

BỘ GIÁO DỤC ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP HCM  
KHOA ĐIỆN - ĐIỆN TỬ

PHẠM MINH NAM

NGHIÊN CỨU HIỆU NĂNG MẠNG TRUYỀN THÔNG VÔ  
TUYẾN ĐA CHẶNG TRONG ĐIỀU KIỆN CÔNG SUẤT  
PHÁT HẠN CHẾ

LUẬN ÁN TIẾN SĨ  
NGÀNH: KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ

Tp. Hồ Chí Minh, tháng 10 năm 2021.

**BỘ GIÁO DỤC ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP HCM  
KHOA ĐIỆN - ĐIỆN TỬ**

**PHẠM MINH NAM**

**NGHIÊN CỨU HIỆU NĂNG MẠNG TRUYỀN THÔNG VÔ  
TUYẾN ĐA CHẠNG TRONG ĐIỀU KIỆN CÔNG SUẤT  
PHÁT HẠN CHẾ**

**NGÀNH: KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - 9520203**

Người hướng dẫn khoa học 1: TS. Trần Trung Duy

Người hướng dẫn khoa học 2: PSG.TS. Phan Văn Ca

Phản biện 1:

Phản biện 2:

Phản biện 3:

Tp. Hồ Chí Minh, tháng 10 năm 2021.

## QUYẾT ĐỊNH

V.v giao đề tài luận án và người hướng dẫn NCS khóa 2017 - 2020

### HIỆU TRƯỞNG TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP. HỒ CHÍ MINH

Căn cứ Quyết định số 426/TTg ngày 27 tháng 10 năm 1976 của Thủ tướng Chính phủ về một số vấn đề cấp bách trong mạng lưới các trường đại học và Quyết định số 118/2000/QĐ-TTg ngày 10 tháng 10 năm 2000 của Thủ tướng Chính phủ về việc tổ chức lại Đại học Quốc gia Thành Phố Hồ Chí Minh, tách Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh trực thuộc Bộ Giáo dục và Đào tạo;

Căn cứ Quyết định số 70/2014/QĐ-TTg ngày 10 tháng 12 năm 2014 của Thủ tướng Chính phủ về việc ban hành Điều lệ trường Đại học;

Căn cứ Thông tư số 10/2009/TT-BGDĐT ngày 07/5/2009 của Bộ Giáo dục và Đào tạo về việc Ban hành Quy chế đào tạo trình độ tiến sĩ;

Căn cứ Thông tư số 05/2012/TT-BGDĐT ngày 15/02/2012 của Bộ Giáo dục và Đào tạo về việc sửa đổi, bổ sung một số điều của Quy chế đào tạo trình độ tiến sĩ ban hành kèm theo Thông tư số 10/2009/TT-BGDĐT ngày 07/5/2009 của Bộ trưởng Bộ Giáo dục và Đào tạo;

Xét nhu cầu công tác và khả năng cán bộ;

Xét đề nghị của Trưởng phòng Đào tạo,

### QUYẾT ĐỊNH:

**Điều 1.** Giao đề tài luận án tiến sĩ và người hướng dẫn cho:

Nghiên cứu sinh : **Phạm Minh Nam**

Ngành : **Kỹ thuật điện tử**

Khoá: **2017 - 2020**

Tên luận án : **Nghiên cứu hiệu năng mạng truyền thông vô tuyến đa chặng trong điều kiện công suất phát hạn chế**

Người HD thứ nhất (HD chính): **TS. Trần Trung Duy**

Người HD thứ hai : **TS. Phan Văn Ca**

Thời gian thực hiện : **17/5/2017 đến 17/5/2020**

**Điều 2.** Giao cho Phòng Đào tạo quản lý, thực hiện theo đúng Quy chế đào tạo trình độ tiến sĩ của Bộ Giáo dục & Đào tạo đã ban hành.

**Điều 3.** Trưởng các đơn vị, phòng Đào tạo, các Khoa quản ngành tiến sĩ và các Ông (Bà) có tên tại Điều 1 chịu trách nhiệm thi hành quyết định này.

Quyết định có hiệu lực kể từ ngày ký./.

**Nơi nhận :**

- BGH (để biết);
- Như điều 2, 3;
- Lưu: VT, SDH (4b).



# LÝ LỊCH CÁ NHÂN

## I. Thông tin cá nhân:

Họ và tên: PHẠM MINH NAM

Giới tính: Nam

Ngày sinh: 03/05/1976

Nơi sinh: Thanh Hóa

## II. Quá trình đào tạo:

- † Từ 1994 - 1999: Sinh viên khoa Điện - Điện tử, trường Đại học Bách khoa Tp.HCM.
- † Từ 2000 - 2004: Sinh viên khoa Kỹ thuật Máy tính, trường Đại học Bách Khoa Tp.HCM.
- † Từ 2008 - 2010: Học viên cao học khoa Điện - Điện tử, trường Đại học Bách khoa Tp.HCM.
- † Từ 2017 - Nay: Nghiên cứu sinh khoa Điện - Điện tử, trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM.

## III. Quá trình công tác:

- Từ 1999 - 2010: Công tác tại công ty Ứng dụng Kỹ thuật và Sản xuất TECAPRO, Bộ Quốc phòng.
- Từ 2010 - nay: Giảng viên khoa Điện tử, trường Đại học Công nghiệp Tp.HCM.

Tp. HCM ngày 20/10/2021

Phạm Minh Nam

## LỜI CAM ĐOAN

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

Các số liệu, kết quả nêu trong luận án là trung thực và chưa từng được ai công bố trong bất kỳ công trình nào khác, các trích dẫn được thực hiện theo đúng qui định của bộ giáo dục cũng như nhà trường.

*Tp. Hồ Chí Minh, ngày 20 tháng 10 năm 2021*

(Ký tên và ghi rõ họ tên)

## LỜI CẢM TẠ

Lời đầu tiên, tôi xin chân thành cảm ơn TS. Trần Trung Duy và PGS.TS. Phan Văn Ca đã giúp tôi rất nhiều trong quá trình học tập và tận tình hướng dẫn để tôi hoàn thành luận án.

Tôi xin chân thành cảm tạ các thầy cô trong khoa Điện - Điện tử, các thầy cô phòng Đào tạo sau đại học thuộc trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp. Hồ Chí Minh, đã giúp đỡ và tạo điều kiện cho tôi hoàn thành nhiệm vụ học tập và nghiên cứu.

Tôi xin gửi lời cảm ơn chân thành đến ban Giám hiệu trường Đại học Công nghiệp TP HCM, lãnh đạo khoa Công nghệ Điện tử và các đồng nghiệp trong khoa đã tạo điều kiện cho tôi trong quá trình nghiên cứu sinh.

Tôi xin cảm ơn gia đình đã cổ vũ, động viên về tinh thần cho tôi trong suốt quá trình học tập.

*Tp. Hồ Chí Minh, ngày 20 tháng 10 năm 2021*

(Ký tên và ghi rõ họ tên)

## TÓM TẮT

Luận án trình bày những kết quả nghiên cứu về hiệu năng mạng truyền thông đa chặng vô tuyến nhận thức dạng nền (MUCRN: Multi-hop Underlay Cognitive Radio Networks). Trong mạng MUCRN, các thiết bị phát thứ cấp bị hạn chế công suất phát do sự ràng buộc mức giao thoa tối đa được quy định bởi mạng sơ cấp. Luận án đề xuất và nghiên cứu bốn mô hình hiệu quả khác nhau.

Mô hình đầu tiên là mạng đa chặng thứ cấp được xây dựng từ các trạm thu phát bố trí trong tâm nhìn thẳng, hoạt động cùng với mạng sơ cấp. Trong mạng sơ cấp, các thiết bị được trang bị nhiều anten để nâng cao hiệu năng cho mạng, do đó cũng nâng cao công suất phát của các thiết bị phát thứ cấp. Kết quả cho thấy đây là đề xuất hiệu quả khi đánh giá qua thông số hiệu năng xác suất dừng (OP: Outage Probability) và xác suất nghe lén (IP: Intercept Probability) trong mạng thứ cấp.

Tiếp tục phát triển mô hình thứ nhất, trong mô hình đề xuất thứ hai, các trạm thứ cấp được trang bị nhiều anten để nâng cao hiệu quả chuyển tiếp dữ liệu tại mỗi chặng. Hơn nữa, các trạm thứ cấp phải thu thập năng lượng sóng vô tuyến từ trạm phát năng lượng (PB: Power Beacon) để phục vụ cho hoạt động chuyển tiếp. Với sự xuất hiện của trạm nghe lén trong mạng thứ cấp, luận án nghiên cứu hiệu năng bảo mật với các thông số hiệu năng: xác suất dừng bảo mật (SOP: Secrecy Outage Probability) và xác suất dung lượng bảo mật khác không (PNSC: Probability of Non-zero Secrecy Capacity).

Tiếp theo, trong mô hình đề xuất thứ ba, luận án nghiên cứu giao thức truyền thông cộng tác đa chặng cho các trạm thứ cấp đơn anten, sử dụng kỹ thuật thu thập năng lượng sóng vô tuyến. Giao thức cộng tác đa chặng đề xuất sẽ giúp thông tin có thể đi tắt về trạm đích, bỏ qua một số trạm trung gian, đồng thời nâng cao độ lợi phân tập tại các trạm chuyển tiếp trung gian còn lại và trạm đích. Sau khi so sánh hiệu năng xác suất dừng (OP) của giao thức cộng tác với giao thức truyền tuần tự

thông thường, mô hình đề xuất đã chứng tỏ được những ưu điểm nổi bật. Hơn nữa, luận án cũng đưa ra các bài toán tối ưu để đạt được hiệu năng cao nhất.

