những cặp đôi có khoảng cách gần nhất.

Do các kênh thông báo giữa các CR và FC bị ảnh hưởng của pha đình cũng như hiện tượng rớt liên kết, các tham số CR gửi tới FC bị ảnh hưởng. Do đó, xác suất phát hiện hiệu dụng từ CR thứ  $j$  đến FC là:

$$P_{De}(j) = P_{D_j} \{1 - P^{out}(j)\} \quad (3.49)$$

trong đó  $P_{D_j}$  là xác suất phát hiện PU ban đầu trong pha cảm nhận được tính theo công thức (1.28), đây cũng chính là xác suất phát hiện được gửi đến FC trong trường hợp kênh thông báo không có mất mát, và  $P^{out}(j)$  là xác suất dừng của kênh giữa CR thứ  $j$  và FC sử dụng chuyển tiếp phân tập (sử dụng phương trình (3.39)) hoặc không sử dụng chuyển tiếp (sử dụng phương trình (3.46)). Có thể dễ dàng nhận thấy rằng, xác suất dừng trong phương trình (3.39) thấp hơn khi sử dụng nút chuyển tiếp khi so sánh với xác suất của cùng đường liên kết nhưng không có nút chuyển tiếp, do đó đã cải thiện được xác suất phát hiện hiệu dụng trong phương trình (3.49) nhận được tại FC. Ở đây, luận án giả sử FC sử dụng quy tắc AND để đưa ra quyết định tổng hợp.

- Trong trường hợp kênh thông báo là lý tưởng, ta có xác suất phát hiện tổng hợp và xác suất phát hiện nhằm tương ứng sẽ là:

$$Q_d = \prod_{i=1}^n P_{di}$$

$$Q_f = \prod_{i=1}^n P_{fi}$$

với  $P_{di}$  được tính theo công thức (1.28) và  $P_{fi}$  được tính theo công thức (1.17).

- Trong trường hợp kênh thông báo bị ảnh hưởng của pha đình Suzuki, ta có:

$$Q_d = \prod_{i=1}^n P_{Dei}$$

$$Q_f = \prod_{i=1}^n P_{fi}$$

với  $P_{Dei}$  được tính theo công thức (3.49).

Bảng 3.3: Ma trận xác suất dừng của mạng chuyển tiếp hợp tác  $(S_j, R_i, D)$  với  $\mu_{th} = 0,1$  trong môi trường pha đỉnh Suzuki độc lập

$CR$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$
$R_1$	0,0074	0,0085	0,0074	0,005	0,0024
$R_2$	0,005	0,0074	0,0085	0,0074	0,005
$R_3$	0,0024	0,005	0,0074	0,0085	0,0074

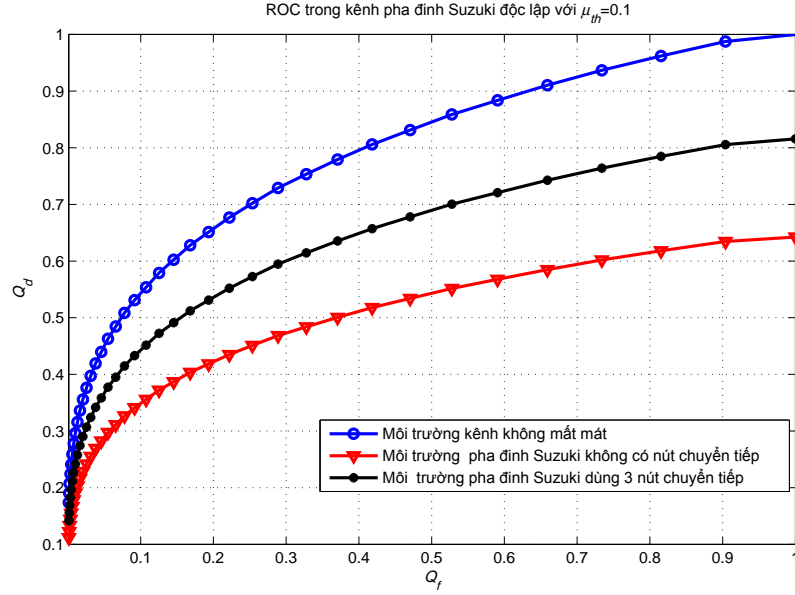
Ở đây, ta có  $n = 5$  tương ứng với 5 CR có khả năng cảm nhận tốt và tham gia hợp tác cảm nhận, gửi thông tin về FC (xem Hình 3.11). Như ta có thể thấy trong Hình 3.12, việc sử dụng nút chuyển tiếp hỗ trợ cho việc truyền thông tin cảm nhận đến FC đã cải thiện đáng kể hiệu năng phát hiện của hợp tác cảm nhận phổ khi so sánh với trường hợp không sử dụng nút chuyển tiếp.

#### Các kết quả xét trong môi trường pha đỉnh Suzuki tương quan

Từ những dữ liệu mô phỏng trong Bảng 3.1, các tham số Gauss của  $h_R$  của mỗi một mạng chuyển tiếp phân tập  $(S_j, R_i, D)$  được trình bày trong Bảng 3.2 và với giả thiết  $h_R$  và  $h_{sd}$  là kênh pha đỉnh có phân bố Suzuki tương quan với nhau. Xác suất dừng của toàn mạng  $(S_j, R_i, D)$  được tính theo phương trình (3.43) được thể hiện trong Bảng 3.4 với ngưỡng tốc độ  $\mu_{th} = 0,1$ .

Tương tự như trong trường hợp Suzuki độc lập, dựa vào Bảng 3.4, chúng ta chọn được ba cặp CR - nút chuyển tiếp  $(S_j, R_i)$  tốt nhất có xác suất dừng thấp nhất. Đó là các cặp  $(S_1, R_3)$ ,  $(S_2, R_2)$  và  $(S_5, R_1)$  tương ứng với các xác suất dừng là 0,0058, 0,0151 và 0,0058. Các kết quả hiển thị trên Bảng 3.4 cũng cho ta thấy trong trường hợp bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki tương quan vẫn đơn giản là lựa chọn những cặp đôi có khoảng cách gần nhất.