Mô hình đề xuất thứ tư nghiên cứu về giao thức chọn đường đi trong mạng lưới nhiều đường MUCRN. Luận án đề xuất và đánh giá hiệu năng bảo mật của ba giao thức BEST, MAXV, RAND qua kênh truyền Rayleigh fading. Dựa vào những giao thức đề xuất, một tuyến MUCRN phù hợp kết nối giữa nguồn và đích được lựa chọn để truyền thông đến điểm đích. Cùng với đề xuất, việc đánh giá ưu nhược điểm của ba giao thức cũng được thảo luận đến dựa theo yêu cầu về thông tin trạng thái kênh truyền (CSI: Channel State Information) khác nhau.

Hiệu năng của các mô hình đề xuất đều được đánh giá bởi mô phỏng và phân tích toán học. Các kết quả mô phỏng kiểm chứng sự chính xác của kết quả phân tích lý thuyết. Hơn nữa, các biểu thức toán học được biểu diễn dưới dạng tường minh, giúp các nhà thiết kế và quy hoạch mạng có thể dễ dàng trong việc đánh giá và tối ưu hệ thống mạng. Bên cạnh đó, các kết quả thu được đã được biện luận thêm để thấy được những ưu điểm nổi bật của các mô hình đề xuất. Cuối cùng, để đúc kết toàn bộ các kết quả nghiên cứu và những đóng góp của luận án, một kết luận tổng thể đã được đưa ra ở chương cuối cùng của luận án.



## ABSTRACT

This thesis presents the research on the performance of the multi-hop underlay cognitive radio networks (MUCRN) in which the secondary transmitters are limited power devices because of the maximum interference constraint required by the QoS of the primary network. In this thesis, the author proposed and studied four different effective models.

In the first model, the secondary and primary networks can access the licensed bands simultaneously. In this model, the data transmission in the secondary network is performed via multi-hop relaying technique, and adjacent single-antenna secondary nodes are placed to have Light-of-Sight. Conversely, the primary transceivers are equipped with multiple antennas, which not only enhances the performance of the primary network but also increases the maximum allowed power of the secondary transmitters. The results present the advantages of the proposed model in improving the end-to-end performances of the secondary network in terms of outage probability (OP) and intercept probability (IP).

Further developing the first model, the second proposed model proposes a multi-hop MIMO cognitive relaying protocol, where the secondary transceivers are equipped with multiple antennas. Furthermore, the secondary transmitters in this model have to harvest the radio frequency originating from a power beacon (PB) for transmitting the source data. Unlike the first model, the main performance metrics are studied in the second model are Secrecy Outage Probability (SOP) and Probability of Non-zero Secrecy Capacity (PNSC).

Next, the third proposed model concerns cooperative transmission protocol in MUCRN employing the energy harvesting technique from the radio frequency. The proposed cooperative multi-hop protocol can enhance the diversity gain for the secondary network when all of the secondary transmitters and receivers have only a

single antenna. Moreover, the proposed cooperative multi-hop approach can skip some intermediate relays, reducing the end-to-end delay time. As presented in the obtained results, the proposed protocol gets much better performance than the corresponding conventional one in terms of OP. Moreover, optimization problems such as the optimal number of hops, optimal fraction of time used for the energy harvesting phase are also investigated.

The last proposed model studies the multi-hop multi-path relaying protocols in UCRN. The three protocols, named BEST, MAXV, and RAND, are presented and evaluated their secrecy performance over Rayleigh fading channel. Based on the above protocols, one of the available paths between the secondary source and secondary destination is selected for the source-destination data transmission. Moreover, discussions about Channel State Information (CSI) requirements are given to compare the complexity of the three proposed methods.

All of the proposed models above are evaluated via both the mathematical analysis and simulation results. The simulation results verify the accuracy of the theoretical ones. Moreover, the analytical results are expressed by closed-form expressions, which can be used efficiently by designers in evaluating and optimizing the considered systems. Also, the additional discussions on the obtained results are given to show clearly the advantages of the proposed models. Finally, the last chapter presents the overall conclusions to summarize the obtained results and the contributions in this thesis.

# MỤC LỤC

LÝ LỊCH CÁ NHÂN.....	i
LỜI CAM ĐOAN.....	ii
LỜI CẢM ƠN.....	iii
TÓM TẮT.....	iv
MỤC LỤC.....	viii
DANH MỤC KÝ HIỆU.....	xiii
DANH MỤC HÀM TOÁN HỌC.....	xvi
DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT.....	xvii
DANH MỤC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ.....	xxi
DANH MỤC BẢNG BIỂU.....	xxv
<b>MỞ ĐẦU.....</b>	<b>1</b>
1. Tính cấp thiết của đề tài.....	1
2. Mục tiêu và nội dung nghiên cứu.....	4
3. Nhiệm vụ nghiên cứu.....	5
4. Phạm vi nghiên cứu.....	5
5. Phương pháp nghiên cứu.....	6
6. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài.....	6
a. Về khoa học.....	6
b. Về thực tiễn.....	7
7. Cấu trúc của luận án.....	7
<b>Chương 1: TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU.....</b>	<b>10</b>
1.1 Giới thiệu.....	10
1.2 Tình hình nghiên cứu.....	10

1.2.1 Các nghiên cứu quốc tế.....	10
1.2.2 Các nghiên cứu trong nước:.....	25
1.3 Kết luận của chương .....	27
<b>Chương 2: CƠ SỞ LÝ THUYẾT.....</b>	<b>28</b>
2.1 Giới thiệu .....	28
2.2 Đặc tả kênh truyền vô tuyến .....	28
2.2.1 Rayleigh fading.....	28
2.2.2 Rician fading .....	29
2.3 Các mô hình truyền thông đa chặng .....	29
2.4 Giao thức truyền thông mạng đa chặng .....	31
2.4.1 Giao thức chuyển tiếp thông tin .....	31
2.4.2 Giao thức truy nhập kênh truyền.....	31
2.5 Chế độ hạn chế công suất phát.....	33
2.6 Khiếm khuyết phản cứng .....	35
2.7 Mạng vô tuyến dạng cụm.....	36
2.8 Bảo mật lớp vật lý .....	37
2.9 Thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin .....	38
2.10 Kết luận của chương .....	40
<b>Chương 3: MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP GỒM CÁC TRẠM THU PHÁT BỐ TRÍ TRONG TẦM NHÌN THẲNG.....</b>	<b>41</b>
3.1 Giới thiệu .....	41
3.2 Mô hình đề xuất .....	42
3.2.1 Tỷ số tín hiệu trên nhiễu tại các trạm thu .....	43
3.2.2 Xác suất dừng và xác suất nghe lén .....	45

3.3 Phân tích hiệu năng .....	45
3.3.1 Xác suất dừng của mạng sơ cấp.....	45
3.3.2 Xác suất dừng của mạng đa chặng thứ cấp .....	47
3.3.3 Xác suất nghe lén trong mạng mục tiêu .....	49
3.4 Các kết quả đạt được .....	50
3.4.1 Ảnh hưởng của tỉ số SNR phát lên mức xuyên nhiễu ở trạm thu sơ cấp ...	50
3.4.2 Xác suất dừng mạng đa chặng thứ cấp.....	51
3.4.3 Xác suất nghe lén trong mạng đa chặng thứ cấp.....	52
3.4.4 Ảnh hưởng của số chặng thứ cấp lên hiệu năng hệ thống .....	52
3.4.5 Ảnh hưởng của phân bố anten phát và thu lên hiệu năng mạng đa chặng thứ cấp.....	54
3.5 Kết luận của chương .....	55
<b>Chương 4: MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP GỒM CÁC TRẠM THU PHÁT ĐƯỢC TRANG BỊ NHIỀU ANTEN VÀ THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG VÔ TUYÊN.....</b>	<b>57</b>
4.1 Giới thiệu .....	57
4.2 Mô hình đề xuất .....	58
4.3 Phân tích hiệu năng .....	61
4.3.1 Công suất trung bình của trạm thứ cấp .....	61
4.3.2 Xác suất dừng bảo mật.....	61
4.3.3 Xác suất dung lượng bảo mật khác không .....	64
4.4 Các kết quả đạt được .....	64
4.4.1 Các yếu tố ảnh hưởng đến công suất phát trung bình .....	65
4.4.2 Các yếu tố ảnh hưởng đến xác suất dừng bảo mật .....	66