Ta cũng có thể dễ dàng nhận thấy, với cùng một bộ tham số  $(\mu, \sigma)$  xác suất dừng trong trường hợp hai kênh là độc lập với nhau thấp hơn so với trường hợp hai kênh tương quan với nhau. Kết quả số liệu phản ánh đúng ảnh hưởng xấu của sự tương quan kênh truyền đối với việc truyền dữ liệu.



Hình 3.12: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác sử dụng CR làm nút chuyển tiếp khi so sánh với trường hợp không có nút chuyển tiếp, ngưỡng rớt  $\mu_{th} = 0,1$ .

Xác xuất phát hiện hiệu dụng từ CR thứ  $j$  đến FC là:

$$P_{De}(j) = P_{D_j} \{1 - P^{out}(j)\} \quad (3.50)$$

trong đó  $P_{D_j}$  là xác suất phát hiện PU ban đầu trong pha cảm nhận được tính theo công thức (1.28), đây cũng chính là xác suất phát hiện được gửi đến FC trong trường hợp kênh thông báo không có mất mát, và  $P^{out}(j)$  là xác suất dừng của kênh giữa CR thứ  $j$  và FC sử dụng chuyển tiếp phân tập (sử dụng phương trình (3.43)) hoặc không sử dụng chuyển tiếp (sử dụng phương trình (3.46)). Có thể dễ dàng nhận thấy rằng, xác suất dừng trong phương trình (3.43) thấp hơn khi sử dụng nút chuyển tiếp khi so sánh với xác suất của cùng đường liên kết nhưng không có nút chuyển tiếp, do đó đã cải thiện được xác suất phát hiện hiệu dụng trong phương trình (3.49) nhận được tại FC. Ở đây, luận án cũng giả sử FC sử dụng quy tắc AND để đưa ra quyết định tổng hợp.

Hình 3.13 biểu diễn các kết quả của đường đặc tính hoạt động bộ thu (ROC) của mạng cảm nhận hợp tác trong ba môi trường khác nhau: các kênh thông báo không mất mát, kênh thông báo pha đỉnh Suzuki tương quan không sử dụng nút chuyển tiếp và kênh thông báo pha đỉnh Suzuki tương quan tái sử

Bảng 3.4: Ma trận xác suất dừng của mạng chuyển tiếp hợp tác ( $S_j, R_i, D$ ) với  $\mu_{th} = 0,1$

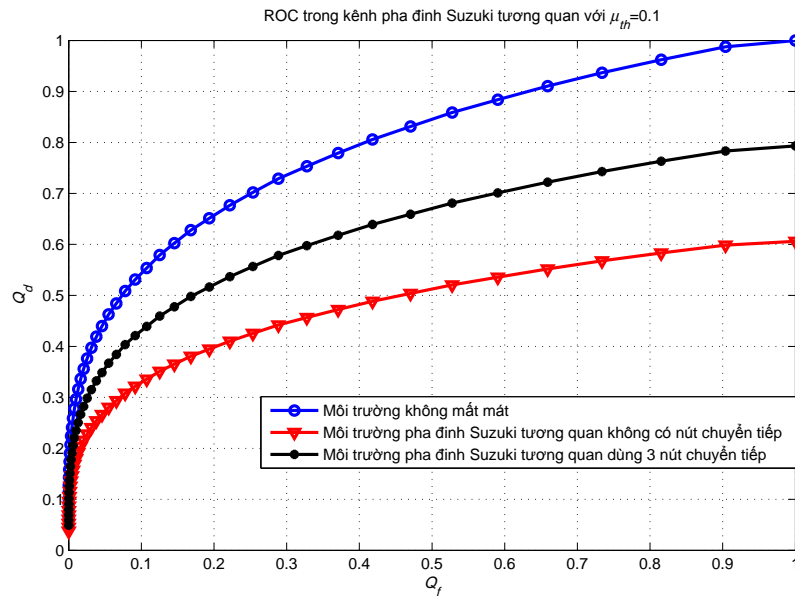
$CR$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$
$R_1$	0,0151	0,0168	0,0151	0,0109	0,0058
$R_2$	0,0109	0,0151	0,0168	0,0151	0,0109
$R_3$	0,0058	0,0109	0,0151	0,0168	0,0151

dụng các CR bị loại bỏ thành các nút chuyển tiếp hỗ trợ truyền tin cho các CR còn lại. Tất cả các đường ROC đều minh họa cho mô hình mô phỏng trong Hình 3.11. Như trong hình vẽ, đường màu đen biểu diễn ROC với 3 nút chuyển tiếp cho hiệu năng phát hiện tốt hơn đường màu đỏ biểu diễn ROC khi không sử dụng nút chuyển tiếp nào. Do đó, chúng ta có thể khẳng định rằng hiệu năng phát hiện của hệ thống được cải thiện khi sử dụng các nút chuyển tiếp hỗ trợ cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận trong việc truyền tin đến FC trên môi trường kênh pha đình.

Hơn nữa, luận án cũng khảo sát ảnh hưởng số lượng các nút chuyển tiếp đối với hiệu năng phát hiện của cảm nhận phổ hợp tác như minh họa trong Hình 3.14. Sử dụng các kết quả đạt được, chúng ta có một tập gồm 3 nút chuyển tiếp có xác suất dừng thấp nhất như trong Bảng 3.4. Chúng ta giảm dần số các nút chuyển tiếp theo thứ tự giảm dần bằng cách loại bỏ nút chuyển tiếp có xác suất dừng cao nhất trong tập. Cụ thể, trong trường hợp sử dụng 2 nút chuyển tiếp để gửi thông tin cảm nhận đến FC, chúng ta sẽ lựa chọn hai cặp ( $S_1, R_3$ ) and ( $S_2, R_2$ ). Trong trường hợp sử dụng một nút chuyển tiếp, ta lựa chọn cặp ( $S_1, R_3$ ). Như kết quả thể hiện trong Hình 3.14, càng nhiều nút chuyển tiếp được sử dụng, thì hiệu năng phát hiện của cảm nhận phổ hợp tác càng được cải thiện.