4.4.3 Các yếu tố ảnh hưởng đến xác suất dung lượng bảo mật khác không.....	69
4.5 Kết luận của chương .....	71
<b>Chương 5: TRUYỀN TIN CỘNG TÁC TRONG MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP CÓ THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG VÔ TUYẾN.....</b>	<b>72</b>
5.1 Giới thiệu .....	72
5.2 Mô hình đề xuất .....	73
5.3 Phân tích hiệu năng .....	76
5.3.1 Công suất phát trạm thứ cấp.....	76
5.3.2 Truyền thông điểm – điểm.....	77
5.3.3 Truyền thông điểm – đa điểm.....	77
5.3.4 Truyền thông từ nguồn đến đích.....	79
5.3.4.1. Giao thức truyền thông tuần tự qua từng chặng DIRECT .....	79
5.3.4.2. Giao thức truyền thông cộng tác COOP .....	80
5.3.4.3. Số chặng giới hạn tối đa từ nguồn đến đích cuối.....	81
5.4 Những kết quả đạt được .....	81
5.4.1 Ảnh hưởng của số trạm phát năng lượng và số trạm sơ cấp .....	81
5.4.2 Ảnh hưởng của số chặng trong mạng thứ cấp .....	82
5.4.3 Ảnh hưởng của hệ số phân chia thời gian thu hoạch năng lượng .....	85
5.5 Kết luận của chương .....	87
<b>Chương 6: PHƯƠNG THỨC CHỌN ĐƯỜNG ĐI TRONG MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP DẠNG CỤM .....</b>	<b>89</b>
6.1 Giới thiệu .....	89
6.2 Mô hình đề xuất .....	90
6.3 Phân tích hiệu năng .....	92
6.3.1 Xác suất dừng mạng sơ cấp.....	92

6.3.2 Công suất trong mạng thứ cấp.....	93
6.3.3 Xác suất dung lượng bảo mật khác không của MUCRN thứ m.....	93
6.3.4 Các giao thức chọn mạng MUCRN.....	95
6.3.4.1. Giao thức BEST.....	95
6.3.4.2. Giao thức MAXV.....	95
6.3.4.3. Giao thức RAND.....	95
6.4 Các kết quả đạt được.....	96
6.4.1 Ảnh hưởng của công suất phát trạm sơ cấp đến mức hạn chế công suất thứ cấp.....	96
6.4.2 Ảnh hưởng của công suất phát trạm sơ cấp lên xác suất bảo mật khác không ở mạng thứ cấp.....	97
6.4.3 Ảnh hưởng của vị trí trạm nghe lén lên xác suất bảo mật khác không.....	97
6.5 Kết luận của chương.....	98
<b>Chương 7: KẾT LUẬN.....</b>	<b>99</b>
7.1 Kết luận và những đóng góp của luận án.....	99
7.2 Hướng phát triển của luận án.....	102
<b>PHỤ LỤC.....</b>	<b>103</b>
A. PHỤ LỤC CHƯƠNG 3.....	103
B. PHỤ LỤC CHƯƠNG 4.....	109
C. PHỤ LỤC CHƯƠNG 5.....	113
D. PHỤ LỤC CHƯƠNG 6.....	118
<b>TÀI LIỆU THAM KHẢO.....</b>	<b>124</b>
<b>DANH MỤC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA TÁC GIẢ.....</b>	<b>141</b>

## DANH MỤC KÝ HIỆU

Ký hiệu	Ý nghĩa
Chữ thường	Biểu diễn từ viết tắt ở chỉ số ( $C_{sec}$ : secrecy, $C_{e2e}$ : end-to-end,...)
Chữ thường in nghiêng	Biểu diễn chỉ số (ví dụ: $i, j, k, m, v, \dots$ )
Chữ hoa	Biểu diễn tên gọi của trạm thu phát (ví dụ S, D, PT, PR, $PU_i, \dots$ )
Chữ hoa in đậm	Biểu diễn tập hợp ( <b>H</b> , <b>G</b> ,...)
Chữ hoa in nghiêng	Biểu diễn tham số hệ thống (ví dụ $L, K, K_D, N_T, \dots$ )
Dấu *	Biểu diễn giá trị tối ưu tham số (ví dụ $\alpha^*, K^*, \dots$ )
$S_0$	Trạm nguồn tin (dạng đơn) hay cụm nguồn tin (dạng cụm)
$S_K, D$	Trạm đích (dạng đơn) hay cụm đích (dạng cụm)
$S_k$	Trạm chuyển tiếp (dạng đơn) hay cụm chuyển tiếp (dạng cụm)
$R_{m,k,v}$	Tên của trạm thứ $v$ trong cụm $k$ của tuyến thông tin thứ $m$
$PU_i$	Trạm sơ cấp
PB	Trạm phát năng lượng
$T_{m,k}$	Tên trạm phát tin được chọn trong cụm $k$ của tuyến thứ $m$
$J_{m,k}$	Tên trạm phát nhiễu trong cụm $k$ của tuyến thứ $m$
$N_{m,k}$	Số lượng trạm trong cụm $k$ của tuyến thứ $m$
$K$	Tổng số chặng.
$K_m$	Số trạm chuyển tiếp của tuyến đa chặng thứ cấp thứ $m$ .
$K_D$	Hệ số Rician của kênh truyền chính



$K_E$	Hệ số Rician của kênh nghe lên
$L$	Số lượng trạm sơ cấp
$M$	Số lượng tuyến đa chặng trong mạng lưới thứ cấp
$\gamma_{S_k, PU_i}$	Độ lợi kênh truyền xuyên nhiễu từ trạm $S_k$ đến $PU_i$
$\gamma_{S_{k-1}, S_k}$	Độ lợi kênh truyền của chặng thứ $k$ , từ $S_{k-1}$ đến $S_k$
$\gamma_{S_{k-1}, E}$	Độ lợi kênh nghe lên của chặng thứ $k$ , từ $S_{k-1}$ đến $E$
$\gamma_{PT_i, PR_j}$	Độ lợi kênh truyền sơ cấp từ $PT_i$ đến $PR_j$
$\gamma_{PU_i, E}$	Độ lợi kênh truyền từ sơ cấp đến nghe lên, từ $PU_i$ đến $E$
$\kappa_D^2$	Mức khiếm khuyết phản cứng của kênh truyền chính thứ cấp
$\kappa_E^2$	Mức khiếm khuyết phản cứng của kênh nghe lên
$\kappa_I^2$	Mức khiếm khuyết phản cứng từ mạng thứ cấp đến mạng sơ cấp
$\kappa_{II}^2$	Mức khiếm khuyết phản cứng từ mạng sơ cấp sang mạng thứ cấp
$I_P$	Mức giao thoa tối đa của trạm sơ cấp
$\mathcal{G}_{k,v}$	Mức giao thoa tối đa từ $S_k$ lên anten thứ $v$ của trạm sơ cấp
$N_0$	Mật độ công suất nhiễu AWGN.
$N_B$	Số lượng trạm phát nguồn năng lượng vô tuyến
$N_D$	Số lượng anten của một trạm chuyển tiếp (dạng đơn)
$N_E$	Số lượng anten của một trạm nghe lên (dạng đơn)
$N_T$	Số anten phát của một trạm sơ cấp (dạng đơn)
$N_R$	Số anten thu của một trạm thu (dạng đơn)
$\alpha$	Hệ số phân chia thời gian trong RF-EH
$\tau$	Thời gian của một khe (time slot)

$\aleph$	Tổng thời gian truyền từ nguồn đến đích (gồm $K$ khe thời gian)
$\delta$	Hiệu suất chuyển đổi năng lượng trong EH
$d_{XY}$	Khoảng cách từ trạm phát X đến trạm thu Y
$\eta$	Số mũ trong mô hình suy hao $d_{XY}^{-\eta}$
$\lambda$	Tham số tỉ lệ trong phân phối mũ $\lambda = d_{XY}^{\eta}$
$P_P$	Công suất phát của trạm sơ cấp
$P_S$	Công suất phát của trạm thứ cấp
$Q_v$	Mức công suất phát thứ $v$ trong tổng số $W$ mức cho phép
$W$	Tổng số mức công suất phát thực tế.
$\Delta$	Tỉ số SNR phát.
$\Phi$	Tỉ số SNR thu.
$\varepsilon_{OP}$	Xác suất lỗi tối đa của tuyến thông tin sơ cấp
$R_P$	Ngưỡng tốc độ của tuyến thông tin sơ cấp
$R_S$	Ngưỡng tốc độ của tuyến thông tin trong mạng thứ cấp
$\sigma_{th}$	Ngưỡng SNR của OP $\sigma_{th} = 2^{R_{th}} - 1$ , $\sigma_{th} \in \{\sigma_P, \sigma_S\}$ , $R_{th} \in \{R_P, R_S\}$
$C_{th}$	Ngưỡng dung lượng bảo mật
$\rho$	Ngưỡng SNR của xác suất dừng bảo mật $\rho_{th} = 2^{C_{th}}$
$C_{D,k}, C_{E,k}$	Dung lượng của kênh truyền chính, kênh nghe lén ở chặng thứ $k$
$C_{XY}$	Dung lượng của kênh truyền từ X đến Y
$C_{XY}^{(m,k)}$	Dung lượng kênh truyền từ X đến Y trên chặng $k$ của tuyến thứ $m$
$C_{Sec,m,k}$	Dung lượng bảo mật khi đang truyền trên chặng $k$ của tuyến thứ $m$
$C_{Sec,m,e2e}$	Dung lượng bảo mật tính từ nguồn đến đích của tuyến thứ $m$

## DANH MỤC HÀM TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa
$\Pr(\cdot)$	Toán tử xác suất
$F(\cdot)$	Hàm phân phối xác suất $F(x) = \Pr(x < X)$ , $x \in \mathfrak{R}$ .
$f(\cdot)$	Hàm mật độ xác suất $f(x) = dF(x)/dx$ , $x \in \mathfrak{R}$ ; $\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) dx = 1$ .
$E\{\cdot\}$	Toán tử trung bình thống kê.
$[\cdot]^+$	Toán tử biến đổi giá trị âm thành 0.
$\lceil \cdot \rceil$	Toán tử lấy số nguyên nhỏ hơn gần nhất với giá trị trong toán tử.
$E_1(\cdot)$	Hàm tích phân mũ $E_1(x) = \int_1^{\infty} e^{-xt}/t dx$ , $x > 0$ .
$\max(\cdot)$	Hàm tính giá trị lớn nhất
$\min(\cdot)$	Hàm tính giá trị nhỏ nhất
$\exp(\cdot)$	Hàm lũy thừa $e^x$ ( $e \approx 2.71828$ )

## DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

AF	Amplify-and-Forward	Khuyếch đại và chuyển tiếp
AS	Antenna Selection	Lựa chọn Anten
ASC	Average Secrecy Capacity	Dung lượng bảo mật trung bình.
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bit
BPS	Best Path Selection	Lựa chọn đường tốt nhất
CC	Cooperative Communication	Truyền thông cộng tác
CCI	Co-Channel Interference	Nhiều đồng kênh
CDF	Cumulative Distribution Function	Hàm phân phối tích lũy
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo mã
CRNs	Cognitive Radio Networks	Mạng vô tuyến nhận thức
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh truyền
CTS	Clear to Send	Báo hiệu sẵn sàng nhận dữ liệu.
CU	Cognitive Users	Trạm nhận thức
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
DT	Direct Transmission	Truyền trực tiếp
EGC	Equal Gain Combining	Kỹ thuật tổ hợp tăng ích đồng đều
EH	Energy Harvesting	Kỹ thuật thu hoạch năng lượng
FD	Full-Duplex	Giao thức truyền song công
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo tần số
GSS	Golden Section Search	Thuật toán tìm vùng tối ưu

HD	Half-Duplex	Giao thức truyền bán song công
HI	Hardware Impairments	Khiếm khuyết phần cứng
i.i.d	Independent & Identically Distributed	Phân bố đồng nhất độc lập
i.n.i.d	Independent & non Identically Distributed	Phân bố không đồng nhất độc lập
IoT	Internet of Things	Internet vạn vật
IP	Intercept Probability	Xác suất nghe lén
LOS	Line of Sight	Tầm nhìn thẳng
MAC	Media Access Control	Điều khiển truy cập kênh truyền
MABC	Multiple Access Broadcast	Giao thức truyền thông hai chiều theo đa truy cập.
MIMO	Multiple Input and Multiple Output	Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra
MRC	Maximal Radio Combining	Kỹ thuật tổ hợp tỉ lệ tối đa
MUCRN	Multi-hop Underlay Cognitive Radio Networks	Mạng truyền thông đa chặng vô tuyến nhận thức dạng nền
NCU	Noncognitive Users	Trạm phi nhận thức
NLOS	Non Line of Sight	Tầm nhìn không thẳng
NOMA	Non Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập phi trực giao
OFDM	Orthogonal Frequency Division Modulation	Điều chế đa sóng mang trực giao
OP	Outage Probability	Xác suất dừng

ORS	Opportunistic Relay Selection	Lựa chọn trạm chuyển tiếp cơ hội
PB	Power Beacon	Trạm phát năng lượng qua vô tuyến
PDF	Probability Distribution Function	Hàm mật độ xác suất
PLS	Physical-layer Security	Bảo mật lớp vật lý
PN	Primary Network	Mạng sơ cấp
PNSC	Probability of Non-zero Secrecy Capacity	Xác suất dung lượng bảo mật khác không.
PSR	Power Splitting-based Relaying	Giao thức thu hoạch năng lượng và truyền tin phân chia theo công suất.
PS_TDBC	Power Switching – TDBC	Giao thức kết hợp TDBC & thu hoạch năng lượng phân chia theo công suất.
PU	Primary User	Trạm sơ cấp
QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
RF	Randomize-and-Forward	Giải mã ngẫu nhiên và chuyển tiếp
RPS	Random Path Selection	Lựa chọn đường đi ngẫu nhiên
RTS	Request to Send	Báo hiệu yêu cầu gọi dữ liệu
SC	Selection Combining	Kỹ thuật tổ hợp lựa chọn tối đa
SEP	Symbol error probability	Xác suất lỗi ký mã
SINR	Signal-to-Interference plus Noise Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên can nhiễu cộng nhiễu nội.
SIR	Signal-to-Interference Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên can nhiễu

SN	Secondary Network	Mạng thứ cấp
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu
SOP	Secrecy Outage Probability	Xác suất dừng bảo mật
SPS	Shortest Path Selection	Lựa chọn đường đi ngắn nhất
SRS	Single Relay Selection	Lựa chọn trạm chuyển tiếp đơn
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer	Kỹ thuật truyền năng lượng và thông tin đồng thời
TAS	Transmit Antenna Selection	Lựa chọn anten phát
TDMA	Time Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo thời gian
TDBC	Time Division Broadcast	Giao thức truyền thông hai chiều theo khe thời gian riêng.
TSR	Time Switching-based Relaying	Giao thức thu hoạch năng lượng và truyền tin phân chia theo thời gian
TS_TDBC	Time Switching – TDBC	Giao thức kết hợp TDBC & thu hoạch năng lượng phân chia theo thời gian.
UCR	Underlay Cognitive Radio	Vô tuyến thích nghi dạng nền
UCRN	Underlay Cognitive Radio Networks	Mạng vô tuyến thích nghi dạng nền
V2V	Vehicle-to-Vehicle	Truyền thông từ xe đến xe
VANET	Vehicular Ad-hoc Networks	Mạng Ad-hoc giao thông
WSNs	Wireless Sensor Networks	Mạng cảm biến không dây

## DANH MỤC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

Hình	Trang
Hình 2.1: Mô hình chuyển tiếp đa chặng thông thường.....	29
Hình 2.2: Mô hình chuyển tiếp đa chặng cộng tác sử dụng các nút ngoài tuyến.....	30
Hình 2.3: Mô hình chuyển tiếp đa chặng cộng tác với sự giúp sức của các cụm. ....	30
Hình 2.4: Truyền thông cộng tác đa chặng sử dụng các nút chuyển tiếp nội bộ. ....	30
Hình 2.5: Mô hình đa chặng đa đường sử dụng kỹ thuật chọn đường tốt nhất.....	30
Hình 2.6: Giao thức Amplify-and-Forward (AF) .....	31
Hình 2.7: Giao thức Decode-and-Forward (DF).....	31
Hình 2.8: Giao thức Randomize-and-Forward (RF).....	31
Hình 2.9: Giao thức truy nhập kênh truyền vô tuyến IEEE 802.11 .....	32
Hình 2.10: Mô hình hạn chế công suất phát dựa vào mức xuyên nhiễu tối đa $I_p$ . ....	33
Hình 2.11: Mô hình hạn chế dựa vào xác suất dừng mạng sơ cấp $\epsilon_{OP}$ .....	33
Hình 2.12: Mô hình tuyến thông tin không lý tưởng .....	35
Hình 2.13: Mô hình trạm vô tuyến dạng cụm .....	36
Hình 2.14: Mô hình tuyến thông tin vô tuyến bảo mật bằng PLS. ....	37
Hình 2.15: Mô hình SWIPT thu năng lượng tại trạm thu phát chuyển tiếp.....	38
Hình 2.16: Phân chia thời gian trong TSR.....	39
Hình 2.17: Phân chia công suất trong PSR .....	39
Hình 2.18: Giao thức TSR cải tiến cho mạng đa chặng.....	40
Hình 3.1: Mô hình mạng chuyển tiếp đa chặng trong tầm nhìn thẳng.....	42



Hình 3.2: $I_p$ vẽ theo tỉ số SNR phát $\Delta$ khi $\lambda_{pp} = 1$ .....	51
Hình 3.3: $OP_{e2e}$ vẽ theo $\Delta$ khi $N_T = 4, N_R = 3, K = 7$ . .....	51
Hình 3.4: $IP$ vẽ theo $\Delta$ khi $N_T = 4, N_R = 3, K = 7, K_E = 0$ . .....	52
Hình 3.5: $OP_{e2e}$ vẽ theo số chặng $K$ khi $\Delta = 20$ dB, $K_D = 30$ . .....	53
Hình 3.6: $IP$ vẽ theo số chặng $K$ khi $\Delta = 20$ dB, $K_E = 5$ . .....	53
Hình 3.7: $OP_{e2e}$ theo số anten phát $N_T$ khi $\Delta = 20$ dB, $K_D = 30$ . .....	54
Hình 3.8: $IP$ theo số anten phát $N_T$ khi $\Delta = 20$ dB, $K = 4$ . .....	55
Hình 4.1: Mô hình mạng đa chặng đa anten kết hợp SWIPT. ....	59
Hình 4.2: Công suất phát trung bình của trạm thứ cấp theo $P_S$ khi $K = 3, N_D = 3,$ $\alpha = 0.25, \delta = 0.25, x_B = 0.4, y_B = 0.3, x_p = 0.6, y_p = -0.5$ . .....	65
Hình 4.3: Công suất phát trung bình của trạm thứ cấp theo vị trí PB, PU khi $P_S = 10$ dB, $K = 3, N_D = 3, \alpha = 0.25, \delta = 0.25, y_B = 0.3, x_p = 1 - x_B,$ $y_p = -0.5$ . .....	65
Hình 4.4: Xác suất dừng bảo mật theo $P_S$ khi $K = 3, N_D = 2, \alpha = \delta = 0.25,$ $C_{th} = 0.2, x_B = 0.5, y_B = 0.3, x_p = 0.5, y_p = -0.5, x_E = y_E = 0.5,$ $\kappa_D^2 = 0.01, \kappa_E^2 = 0$ . .....	66
Hình 4.5: SOP vẽ theo $P_S$ khi $N_D = 2, N_E = 2, \alpha = \delta = 0.25, C_{th} = 0.2,$ $x_B = 0.5, y_B = 0.3, x_p = 0.5, y_p = -0.5, x_E = y_E = 0.5, \kappa_D^2 = 0, \kappa_E^2 = 0.01$ . .....	67
Hình 4.6: SOP biểu diễn theo $P_S$ khi $K = 3, N_D = 2, N_E = 2, \alpha = \delta = 0.25,$ $C_{th} = 0.25, x_B = 0.5, y_B = 0.3, x_p = 0.5, y_p = -0.5, x_E = y_E = 0.5$ . ....	68
Hình 4.7: Ảnh hưởng của $\alpha$ lên SOP khi $P_S = 10$ dB, $K = 4, N_D = N_E = 2, \delta = 0.1,$ $C_{th} = 0.25, x_B = 0.5, y_B = 0.3, x_p = 0.5, y_p = -0.5, x_E = y_E = 0.5$ . ....	68

Hình 4.8: Xác suất dừng bảo mật theo $K$ khi $P_s = 0$ dB, $\alpha = \delta = 0.1$ , $C_{th} = 0.25$ , $x_B = 0.5$ , $y_B = 0.3$ , $x_p = 0.5$ , $y_p = -0.5$ , $x_E = y_E = 0.5$ , $\kappa_D^2 = 0$ , $\kappa_E^2 = 0$ . .....	69
Hình 4.9: PNSC khi $K = 3$ , $N_D = 1$ , $N_E = 2$ , $\alpha = \delta = 0.25$ , $x_B = 0.5$ , $y_B = 0.3$ , $x_p = 0.5$ , $y_p = -0.5$ , $x_E = y_E = 0.5$ , $\kappa_E^2 = 0.05$ . .....	70
Hình 4.10: PNSC khi $P_s = 10$ dB, $\alpha = 0.1$ , $\delta = 0.25$ , $x_B = 0.5$ , $y_B = 0.3$ , $x_p = 0.5$ , $y_p = -0.5$ , $x_E = y_E = 0.5$ , $\kappa_E^2 = 0.2$ , $N_D = 2$ , $N_E = 2$ . .....	70
Hình 5.1: Mô hình mạng đa chặng cộng tác có thu hoạch năng lượng vô tuyến.....	74
Hình 5.2: Mô hình truyền thông điểm – điểm.....	76
Hình 5.3 Mô hình truyền thông điểm – đa điểm.....	78
Hình 5.4: Ảnh hưởng của $N_B$ và $L$ lên $OP^{DIRECT}$ và $OP^{COOP}$ khi $K = 4$ , $\kappa_D^2 = 0.1$ , $\alpha = 0.1$ . .....	82
Hình 5.5: Ảnh hưởng của $K$ lên $OP^{DIRECT}$ và $OP^{COOP}$ khi $N_B = 2$ , $L = 2$ , $\kappa_D^2 = 0.05$ , $\alpha = 0.05$ . .....	83
Hình 5.6: Ảnh hưởng của $K$ lên đặc tuyến OP khi $\Delta = 20$ dB, $N_B = 3$ , $L = 1$ , $\kappa_D^2 = 0.05$ . .....	83
Hình 5.7: OP vẽ theo $\Delta$ trong điều kiện $K^*$ , $K = 2, K = 8$ khi $N_B = 1$ , $L = 1$ , $\kappa_D^2 = 0.05$ , $\alpha = 0.05$ . .....	85
Hình 5.8: Ảnh hưởng của $\alpha$ lên OP khi $\Delta = 20$ dB, $K = 4$ , $N_B = 3$ , $L = 1$ . .....	85
Hình 5.9: Biểu diễn giá trị $\alpha^*$ theo số chặng $K$ khi $\Delta = 20$ dB, $N_B = 2$ , $L = 2$ . .....	86
Hình 5.10: Ảnh hưởng của $\kappa_D^2$ lên OP khi $\Delta = 20$ dB, $K = 5$ , $N_B = 5$ , $\alpha = 0.05$ . .....	87
Hình 6.1: Mô hình đề xuất mạng lưới đa đường MUCRN. ....	90

Hình 6.2: Mạng đa chặng thứ $m$ .....	91
Hình 6.3: Ảnh hưởng $P_p$ đến $Q_{1,k}$ trên tuyến thứ nhất khi $x_{pT} = 0.5$ , $y_{pT} = 1$ , $x_{pR} = 0.6$ , $y_{pR} = 0.6$ . .....	96
Hình 6.4: Ảnh hưởng $P_p$ lên PNSC trong các giao thức đề xuất khi $x_{pT} = 0.5$ , $y_{pT} = 1$ , $x_{pR} = 0.5$ , $y_{pR} = 0.75$ , $x_E = 0.5$ , $y_E = -0.15$ . .....	97
Hình 6.5: Ảnh hưởng của vị trí trạm nghe lên PNSC khi $P_p = 15$ dB, $x_{pT} = 0.5$ , $y_{pT} = 1$ , $x_{pR} = 0.5$ , $y_{pR} = 0.75$ , $x_E = 0.5$ . .....	98

## DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng	Trang
Bảng 5.1: Giá trị số chặn tối ưu $K^*$ theo SNR phát.....	84

# MỞ ĐẦU

## 1. Tính cấp thiết của đề tài

Gần đây, khi thông tin liên lạc qua vô tuyến ngày càng phổ biến, người ta quan tâm nhiều đến tài nguyên tần số vô tuyến. Các quốc gia như Mỹ<sup>1</sup>, Châu Âu<sup>2</sup>, Việt Nam<sup>3</sup>, tổ chức quốc tế Liên Hiệp Quốc<sup>4</sup>, đều có cơ quan chuyên trách về quản lý tần số vô tuyến. Về mặt lý thuyết, truyền thông vô tuyến chỉ có một dải phổ tần số chung để sử dụng và không giới hạn. Do hạn chế về nhiều mặt nên hiện nay con người chỉ khai thác được một dải hữu hạn cho truyền thông [1] (dưới 300GHz theo IEEE<sup>5</sup>). Các hệ thống thông tin vô tuyến khác nhau sẽ được cấp phép khai thác những băng tần nhỏ khác nhau trong thang chia dải phổ tần theo khuyến nghị phân chia băng tần của ITU<sup>4</sup> hay IEEE. Hiện nay, hầu hết các dải tần đều đã được cấp phát. Mặt khác, theo thời gian, nhu cầu thông tin của con người càng lớn [2] dẫn đến sự ra đời nhiều phương thức truyền thông mới hoạt động trên những dải tần số mới. Xu hướng này sẽ gây ra sự khan hiếm về phổ tần phục vụ [3]. Để giải quyết vấn đề này, các nhà khoa học đã đề xuất các kỹ thuật đa truy cập như TDMA, FDMA, CDMA nhằm phục vụ được nhiều người dùng hơn, hiệu quả sử dụng phổ tần cao hơn. Ngoài ra, kỹ thuật trải phổ, tái sử dụng tần số cũng là những giải pháp hiệu quả. Trong thực tế, tất cả các giải pháp đề xuất ở đây đã được triển khai ứng dụng trong mạng di động thế hệ từ 2G, 3G đến 4G [4, 5]. Hiện nay, cùng với xu thế phát triển của cuộc cách mạng 4.0 đi kèm với đó là công nghệ IoT [6, 7], phần lớn các thiết bị máy móc cũng sẽ được trang bị các kênh kết nối vô tuyến [8, 9]. Điều này đòi hỏi các hệ thống thông tin vô tuyến phải phục vụ một số lượng đầu cuối rất lớn, đáp ứng được yêu cầu cấp phát kênh truyền vô tuyến hiệu quả trong một dải tần

---

<sup>1</sup> Federal Communications Commission (FCC)

<sup>2</sup> Radio Spectrum Committee (RSC)

<sup>3</sup> Cục tần số vô tuyến điện (ARFM)

<sup>4</sup> International Telecommunication Union (ITU)

<sup>5</sup> Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)

được cấp phát trước đó. Biện pháp sắp xếp, thu hẹp các dải tần đang khai thác nhưng hiệu quả thấp hay sử dụng chung dải tần cho những hệ thống thông tin cũ và mới là những hướng đi cụ thể để giải quyết vấn đề khan hiếm phổ tần phục vụ. Trong bối cảnh đó, luận án đề xuất nghiên cứu một hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng dải tần chia sẻ nhằm tiết kiệm tần số.

Bên cạnh đó, một đặc điểm mới nữa là các thiết bị trong mạng vô tuyến hiện đại hầu như đòi hỏi tính sẵn sàng kết nối rất cao [10]. Chúng ta có thể nhìn thấy sự phổ biến của những thiết bị đầu cuối hiện nay hoạt động liên tục trong khi di chuyển như điện thoại di động, thiết bị thông tin đường bộ [11], đường sắt [12, 13] và cả vật thể bay [14, 15]. Môi trường thông tin thay đổi liên tục sẽ rất khó khăn để duy trì một kênh truyền ổn định, trực tiếp từ nguồn đến đích. Mạng vô tuyến đa chặng là một giải pháp truyền tin hiệu quả so với truyền trực tiếp [16, 17] do thông tin sẽ được truyền đến đích nhờ đi qua các trạm chuyển tiếp trung gian. Vị trí phù hợp và công suất phát thấp của mỗi trạm trung gian giúp mạng đa chặng thích ứng với sự thay đổi nhanh của môi trường truyền tin, kéo dài cự ly thông tin, giảm can nhiễu đến các tuyến thông tin khác như kết luận trong [18, 19] và [J9].