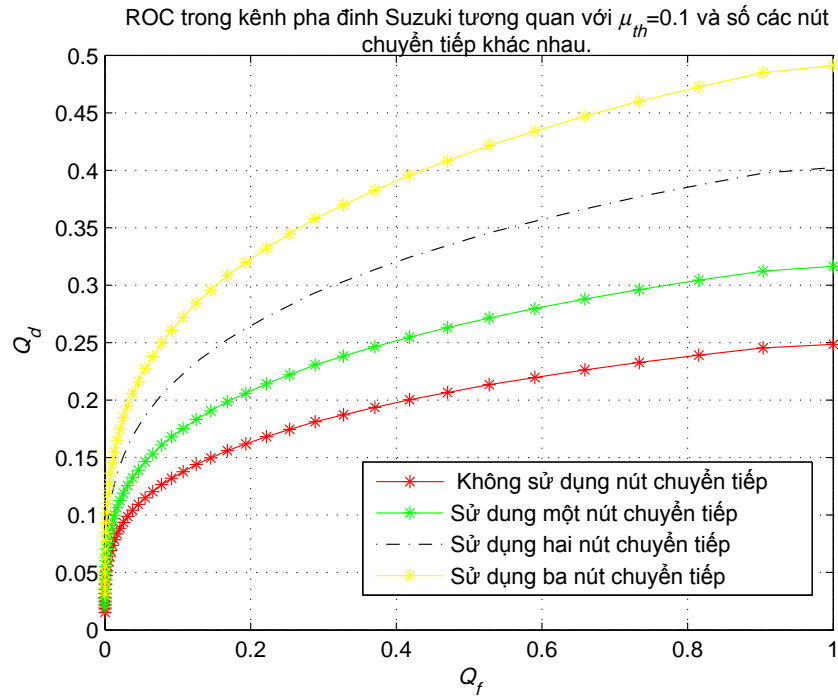
### 3.6. Kết luận chương

Trong chương này, luận án đã tập trung nghiên cứu hiệu năng cảm nhận phổ của mạng vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của pha đình Suzuki. Luận án đã có những đề xuất đóng góp như sau:



Hình 3.13: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki tương quan khi sử dụng và không sử dụng các CR kém thành các nút chuyển tiếp, ngưỡng rớt  $\mu_{th} = 0,1$ .

- Đề xuất một mô hình MRC phân tập vĩ mô cho kênh pha đỉnh phức hợp Rayleigh - Lognormal. Có thể thấy rằng, mô hình phân tập vĩ mô cho BER thấp hơn nhiều so với mô hình phân tập vi mô do thực tế là nó có khả năng cung cấp một phân tập toàn cục.
- Đề xuất thành công phương pháp gán MGF một điểm và MRC không mất mát cũng như phương pháp ILT để ước tính PDF của tổng các biến ngẫu nhiên Suzuki. Luận án sử dụng đa thức Gauss - Hermite để xấp xỉ các tích phân nhằm tạo ra biểu diễn toán học nhanh và phù hợp đối với BER của điều chế QPSK trong các kênh pha đỉnh phân tập vĩ mô.
- Nghiên cứu mô hình kênh Suzuki tương quan và đề xuất phương pháp sử dụng biến đổi Laplace ngược để tính PDF của tổng các độ lợi công suất tại đầu ra của bộ thu MRC trong trường hợp có hai nhánh phân tập Suzuki tương quan với nhau.
- Đề xuất phương pháp tính xác suất phát hiện cục bộ của vô tuyến nhận thức trong môi trường pha đỉnh Suzuki sử dụng xấp xỉ Gauss - Hermite.



Hình 3.14: Hiệu năng cảm nhận của mạng cảm nhận phổ hợp tác khi thay đổi số lượng CR được gán làm nút chuyển tiếp, ngưỡng rớt  $\mu_{th} = 0,1$ .

Phương pháp này giúp ta cải thiện tốc độ trong tính toán khi so sánh với các phương pháp được đề xuất trước đó.

- Xem xét mạng chuyển tiếp phân tập hợp tác AF trong môi trường pha đỉnh Suzuki độc lập cũng như tương quan. Đối với phần này, luận án đã đề xuất phương pháp tính toán tham số đánh giá mạng, xác suất dừng,  $P_{out}$ , trong cả hai trường hợp Suzuki độc lập và Suzuki tương quan.
- Đề xuất thuật toán loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu và tái sử dụng các CR này thành các nút chuyển tiếp hỗ trợ truyền tin cho các CR tham gia hợp tác cảm nhận gửi thông tin cảm nhận đến FC.
- Đề xuất phương pháp ghép các cặp CR - nút chuyển tiếp dựa trên tiêu chí lựa chọn các đường liên kết có xác suất dừng nhỏ nhất.
- Xây dựng một mô hình mô phỏng để kiểm chứng các kết quả đề xuất nêu trên.

## KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

### Kết luận của luận án

Như vậy với mục tiêu đã đặt ra trước đó, luận án đã hoàn thành được những nội dung liên quan đến việc tìm hiểu các phương pháp nâng cao hiệu năng cảm nhận dưới ảnh hưởng của kênh pha đỉnh, đặc biệt tập trung đi nghiên cứu về pha đỉnh phức hợp Rayleigh-lognormal hay còn gọi là pha đỉnh Suzuki, tính toán hiệu năng phát hiện của vô tuyến nhận thức dưới ảnh hưởng của môi trường pha đỉnh Suzuki và đề xuất biện pháp nhằm nâng cao độ tin cậy trong việc truyền thông tin cảm nhận từ CR đến FC trong điều kiện môi trường vô tuyến bị ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki.

Trên *kênh cảm nhận*, luận án đã đề xuất phương pháp phát hiện và loại bỏ các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh che khuất tương quan dựa trên phương pháp đánh giá ma trận hiệp phương sai. Trên *kênh thông báo*, luận án đề xuất tái sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu và bị loại bỏ ra khỏi quá trình cảm nhận hợp tác làm nút chuyển tiếp hỗ trợ các CR chuyển thông tin cảm nhận đến FC.

Đối với *ảnh hưởng của pha đỉnh Suzuki lên hiệu năng phát hiện phổ cục bộ*, luận án đã đề xuất phương pháp tính toán xác suất phát hiện ở dạng đóng sử dụng hàm xấp xỉ Gauss - Hermite. Khi so sánh với phương pháp khác, đề xuất của luận án cho phép tính nhanh hơn và ít phức tạp hơn.

Đối với *cải thiện hiệu năng cảm nhận hợp tác trong môi trường pha đỉnh Suzuki trong kênh thông báo*, luận án sử dụng đề xuất phương pháp tái sử dụng các CR bị ảnh hưởng của pha đỉnh sâu làm các relay hỗ trợ truyền thông tin

cảm nhận các CR tham gia cảm nhận đến FC. Luận án đã đề xuất thuật toán lựa chọn các cặp CR - nút chuyển tiếp dựa trên tham số xác suất dừng của đường liên kết tổng giữa CR - nút chuyển tiếp - FC với giả thiết FC sử dụng bộ thu MRC. Luận án cũng đã đề xuất tính toán xác suất dừng này cho cả hai môi trường pha đỉnh Suzuki độc lập và pha đỉnh Suzuki tương quan. Từ đó, xây dựng một kịch bản mô phỏng để cho thấy việc sử dụng các nút relay trong việc hỗ trợ truyền tin cải thiện hiệu năng cảm nhận hợp tác một cách đáng kể.

### **Những kiến nghị nghiên cứu tiếp theo**

1. Tối ưu hóa việc lựa chọn số người dùng CR tham gia hợp tác cảm nhận dựa trên bài toán trade-off giữa hiệu năng phát hiện hợp tác với overhead của mạng.
2. Tìm phương pháp cải thiện hiệu năng của mạng hướng tới mục tiêu tiệm cận hiệu năng cảm nhận gần sát với hiệu năng cảm nhận trong môi trường lý tưởng của kênh thông báo.
3. Thực thi các nghiên cứu lý thuyết trên hệ thống Test-bed của Vô tuyến nhận thức. Bước đầu đã được thực hiện như trong công trình số 7 của luận án.



## DANH MỤC CÔNG TRÌNH KHOA HỌC CỦA TÁC GIẢ LIÊN QUAN ĐẾN LUẬN ÁN

1. **Dinh Thi Thai Mai**, Trang Cong Chung, Nguyen Quoc Tuan, Dinh-Thong Nguyen (2010), “Improving Cooperative Spectrum Sensing under Correlated Log-Normal Shadowing”, *Proceeding of Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discovery (CyberC)*, pp. 365 - 370.
2. **Dinh Thi Thai Mai**, Nguyen Quoc Tuan, Dinh-Thong Nguyen (2011), “Efficient re-use of CRs under deep fading for improving cooperative sensing performance”, *Proceedings of the 2012 International Conference on Communications and Electronics IEEE Region 10 Conference TENCON 2011*, pp. 479 - 483.
3. **Dinh Thi Thai Mai**, Lam Sinh Cong, Nguyen Quoc Tuan, Dinh -Thong Nguyen (2012), “BER of QPSK using MRC reception in a composite fading environment”, *Proceedings of the 2012 International Symposium on Communications and Information Technologies*, pp. 486 - 491.
4. **Dinh Thi Thai Mai**, Nguyen Quoc Tuan, Lam Sinh Cong, Dinh-Thong Nguyen (2012), “Algorithm for Re-use of Shadowed CRs as Relays for Improving Cooperative Sensing Performance”, *Proceeding of TENCON 2012 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1 - 6.
5. NQ Tuan, DT Nguyen, LS Cong and **DTT Mai** (2013), “Two composite fading models for diversity reception in mobile wireless networks”, *Aus-*

*tralian Journal of Electrical & Electronics Engineering*, vol. 10, No. 4, pp. 417 - 427, (***Tap chí quốc tế Scopus, SCI - indexed***).

6. **Dinh Thi Thai Mai**, Nguyen Nam Hoang, Nguyen Van Hoang and Tran Viet Duc (2013), “Performance of Cooperative Spectrum Sensing over Nakagami Channel”, *Proceeding of National Conference on Electronics and Communications*, pp. 164 - 169.
7. **Thai Mai Dinh Thi**, Quoc-Tuan Nguyen, Khac-Hoang Ngo (2014), “Implementation of Spectrum Sensing Scheme in Software-Defined Radio Testbed”, *Proceedings of The 2014 International Conference on Integrated Circuits, Design, and Verification*, pp. 147 - 151.
8. **Thai-Mai Dinh Thi**, Quoc-Tuan Nguyen and Dinh - Thong Nguyen (2015), “On the Reuse of Shadowed CRs as AF Diversity Relays in Cooperative Spectrum Sensing in Correlated Suzuki Fading Channels”, *IEICE Transactions on Communications*, Vol. E98-B, no. 1, pp. 55 - 68, (***Tap chí quốc tế ISI, SCI - indexed***).
9. **Thai-Mai Dinh-Thi**, Thanh-Long Nguyen, Quoc-Tuan Nguyen (2016), “Selection of Appropriate Number of CRs in Cooperative Spectrum Sensing over Suzuki Fading”, *VNU Journal of Computer Science and Communication Engineering*, Vol. 32, No. 2, pp. 1 - 9.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] A Conti, MZ Win, M Chiani (2007), “Slow adaptive M-QAM with diversity in fast fading and shadowing”, *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 55 (5), pp. 895 - 905.
- [2] A. Fehske, J. Gaeddert, J. Reed (2005), “A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks”, *Proceeding of IEEE DySPAN 2005*, pp. 144 - 150.
- [3] A. Ghasemi and E.S. Sousa (2005), “Collaborative Spectrum Sensing for Opportunistic Access in Fading Environments ”, *Proceedings of IEEE 1st Symposium on Dynamic Spectral Access Networks (DySPAN'05)*, pp. 131 - 136.
- [4] A. Ghasemi and E.S. Sousa (2007), “Opportunistic Spectrum Access in Fading Channels Through Collaborative Sensing”, *Journal of Communications*, Vol. 2 (2), pp. 71 - 82.
- [5] A. Ghasemi and E.S. Sousa (2007), “Asymptotic Performance of Collaborative Spectrum Sensing under Correlated Log-Normal Shadowing ”, *IEEE Communications Letters*, Vol. 11 (1), pp. 34 - 36.
- [6] A. J. Coulson, A. C. Williamson and R. G. Vaughan (1998), “A statistical basis for lognormal shadowing effects in multipath fading channels ”, *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 46 (4), pp. 494 - 502.
- [7] A. L. Drozd, I. P. Kasperovich, C. E. Carroll and A. C. Blackburn (2000), “Computational Electromagnetics Applied to Analyzing the Efficient Utilization of the RF transmission Hyperspace”, *Proceeding of IEEE/ACES Con-*