Ở một khía cạnh khác, mật độ tích hợp của các vi mạch điện tử ngày càng lớn theo thời gian (định luật Moore [20, 21]). Các chip được tích hợp nhiều khối chức năng hơn trong một không gian nhỏ bé hơn [22, 23], chi phí thấp hơn [24], sử dụng năng lượng ở mức thấp hơn [25]. Điều này cho phép các thiết bị thu phát vô tuyến ngày càng nhỏ về kích thước vật lý [26], linh hoạt trong lắp đặt và vận hành. Vì thế, việc sử dụng năng lượng từ nguồn điện lưới hay nguồn pin sạc lại để truyền tin dần dần trở nên cồng kềnh, không tiện dụng. Đơn cử một ví dụ cụ thể như trong tương lai con người sẽ được cấy các chip để giám sát sức khỏe và truyền về cho bác sĩ hay các cảm biến thu thập thông số khí quyển gắn trên kính khí cầu. Rõ ràng các chip này hoàn toàn không thể phát huy hiệu quả nếu có dây nguồn cung cấp đi kèm. Để giải quyết vấn đề này, các nhà khoa học đã đề xuất một giải pháp cung cấp năng lượng và truyền tải thông tin đồng thời trên cùng một dải tần số nhằm duy trì sự kết nối, nâng cao hiệu năng mạng trong những điều kiện đặc thù như trên. Kỹ thuật thu

hoạch năng lượng vô tuyến RF-EH<sup>1</sup> để truyền thông tin SWIPT<sup>2</sup> [27-29] là hướng nghiên cứu có tiềm năng mà các nhà nghiên cứu trong nước và quốc tế đang theo đuổi những năm gần đây. Mạng thông tin vô tuyến đa chặng nếu được trang bị công nghệ SWIPT sẽ giải quyết được sự khó khăn về nguồn cung cấp cho các trạm thu phát, phát huy ưu điểm của mình trong những môi trường truyền tin đặc thù kể trên.

Về mặt bảo mật thông tin, rõ ràng là trong một môi trường dày đặc các tuyến thông tin chồng lấn, việc bảo mật thông tin khi truyền trong nội bộ mạng là vấn đề cần được xem xét đến. Các phương pháp bảo mật trước đây chủ yếu dựa vào mã hóa bảo mật (Cryptography) [30, 31] và các thuật toán phân phối khóa mã (key distribution) [32] tận dụng khả năng tính toán ở các trạm để giải mã thông tin. Cách thức này không phù hợp với những mạng kiểu mới, vốn cấu tạo từ những phần tử mạng (nút) nhỏ bé về kích thước, khả năng tính toán hạn chế. Bảo mật lớp vật lý PLS<sup>3</sup> [33-36] là một giải pháp tận dụng sự chênh lệch khoảng cách giữa trạm phát và trạm thu so với trạm phát đến trạm nghe lén để truyền tin đạt hiệu quả bảo mật mà không dùng khóa mã, rất thích hợp cho các trạm có khả năng xử lý thấp.

Với mục đích nghiên cứu những phương thức truyền thông mới phục vụ cho những yêu cầu thực tiễn ở trên, nghiên cứu sinh đã đề xuất đề tài luận án “**Nghiên cứu hiệu năng mạng truyền thông vô tuyến đa chặng trong điều kiện công suất phát hạn chế**”. Luận án tập trung vào nghiên cứu khả năng truyền tin thành công, khả năng bảo mật thông tin khi truyền từ nguồn đến đích, khả năng thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin trong những điều kiện khác nhau. Từ đó, luận án đề xuất các giải pháp nhằm nâng cao hiệu năng mạng đa chặng trong từng điều kiện cụ thể.

Giải thích thuật ngữ:

---

<sup>1</sup> Radio Frequency Energy Harvesting

<sup>2</sup> Simultaneous Wireless Information and Power Transfer

<sup>3</sup> Physical-layer Security

- † *Hiệu năng mạng*: Là các thông số đánh giá chất lượng truyền thông, dựa vào các thông số hiệu năng để so sánh chất lượng mạng ở các điều kiện khác nhau.
- † *Mạng truyền thông đa chặng*: Là mạng truyền thông bao gồm nhiều nút chuyển tiếp trung gian. Các thông tin không thể truyền trực tiếp từ nguồn đến đích mà cần chuyển tiếp qua các trạm thu phát trung gian (gọi là các relay).
- † *Điều kiện công suất phát hạn chế*: Là điều kiện mà các trạm phát không thể phát với công suất tối đa để cải thiện hiệu năng do cần phải chia sẻ phổ tần tuân theo lý thuyết vô tuyến nhận thức dạng nền (UCR).
- † *Bảo mật lớp vật lý*: Là phương pháp bảo vệ thông tin khi truyền thông dựa chủ yếu vào đặc tính kênh truyền (không dựa vào mã hóa tin).
- † *Thu hoạch năng lượng vô tuyến*: Là phương thức khai thác các sóng vô tuyến trong hay ngoài băng tần được cấp phát để chuyển đổi thành năng lượng sử dụng cho truyền thông tin.

## 2. Mục tiêu và nội dung nghiên cứu

Luận án tập trung nghiên cứu hiệu năng mạng truyền thông vô tuyến đa chặng trong điều kiện công suất phát hạn chế nhằm đạt được các mục tiêu sau:

- † Nâng cao hiệu suất sử dụng phổ tần bằng cách chia sẻ phổ tần của mạng sơ cấp cho mạng đa chặng thứ cấp.
- † Đề xuất các giải pháp nâng cao hiệu năng truyền thông mạng đa chặng mục tiêu nhằm đảm bảo chất lượng dịch vụ (QoS).
- † Đưa ra giải pháp nâng cao khả năng bảo mật truyền thông trong mạng đa chặng bằng phương pháp bảo mật lớp vật lý nhằm thích nghi với các trạm thu phát có khả năng xử lý hạn chế.
- † Áp dụng khả năng thu thập năng lượng vô tuyến ở các trạm phát trong mạng đa chặng nhằm đa dạng hóa khả năng cung cấp năng lượng trong mạng truyền thông, nâng cao hiệu quả sử dụng năng lượng, kéo dài thời gian sống của mạng đồng thời tăng tính thực tiễn khi triển khai xây dựng mạng.



### 3. Nhiệm vụ nghiên cứu

Nghiên cứu về hiệu năng, khả năng bảo mật thông tin trong các mô hình mạng đa chặng kiểu mới trong môi trường truyền tin có các đặc tính chuyên biệt. Từ đó đề xuất các giao thức mới, giải pháp mới trong thiết kế và vận hành các mạng đa chặng để nâng cao hiệu năng, bảo mật thông tin khi truyền thông.

### 4. Phạm vi nghiên cứu

Để đạt được mục tiêu ban đầu, luận án tập trung vào các lĩnh vực nghiên cứu chuyên sâu như sau:

- † Hiệu năng của mạng đa chặng mục tiêu, khả năng bảo mật trong mạng bằng phương pháp bảo mật lớp vật lý.
- † Ảnh hưởng của thu hoạch năng lượng vô tuyến trong mạng đa chặng lên hiệu năng mạng mục tiêu.
- † Ảnh hưởng của chế độ hạn chế công suất phát theo dạng nền trong mô hình mạng vô tuyến nhận thức (CRNs) lên hiệu năng.
- † Luận án chỉ nghiên cứu phương thức truyền tin HD, giao thức RF và truyền thông một chiều (One-way).

Các giả thiết khoa học sau được ứng dụng trong luận án:

- † Kênh truyền có đặc tính fading chậm (slow fading).
- † Mạng nghiên cứu được xem xét trong phạm vi phủ sóng nhỏ hoặc trung bình. (Suy hao kênh truyền dạng  $d^{-\eta}$ ).
- † Thời gian tính toán, xử lý tín hiệu rất nhỏ so với thời gian truyền tin.
- † Thông tin kênh truyền (CSI) được tính toán ước lượng cho các trạm thu phát kịp thời và đầy đủ nhờ các giao thức lớp MAC.
- † Tương quan giữa các anten gần nhau hay các nút trong cùng một cụm không đáng kể.

## 5. Phương pháp nghiên cứu

Phương pháp nghiên cứu cơ bản dựa vào lý thuyết phân tích tín hiệu, lý thuyết toán giải tích, lý thuyết xác suất, đồng thời sử dụng mô phỏng kiểm chứng để đánh giá chất lượng và hiệu quả của các thuật toán, các giải pháp đề xuất. Quá trình gồm những bước cơ bản sau:

- † Khảo sát các nghiên cứu liên quan đến mạng đa chặng, đặc biệt là các công trình bảo mật lớp vật lý cùng các nghiên cứu nâng cao hiệu năng hệ thống, từ đó đề xuất các phương pháp mới nhằm cải thiện hiệu năng theo các mục tiêu đã nêu.
- † Tiến hành mô phỏng ban đầu để kiểm nghiệm các ưu điểm (đặc tính) của phương pháp đề xuất, đồng thời so sánh hiệu năng với các phương pháp đã được công bố trước đó, đặc biệt là so sánh với mạng dual-hop trong cùng điều kiện.
- † Đánh giá các hiệu năng của hệ thống trong môi trường truyền thông đặc thù bằng cách đưa ra các biểu thức toán học ở dạng chính xác và xấp xỉ. Ứng dụng phương pháp mô phỏng Monte Carlo kiểm chứng các biểu thức được dẫn ra để đảm bảo tính đúng đắn.
- † Từ các biểu thức toán học và kết quả đánh giá hiệu năng hệ thống, luận án đề xuất những giải pháp để tăng cường hiệu năng, khả năng bảo mật thông tin.