*ference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, pp. 1077 - 1085.

- [8] A. Sahai, R. Tandra, S. M. Mishra, and N. Hoven (2006), “Fundamental design tradeoffs in cognitive radio systems”, *Proceeding of International Workshop on Technology and Policy for Accessing Spectrum*, No.2, pp. 1 - 9.
- [9] B.F. Lo, I.F. Akyildiz, A.M. Al-Dhelaan (2010), “Efficient recovery control channel design in cognitive radio ad hoc networks”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 59 (9), pp. 4513 - 4526.
- [10] C. Tellabura, A. J. Mueller, and V. K. Bhargava (1995), “BER and outage probability for land mobile satellite channel with maximal ratio combining”, *Electronics Letters*, Vol. 31 (8), pp. 606 - 608.
- [11] C. Tellabura and V. K. Bhargava (1997), “Analysis of M-ary phase-shift keying with diversity reception for land-mobile satellite channels ”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 46 (4), pp. 910 - 922.
- [12] C. Tellambura and A. Annamalai (1999), “A Unified Numerical Approach for Computing the Outage Probability for Mobile Radio Systems”, *IEEE Communications Letters*, Vol. 1(4), pp. 97 - 99.
- [13] D. Cabric, S. Mishra, R. Brodersen (2004), “Implementation issues in spectrum sensing for cognitive radios”, *Proceeding of Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Vol. 1, pp. 772 - 776.
- [14] D. Cabric, A. Tkachenko, R.W. Brodersen (2006), “Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection ”, *Proceedings of the IEEE Military Communications Conference (MILCOM)*, pp. 1 - 7.
- [15] D. Donoho (2006), “Compressed sensing”, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 52, pp. 1289 - 1306.
- [16] D.G. Brennan (2003), “Linear diversity combining techniques”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 91 (2), pp. 331 - 356.

- [17] D. T. Nguyen et al (2011), “Outage Probability Analysis of Cooperative Diversity DF Relay under Rayleigh Fading”, *International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, pp. 116 - 120.
- [18] E. Candes, J. Romberg, T. Tao (2006), “Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information”, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 52, pp. 489 - 509.
- [19] E.J. Candès, J.K. Romberg, T. Tao (2006), “Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements”, *Communications on Pure and Applied Mathematics*, Vol. 59 (8), pp. 1207 - 1223.
- [20] E. Visotsky, S. Kuffner, R. Peterson (2005), “On collaborative detection of TV transmissions in support of dynamic spectrum sharing”, *Proceeding of IEEE DySPAN 2005*, pp. 338 - 345.
- [21] F.F. Digham, M.S. Alouini and M.K. Simon (2003), “On the energy detection of unknown signals over fading channels”, *Proceedings of IEEE International Conference on Communications*, pp. 3575 - 3579.
- [22] F.F. Digham, M.-S. Alouini, M.K. Simon (2007), “On the energy detection of unknown signals over fading channels”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 55, pp.21 - 24.
- [23] F. Zeng, C. Li, Z. Tian (2010), “Distributed compressive spectrum sensing in cooperative multihop cognitive networks”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 5 (1), pp. 37 - 48.
- [24] F. Zeng, Z. Tian, C. Li (2010), “Distributed compressive wideband spectrum sensing in cooperative multi-hop cognitive networks ”, *Proceeding of IEEE ICC 2010*, pp. 1 - 5.
- [25] G. Gourtam, D. Prasun, C. Subhajit (2014), “Simulation and Analysis of Cognitive Radio System Using Matlab”, *International Journal of Next - Generation Networks*, Vol. 6 (2), pp. 31 - 45.
- [26] G. J. Foschini and J. Salz (1983), “Digital Communications over fading radio channels”, *Bell System Technical Journal*, pp. 429 - 456.

- [27] H. Hashemi (1993), “The indoor radio propagation channel”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 81 (7), pp. 943 - 968.
- [28] H. Suzuki (1977), “A statistical model for urban radio propagation”, *IEEE Transaction on Communications*, Vol. 25 (7), pp. 673 - 680.
- [29] H. Tang (2005), “Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems”, *Proceeding of IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 151 - 159.
- [30] H. Urkowitz (1967), “Energy detection of unknown deterministic signals”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 55, pp. 523 - 531.
- [31] I.F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M.C. Vuran, S. Mohanty (2006), “NeXt generation/ dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks:a survey”, *Elsevier Press, Computer Networks*, Vol. 50 (13), pp. 2127 - 2159.
- [32] I.F. Akyildiz, W.-Y. Lee, K.R. Chowdhury (2009), “CRAHNS: cognitive radio ad hoc networks”, *Ad Hoc Networks*, Vol. 7, pp 810 - 836.
- [33] I. F. Akyildiz, Brandon F. Lo, Ravikumar Balakrishnan (2011), “Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey”, *Physical Communications*, Vol. 4, pp. 40 - 62.
- [34] I.S. Gradshteyn and I.M. Ryzhik (2007), *Table of Integrals Series and Products*, 7th edition, Elsevier Academic Press, London.
- [35] J. Chen, X. Zheng, M. Zhu (2011), “Cooperative Spectrum Sensing Algorithm Based on the Relay”, *Procedia Engineering CEIS*, Vol. 15, pp. 2349 - 2353.
- [36] J.D. Parsons (2000), *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2<sup>nd</sup> Edition, Wiley & Sons, London.
- [37] J. E. Tighe and T. T. Ha (2001), “On the Sum of Multiplicative Chi Square - Lognormal Random Variables”, *Proceedings Globecom* , Vol. 6, pp. 3719 - 3722.

- [38] J. G. Proakis (2001), *Digital Communications*, 3<sup>rd</sup> Edition, McGraw-Hill, New York.
- [39] J. Ma, G. Li, B.H. Juang (2009), “Signal processing in cognitive radio”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 97, pp. 805 - 823.
- [40] J. Mitola III and G. Q. Maguire (1999), “Cognitive radio: making software radios more personal”, *IEEE Personal Communications Magazine*, Vol. 6 (4), pp. 13 - 18.
- [41] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell (2004), “Cooperative diversity in Wireless Communications: Efficient protocols and outage behavior”, *IEEE Transaction on Information Theory*, Vol. 50 (12), pp. 3062 - 3080.
- [42] J. Salo (2007), *A sum-product model as a physical basis for shadow fading*, arXiv:cs/0702098v.
- [43] Ke-Lin Du and M. N. S. Swamy (2010), *Wireless Communication Systems: From RF Subsystems to 4G Enabling Technologies*, Cambridge University Press, New York.
- [44] K Ho-Van, VNQ Bao (2013), “On The Performance of Underlay Relay Cognitive Networks”, *REV Journal on Electronics and Communications*, Vol. 3 (1-2), pp. 12 - 20.
- [45] K. J. Rayliu, Ahmed K. Sadek, Weifeng Su, Andres Kwasinski (2000), *Cooperative Communications and Networking*, Cambridge University Press, London.
- [46] M. Abramowitz and I. A. Stegun (1965), *Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, Dover Publications, New York.
- [47] M. Di Renzo, F. Graziosi, F. Santucci (2008), “A general formula for log-MGF computation: Application to the approximation of Log-Normal power sum via Pearson Type IV distribution”, *Proceedings of IEEE Vehicle Technology Conference*, Vol. 1, pp. 999 - 1003.

- [48] M. Di Renzo, L. Imbriglio, F. Graziosi, F. Santucci (2009), “Distributed data fusion over correlated log-normal sensing and reporting channels: application to cognitive radio networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 8, pp. 5813 - 5821.
- [49] M. Gandetto, A. F. Cattoni, and C. S. Regazzoni (2005), “A distributed approach to mode identification and spectrum monitoring for cognitive radios”, *Proceeding of SDR Forum Technical Conference*, pp. 1 - 6.
- [50] M. Gandetto, A. F. Cattoni, M. Musso, and C. S. Regazzoni (2005), “Distributed cooperative mode identification for cognitive radio applications”, *Proc. International Radio Science Union (URSI)*, pp. 1 - 5.
- [51] M. Gudmundson (1991), “A correlation model for shadow fading in mobile radio”, *Electronics Letters*, Vol.27, pp. 2146 - 2147.
- [52] M. Hamid (2008), *Dynamic Spectrum Access In Cognitive Radio Networks: Aspects of Mac Layer Sensing*, Blekinge Institute of Technology.
- [53] M. Matinmikko, M. Mustonen, H. Sarvanko, M. Höyhty, A. Hekkala, A. Mämmelä, M. Katz and M. Kiviranta (2008), “A Motivating Overview of Cognitive Radio: Foundations, Regulatory Issues and Key Concepts”, *First International Workshop CogART*, pp. 1 - 5.
- [54] M. Patzold (2002), *Mobile Fading Channels*, Wiley & Sons.
- [55] N.B. Mehta, Jingxian Wu, A.F. Molisch and Jin Zhang (2007), “Approximating a Sum of Random Variables with a lognormal”, *IEEE Transaction on Wireless Communications*, Vol. 6 (7), pp. 2690 - 2699.
- [56] N. Khambekar, L. Dong, and V. Chaudhary (2007), “Utilizing OFDM guard interval for spectrum sensing”, *Proceeding of IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 38 - 42.
- [57] Nguyen Quoc Tuan, Dinh Thong Nguyen and Lam Sinh Cong (2013), “A 10-state model for an AMC scheme with repetition coding in mobile wireless networks”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2013:219*, pp. 219 - 233.



- [58] Nguyen Tien Hoa, Nguyen Thanh Hieu, Nguyen Van Duc, Guillaume Gelle, Hyunseung Choo (2013), "Second order suboptimal power allocation for OFDM-based cognitive radio systems ", *KSII Transaction on Internet and Information Systems*, Vol. 8, pp 1 - 6.
- [59] Nguyen T.H, Tran H. M, Nguyen T. H, Van Le T, Nguyen V. K (2014), "Optimal resource allocation for multiusers FDMA-based cognitive radio with mutual interference threshold ", *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, pp. 477 - 481.
- [60] Nguyen H, Liang G.Y, Le V.T (2013), "Full-filling algorithm for power allocation in OFDM-based cognitive radio systems", *9th International Conference on Information, Communications and Signal Processing*, pp. 1 - 5.
- [61] P. Qihang, Z. Kun, W. Jun, and L. Shaoqian (2006), "A distributed spectrum sensing scheme based on credibility and evidence theory in cognitive radio context ", *Proceeding of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1 - 5.
- [62] R. Tandra and A. Sahai (2005), "Fundamental limits on detection in low SNR under noise uncertainty", *Proceeding of IEEE International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*, vol. 1, pp. 464 - 469.
- [63] R. Viswanathan, P. Varshney (1997), "Distributed detection with multiple sensors: part I-fundamentals", *Proceedings of the IEEE*, Vol.85 (5), pp. 54 - 63.
- [64] S. Atapattu, Chintla Tellambura and Hai Jiang (2011), "Energy Detection Based Cooperative Spectrum Sensing in Cognitive Radio Networks", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 10 (4), pp. 1232 - 1241.
- [65] S. Haykin (2005), "Cognitive Radio: Brain-empowered Wireless Communications", *IEEE Journal on Selected Areas of Communications*, Vol. 23 (2), pp. 201 - 220.
- [66] S. Mishra, A. Sahai, R. Brodersen (2006), "Cooperative sensing among cognitive radios", *Proceeding of IEEE ICC 2006*, Vol. 4, pp. 1658 - 1663.