## 6. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài

### a. Về khoa học

- † Đề xuất ra những giải pháp mới được nghiên cứu và mô phỏng trong những điều kiện cụ thể, ứng dụng những lý thuyết toán, vật lý hiện đại.
- † Giải quyết được bài toán khan hiếm phổ tần vô tuyến bằng phương pháp sử dụng chung tần số theo dạng nền của mạng vô tuyến nhận thức (UCRN).
- † Xây dựng lý thuyết cho truyền thông vô tuyến qua nhiều chặng, đảm bảo hiệu năng mạng cùng với an toàn thông tin.

- † Góp phần xây dựng cơ sở lý thuyết để sử dụng nguồn năng lượng sạch trong truyền thông, cụ thể là năng lượng từ sóng vô tuyến.
- † Góp phần phát triển hướng nghiên cứu mới về định tuyến trong môi trường vô tuyến.
- † Là tiền đề cho những công trình nghiên cứu hiệu năng cho những mạng thực tế như WSNs, V2V, M2M.

*b. Về thực tiễn*

- † Các đề xuất được nghiên cứu trong những đặc tả kênh truyền phù hợp, nâng cao độ tin cậy khi ứng dụng thực tế.
- † Các giải pháp về nâng cao hiệu năng mạng trong luận án làm nền tảng cho các ứng dụng qui hoạch, nâng cấp, lắp đặt mới các trạm thu phát.
- † Các giải pháp về thu hoạch năng lượng vô tuyến và truyền tin đồng thời trong mạng vô tuyến đa chặng làm cơ sở phát triển cho các ứng dụng truyền thông chuyên biệt trong ngành y, ngành khí tượng học, hay ứng phó thảm họa thiên tai ở những nơi không được cấp nguồn để hoạt động.
- † Những ảnh hưởng về mức khiếm khuyết phần cứng được nghiên cứu trong luận án sẽ góp phần giải quyết những khó khăn giữa kết quả nghiên cứu và tiềm năng triển khai thực tế.
- † Những kết luận của luận án đưa ra phù hợp với các biện pháp khả thi có thể triển khai được trong thực tế, góp phần phát triển mạng truyền thông trong cách mạng lần thứ 4.

## **7. Cấu trúc của luận án**

### Mở đầu:

Đề cập đến những vấn đề thách thức cần giải quyết trong ngành viễn thông, các giải pháp đã có và đề xuất lý do chọn đề tài. Những vấn đề liên quan như đối tượng nghiên cứu, phạm vi nghiên cứu, phương pháp nghiên cứu và ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài cũng được trình bày đến.

### Chương 1: Tổng quan về mạng vô tuyến chuyển tiếp đa chặng

Phân tích chi tiết các nghiên cứu tổng quan, bao gồm các nghiên cứu quốc tế và trong nước trong lĩnh vực, phát triển hướng nghiên cứu mới phục vụ mục tiêu đề tài.

### Chương 2: Cơ sở lý thuyết

Đề cập ngắn gọn về nền tảng lý thuyết một số kênh truyền vô tuyến sử dụng trong luận án, các mô hình, giao thức mạng cùng với giao thức báo hiệu MAC. Lý thuyết về chế độ hạn chế công suất phát, khiếm khuyết phản cứng, bảo mật lớp vật lý hay thu hoạch năng lượng vô tuyến và truyền tin phục vụ cho phần sau của luận án.

### Chương 3: Mạng đa chặng thứ cấp gồm các trạm thu phát bố trí theo tầm nhìn thẳng.

Nghiên cứu một mạng đa chặng gồm các trạm thu phát bị hạn chế công suất phát và đặt trong tầm LOS, có tính đến can nhiễu từ mạng sơ cấp. Dùng TAS/SC tối ưu mạng sơ cấp để dẫn ra được xác suất dừng, xác suất nghe lén trong mạng đa chặng. Xem xét để các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng và bảo mật như mức độ can nhiễu, số chặng mạng thứ cấp, số anten,...

### Chương 4: Mạng đa chặng thứ cấp gồm các trạm thu phát được trang bị nhiều anten và thu hoạch năng lượng vô tuyến.

Phát triển TAS/SC trong mạng đa chặng đa anten có thu hoạch năng lượng vô tuyến. Chương này đánh giá hiệu năng bảo mật của mạng đa chặng dựa vào thông số hiệu năng SOP và PNSC cùng với đặc tính tiệm cận của chúng. Đặc biệt, tập trung vào ảnh hưởng của yếu tố thu hoạch vô tuyến lên hiệu năng bảo mật của mạng đa chặng.

### Chương 5: Truyền tin cộng tác trong mạng đa chặng thứ cấp có thu hoạch năng lượng vô tuyến.

Giải pháp truyền thông cộng tác được trình bày trong chương cho phép một trạm gần đích nhất trên tuyến đa chặng có thể phát thông tin sớm đến đích thay vì theo lịch phát tuần tự từ nguồn đến đích. Kết quả nghiên cứu cũng đưa ra sự so sánh hiệu

năng truyền thông của giao thức đề xuất mới (cộng tác) so với các giao thức đề xuất đã có trước đây (truyền theo tuần tự).

#### Chương 6: Phương thức chọn đường đi trong mạng đa chặng thứ cấp dạng cụm

Hình thức cộng tác mới nhằm cải thiện hiệu năng mạng đa chặng được thực hiện bằng đề xuất cho phép chọn đường đi đến đích thay vì chọn trạm trên đường định sẵn như chương trước. Nghiên cứu dựa trên PNSC và đưa ra ba giao thức thích hợp cho các điều kiện truyền tin khác nhau.

#### Chương 7: Kết luận.

Trình bày các kết luận quan trọng của toàn bộ luận án cùng hướng phát triển nghiên cứu tiếp theo.

## Chương 1

# TỔNG QUAN VỀ VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

### 1.1 Giới thiệu

Trong quá trình phát triển xã hội, số lượng thông tin được tạo ra và chia sẻ tăng nhanh theo thời gian. Theo số liệu thống kê từ Bảng 1 và Hình 4 trong [2], dữ liệu thông tin được số hoá và truyền tin qua môi trường truyền vô tuyến chiếm phần lớn (97% trong năm 2007). Khảo sát đến năm 2015 trong [37] cho thấy khuynh hướng truyền thông không dây là chủ yếu. Trong khi hầu hết các dải phổ tần đã được cấp phép, việc tìm kiếm dải tần mới cấp phát cho dịch vụ viễn thông mới hay nâng cấp những dịch vụ sẵn có là nhiệm vụ vô cùng khó khăn. Giải pháp dùng mạng chuyển tiếp nhiều chặng hoạt động trong vùng phủ sóng của các tuyến thông tin đã có được xem là hướng nghiên cứu mới tiềm năng. Phần sau đây trình bày về các công trình nghiên cứu liên quan đến lĩnh vực này trên thế giới cũng như ở Việt Nam.

### 1.2 Tình hình nghiên cứu

#### 1.2.1 Các nghiên cứu quốc tế

Năm 1999, J. Mitola và G. Q. Maguire [38] đã đề xuất ra khái niệm “thích nghi” dựa vào tỉ số tín hiệu trên nhiễu SNR. Mặc dù khái niệm trên được đưa ra nhằm giải quyết nhiều vấn đề trong viễn thông nhưng trong lĩnh vực mạng vô tuyến, R. W. Thomas và các cộng sự [39] đã kế thừa và phát triển thành mạng vô tuyến nhận thức (CRNs). Đây là mạng được xây dựng từ các phần tử có khả năng thu thập được các tình trạng mạng, sau đó kết hợp với các thông tin đã học được từ các tương tác trước đó để quyết định các hành vi tương ứng trong việc gởi hoặc nhận thông tin. Các tác giả đã đề xuất cơ chế để một phần tử của mạng (trạm hay nút) tự quyết định truyền thông tin hay không trong một môi trường đa người dùng. Dựa vào lý thuyết thông tin, nhóm tác giả trong [40] đề xuất ba mô hình cơ bản là Underlay, Overlay

và Interweave trong CRNs. Mô hình Underlay (hay là mô hình dạng nền) cho phép các trạm nhận thức (CU: Cognitive User) có thể phát cùng lúc với các trạm khác (NCU: Non-Cognitive User) miễn là mức giao thoa được duy trì dưới ngưỡng cho phép. Ở mô hình này, có sự độc lập tương đối về thời gian phát và dữ liệu phát của trạm CU và NCU. Trong mô hình Overlay (còn gọi là mô hình dạng chồng chập), các trạm CU cũng có thể truyền đồng thời với các trạm NCU giống như Underlay nhưng việc can nhiễu được xử lý bằng cách dùng một phần công suất của trạm CU để truyền cho trạm NCU, phần còn lại sẽ truyền tín hiệu của riêng mình. Với mô hình này, các trạm CU phải biết được bảng mã hóa (codebook) của trạm NCU và đồng thời phải biết khi nào bắt đầu truyền thông tin để cùng phát. Quá trình đồng bộ về thời gian như thế gặp nhiều trở ngại trong thực tế. Mô hình cuối cùng Interweave (hay là mô hình dạng đan xen) đề xuất các trạm CU tận dụng những không gian tần số rảnh rỗi để truyền tin. Việc tận dụng cơ hội để truyền như trên sẽ nâng cao hiệu suất sử dụng phổ tần nhưng cũng tồn tại một nghịch lý là trạm CU hoàn toàn không chủ động được thời gian phát, tốc độ phát và thậm chí là QoS của mạng. Chính vì vậy các nhà nghiên cứu thường đề xuất mô hình dạng nền khi nghiên cứu về mạng vô tuyến nhận thức (UCRN). Để duy trì mức giao thoa dưới ngưỡng cho phép, các trạm CU sẽ chịu sự ràng buộc về công suất phát tối đa, hay còn gọi là hạn chế công suất phát. Điều kiện ràng buộc công suất sẽ ảnh hưởng đến hiệu suất của những mạng thứ cấp (SN) được xây dựng từ những trạm nhận thức CU. Tuy nhiên, vì cùng khai thác chung dải tần với mạng được cấp phép khác (PN) nên mạng thứ cấp không cần cấp phát thêm dải tần mới để hoạt động. Do đó, đây là một cách tiết kiệm dải tần hiệu quả.