- [67] S. M. Mishra, R. Mahadevappa, and R. W. Brodersen (2007), “Cognitive technology for ultra-wideband/WiMax coexistence”, *Proceeding of IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 179 - 186.
- [68] S.S. Chen, D.L. Donoho, M.A. Saunders (1998), “Atomic decomposition by basis pursuit”, *SIAM Journal on Scientific Computing*, Vol. 20 (1), pp. 33 - 61.
- [69] S. Shankar, C. Cordeiro, and K. Challapali (2005), “Spectrum agile radios: utilization and sensing architectures”, *Proceeding of IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 160 - 169.
- [70] TQ Duong, Vo Bao, Hung Tran, George C Alexandropoulos, Hans-Jurgen Zepernick (2015), “Effect of primary network on performance of spectrum sharing AF relaying”, *IET*, Vol. 48 (1), pp. 25 - 27.
- [71] T. Yucek, H. Arslan (2009), “A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications”, *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, Vol. 11, pp 116 - 130.
- [72] T. Weiss, J. Hillenbrand, and F. Jondral (2003), “A diversity approach for the detection of idle spectral resources in spectrum pooling systems”, *Proceeding of the 48th International Scientific Colloquium*, pp. 37 - 38.
- [73] V Bao, T Duong, D da Costa, G Alexandropoulos, A Nallanathan (2013), “Cognitive Amplify-and-Forward Relaying with Best Relay Selection in Non-Identical Rayleigh Fading”, *IEEE Communication Letters*, Vol. 99, pp. 1 - 4.
- [74] W.C. Lee (1985), “Estimate of Local Average Power of a Mobile Radio Signal”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 34 (1), pp 22 - 27.
- [75] W. Gardner (1988), “Signal interception: a unifying theoretical framework for feature detection”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol.36, pp. 897 - 906.

- [76] W. Saad, Z. Han, M. Debbah, A. Hjørungnes, T. Basar (2009), “Coalitional games for distributed collaborative spectrum sensing in cognitive radio networks”, *Proceeding of IEEE INFOCOM 2009*, pp. 2114 - 2122.
- [77] W. Saad, Z. Han, M. Debbah, A. Hjørungnes, T. Basar (2009), “Coalitional games for distributed collaborative spectrum sensing in cognitive radio networks”, *Proceeding of IEEE INFOCOM 2009*, pp. 2114 - 2122.
- [78] W. Zhang, K. Letaief (2008), “Cooperative spectrum sensing with transmit and relay diversity in cognitive radio networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 7 (12), pp. 4761 - 4766.
- [79] W. Zhang, R. Mallik, K. Letaief (2009), “Optimization of cooperative spectrum sensing with energy detection in cognitive radio networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 12 (8), pp. 5761 - 5766.
- [80] Y. Yuan, P. Bahl, R. Chandra, P. A. Chou, J. I. Ferrell, T. Moscibroda, S. Narlanka, and Y. Wu (2007), “KNOWS: Cognitive radio networks over white spaces”, *Proceeding of IEEE Int. Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 416 - 427.
- [81] Y. Zheng et al (2009), “Cooperative Spectrum Sensing Based on SNR Comparison in Fusion Center for Cognitive Radio ”, *Proceeding of International Conference on Advanced Computer Control*, pp. 212-216.
- [82] Z. Quan, S. Cui, A. Sayed (2008), “Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks ”, *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, Vol. 2, pp. 28 - 40.
- [83] Z. Quan, S. Cui, A. Sayed, H. Poor (2009), “Optimal multiband joint detection for spectrum sensing in cognitive radio networks”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 57, pp. 1128 - 1140.
- [84] Željko Tabakovic, *A Survey of Cognitive Radio Systems*, Post and Electronic Communications Agency, Croatia.
- [85] Z. Tian, G. Giannakis (2007), “Compressed sensing for wideband cognitive radios”, *Proceeding of IEEE ICASSP* , Vol. 4, pp. 1357 - 1360.

- [86] Z. Tian (2008), “Compressed wideband sensing in cooperative cognitive radio networks”, *Proceeding of IEEE GLOBECOM 2008*, pp. 1 - 5.

## PHỤ LỤC. Tính toán ma trận hiệp phương sai $C_Z$ từ ma trận hiệp phương sai $C_{Ln}$

Để đơn giản trong tính toán, chúng ta giả thiết trường hợp  $L = 2$  cho hai kênh lân cận  $h_1$  và  $h_2$ , nhưng các phân tích bên duois có thể được tổng quát hóa cho trường hợp hai kênh không lân cận bất kỳ  $h_i$  và  $h_j$ .

Cho  $h_1$  và  $h_2$  là hai biến ngẫu nhiên có phân bố log-normal và các biến phân bố chuẩn tương ứng là  $Z_1 \sim N(\mu_{Z_1}, \sigma_{Z_1}^2)$  và  $Z_2 \sim N(\mu_{Z_2}, \sigma_{Z_2}^2)$ , nghĩa là

$$h_1 = \exp(\mu_{Z_1}) \exp(X_1) \text{ where } X_1 \sim N(\mu_{Z_1}, \sigma_{Z_1}^2) \quad (\text{A.1a})$$

$$h_2 = \exp(\mu_{Z_2}) \exp(X_2) \text{ where } X_2 \sim N(\mu_{Z_2}, \sigma_{Z_2}^2) \quad (\text{A.1b})$$

Hệ số tương quan giữa  $X_1$  và  $X_2$  là  $\rho_Z$ , chúng ta có:

$$E[h_1] = \exp(\mu_{Z_1}) E(X_1) = \exp\left(\mu_{Z_1} + \frac{1}{2}\sigma_{Z_1}^2\right) \quad (\text{A.2a})$$

$$E[h_2] = \exp(\mu_{Z_2}) E(X_2) = \exp\left(\mu_{Z_2} + \frac{1}{2}\sigma_{Z_2}^2\right) \quad (\text{A.2b})$$

and

$$\begin{aligned} \text{var}[h_1] &= \exp[2\mu_{Z_1} + \sigma_{Z_1}^2] [\exp(\sigma_{Z_1}^2) - 1] \\ &= E[h_1]^2 [\exp(\sigma_{Z_1}^2) - 1] \end{aligned} \quad (\text{A.3a})$$

$$\begin{aligned} \text{var}[h_2] &= \exp[2\mu_{Z_2} + \sigma_{Z_2}^2] [\exp(\sigma_{Z_2}^2) - 1] \\ &= E[h_2]^2 [\exp(\sigma_{Z_2}^2) - 1] \end{aligned} \quad (\text{A.3b})$$

also

$$\begin{aligned} E[h_1 h_2] &= \exp(\mu_{Z_1} + \mu_{Z_2}) E[\exp(X_1 + X_2)] \\ &= \exp(\mu_{Z_1} + \mu_{Z_2}) \exp\left(\frac{1}{2}\sigma_{X_1+X_2}^2\right). \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Vì

$$\sigma_{X_1+X_2}^2 = \text{var}(X_1 + X_2) = \sigma_{Z_1}^2 + 2\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2} + \sigma_{Z_2}^2 \quad (\text{A.5})$$

Nên chúng ta có:

$$E[h_1h_2] = \exp(\mu_{Z_1} + \mu_{Z_2}) \exp\left[\frac{1}{2}(\sigma_{Z_1}^2 + 2\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2} + \sigma_{Z_2}^2)\right] \quad (\text{A.6})$$

(A.6) có thể được sắp xếp lại thành:

$$\begin{aligned} E[h_1h_2] &= \exp\left(\mu_{Z_1} + \frac{1}{2}\sigma_{Z_1}^2\right) \exp\left(\mu_{Z_2} + \frac{1}{2}\sigma_{Z_2}^2\right) \exp(\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2}) \\ &= E(h_1)E(h_2) \exp(\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2}). \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Do đó:

$$\begin{aligned} \text{cov}(h_1h_2) &= E[h_1h_2] - E[h_1]E[h_2] \\ &= E[h_1]E[h_2] \{\exp(\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2}) - 1\} \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Và:

$$\rho_{LN} = \frac{\text{cov}(h_1h_2)}{\sqrt{\text{var}(h_1)\text{var}(h_2)}} = \frac{\{\exp(\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2}) - 1\}}{\sqrt{[\exp(\sigma_{Z_1}^2 - 1)][\exp(\sigma_{Z_2}^2 - 1)]}} \quad (\text{A.9})$$

Cho

$$\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2} = \ln\left(1 + \rho_{LN}\sqrt{[\exp(\sigma_{Z_1}^2 - 1)][\exp(\sigma_{Z_2}^2 - 1)]}\right) \quad (\text{A.10})$$

Ma trận của hai biến log-normal tương quan với nhau  $h_1$  và  $h_2$ , được định nghĩa là:

$$\mathbf{C}_{\text{Ln}} = \begin{bmatrix} \text{var}(h_1) & \rho_{LN}\sqrt{\text{var}(h_1)\text{var}(h_2)} \\ \rho_{LN}\sqrt{\text{var}(h_1)\text{var}(h_2)} & \text{var}(h_2) \end{bmatrix}$$

Sử dụng (A.9) và (A.3) chúng ta có (A.11) như sau:

$$\mathbf{C}_{\text{Ln}} = \begin{bmatrix} E[h_1]^2 [\exp(\sigma_{Z_1}^2 - 1)] & \{\exp(\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2}) - 1\} E[h_1]E[h_2] \\ \{\exp(\rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2}) - 1\} E[h_1]E[h_2] & E[h_2]^2 [\exp(\sigma_{Z_2}^2 - 1)] \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

trong khi ma trận hiệp phương sai của hai biến tương quan  $Z_1$  và  $Z_2$ , được định nghĩa là:

$$\mathbf{C}_Z = \begin{bmatrix} \sigma_{Z_1}^2 & \rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2} \\ \rho_Z\sigma_{Z_1}\sigma_{Z_2} & \sigma_{Z_2}^2 \end{bmatrix}$$

Sử dụng (A.10) chúng ta có (A.12) như sau:

$$\mathbf{C}_z = \begin{bmatrix} \sigma_{Z_1}^2 & \ln \left( 1 + \rho_{LN} \sqrt{[\exp(\sigma_{Z_1}^2) - 1] [\exp(\sigma_{Z_1}^2) - 1]} \right) \\ \ln \left( 1 + \rho_{LN} \sqrt{[\exp(\sigma_{Z_1}^2) - 1] [\exp(\sigma_{Z_1}^2) - 1]} \right) & \sigma_{Z_2}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Chúng ta có thể tổng quát hóa cho trường hợp các kênh không lân cận,  $L > 2$  như sau:

$$c_z(i, j) = \text{cov}(Z_i, Z_j) = \ln \left( 1 + \rho_{LN}^{|i-j|} \frac{\sqrt{\text{var}(h_i)\text{var}(h_j)}}{E(h_i)E(h_j)} \right) \quad (\text{A.13})$$