Công trình của A. Ghasemi và E. S. Sousa [3] đã đề xuất một mô hình mạng cơ bản gồm một trạm phát thứ cấp truyền tin cho trạm thu thứ cấp tương ứng nhưng xuyên nhiễu tín hiệu đến trạm thu sơ cấp (Hình 2.10). Hai tác giả nhận thấy rằng có thể đạt được dung lượng kênh khác nhau trong những điều kiện fading khác nhau (Rayleigh, Nakagami- $m$ , AWGN). Kết luận của nghiên cứu cho thấy phụ thuộc vào đặc điểm của môi trường truyền tin các công trình nghiên cứu cần ứng dụng các lý

thuyết mô tả kênh truyền phù hợp để thu được kết quả sát với kết quả đo đạc khi triển khai. Thực tế là trong môi trường truyền tin, sóng vô tuyến thường chịu ảnh hưởng bởi số lượng, kích thước các vật cản gây ra tính chất phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ và được đề cập chi tiết trong [41]. Trong nghiên cứu, theo [42], tác giả sử dụng đặc tả kênh truyền Rayleigh khi sóng vô tuyến từ trạm phát đến trạm thu nhờ hiệu ứng phản xạ đa đường và không có thành phần sóng đến trong tầm nhìn thẳng (NLOS). Ngược lại, khi công suất thu được chủ yếu đến từ tầm nhìn thẳng (LOS), tính chất của kênh truyền được đặc tả bằng Rician fading. Nhiều công trình nghiên cứu sử dụng Rayleigh [43-46], Nakagami- $m$  [47-49], Rician [16, 50, 51] fading trong môi trường hạn chế công suất với mạng chuyển tiếp. Ngoài ra, việc sử dụng nhiều đặc tả kênh truyền đan xen trong cùng một mô hình nghiên cứu cũng được đề cập đến trong [51, 52] tùy theo tính chất riêng của các tuyến thông tin cụ thể.

Để đánh giá về hiệu năng của mạng khi chịu sự hạn chế công suất, các nhà nghiên cứu thường xuất phát từ dung lượng dừng (Outage Capacity) và dung lượng Ergodic. Theo [53], dung lượng dừng chính là hằng số tốc độ tối đa đi qua kênh truyền với một xác suất dừng cho trước. Trong khi đó, dung lượng Ergodic là tốc độ trung bình tối đa qua tất cả các trạng thái fading khác nhau. Xác suất dừng (OP) là khả năng giá trị dung lượng dừng tức thời dưới ngưỡng tốc độ cho trước của kênh truyền. Việc hạn chế công suất phát làm hiệu năng mạng thứ cấp suy giảm nhanh chóng. Để khắc phục vấn đề này, các tác giả trong tài liệu [45] dùng MIMO trong mô hình CRNs và đề xuất một thuật toán nhằm mục tiêu chống xuyên nhiễu đồng kênh giữa các trạm thu sơ cấp, đồng thời loại bỏ giao thoa tại trạm thu thứ cấp. Nghiên cứu đã đưa ra và so sánh ba trường hợp khi CSI là cục bộ (dùng pilot để thu thập), toàn cục (general, dùng cả pilot và feedback), hay cục bộ có kết hợp với thông tin trạm liên kề (side information). Đối với trường hợp có thông tin CSI đầy đủ ở trạm thứ cấp, tác giả đề xuất thuật toán kết hợp các ma trận mã hóa trước và ma trận giải mã (precoding and decoding matrices) để tính toán miền giới hạn trên của tốc độ có thể đạt được của hệ thống (upper bound). Đặc biệt hơn, để giảm nhẹ tính toán khi cập nhật CSI, các tác giả đã đề xuất ra một thuật toán lặp trong đó các



trạm thu phát thứ cấp phải cập nhật liên tục các ma trận mã hóa trước và các ma trận giải mã bằng các CSI cục bộ và các thông tin trạm xung quanh để tối đa hàm mục tiêu là tốc độ đạt được qua chặng trong khi vẫn duy trì điều kiện hạn chế giao thoa. Kết quả thu được cho thấy thuật toán đề xuất hội tụ nhanh và đạt đến giá trị tương đương như trong trường hợp có CSI toàn cục dùng thông tin feedback. Về MIMO trong mạng đa chặng, công trình [54] khảo sát dung lượng trong hệ thống  $N \times N$  MIMO trên toàn bộ  $R$  chặng, sử dụng giao thức AF. Trên mỗi chặng về mặt tổng quát, trạm phát sẽ dùng  $M$  anten để phát  $M$  kí mã OFDM đồng thời (OFDM symbol), ở trạm thu có  $L$  anten. Tuy nhiên bài báo giả định rằng luôn có  $N$  anten thu đã thu tốt tín hiệu từ  $N$  anten phát,  $N \leq \min(M, L)$ , do đó chỉ đề cập đến hệ thống  $N \times N$  MIMO. Tác giả dẫn ra công thức tính dung lượng tuyến thông tin trong trường hợp  $N$  tổng quát và trường hợp riêng khi  $N = 2$  nhằm giảm bớt công thức tính toán. Bên cạnh đó, đặc tính tiệm cận của dung lượng kênh truyền khi SNR lớn cũng được xem xét đến. Các phân tích của công bố cho thấy rằng khi  $N = 4$  thì dung lượng kênh truyền cao hơn hẳn so với khi  $N = 2$ . Ngược lại dung lượng kênh truyền sẽ giảm đi nhiều nếu số lượng chặng  $R$  tăng lên. Tuy nhiên một kết luận rất đáng chú ý là dung lượng kênh truyền giảm khi  $R$  tăng sẽ ít hơn trong hệ thống MIMO có  $N$  nhỏ hơn.

Qua những phân tích trên, có thể thấy MIMO là một phương thức hiệu quả để cải thiện hiệu năng mạng chuyển tiếp đa chặng. Tuy nhiên, đi kèm với ưu điểm về hiệu năng là việc tính toán khá phức tạp trên các ma trận, đặc biệt khi kích thước lớn, vốn không phù hợp với các trạm chuyển tiếp trung gian có cấu hình thấp, khả năng xử lý hạn chế. Nhằm cân bằng giữa khả năng xử lý với tính khả thi, các nhà nghiên cứu đề xuất các phương thức phân tập mới trong các hệ thống đa anten để giảm yêu cầu tính toán trong khi vẫn tận dụng được ưu điểm của MIMO. Transmit Antenna Selection (TAS) [55] là phương pháp chọn lựa anten tại đầu trạm phát kết hợp với cách thức kết hợp tín hiệu tại đầu trạm thu như MRC, SC, EGC thường là những giải pháp nhận được nhiều đề xuất từ các nhà nghiên cứu. Trong đó, phân tập phát/thu kiểu TAS/SC và TAS/MRC phổ biến hơn và được so sánh trong [56]. Cụ

thể, với nghiên cứu về mạng chuyển tiếp hai chặng dùng giao thức AF trong kênh truyền Nakagami- $m$ , công trình [56] đã dẫn ra được các công thức tính xác suất lỗi ký mã (SEP) của TAS/MRC và TAS/SC ở dạng tường minh, đồng thời xem xét đến đặc tính tiệm cận của SEP khi tỉ số SNR cao (công thức 13, 22 của công bố). Kết quả phân tích cho thấy bậc phân tập (diversity order) của cả hai trường hợp TAS/MRC, TAS/SC bằng nhau. Ngoài ra, tác giả đã đưa ra khái niệm Array Gain cho từng đề xuất (công thức 14 và 23), sau đó lập tỉ số giữa hai Array Gain nhằm đánh giá sự chênh lệch về độ lợi thu được giữa hai phương án TAS/MRC và TAS/SC (công thức 24). Xét về mặt biểu diễn đặc tuyến bằng hình vẽ, Array Gain thể hiện sự dịch theo phương ngang của đặc tuyến hiệu năng tùy theo yếu tố đang xét đến (thường là SNR). Kết luận nghiên cứu cho rằng có sự chênh lệch về SEP của hai phương án trong cùng một hệ thống, ngay cả xét đến điều kiện cụ thể hai chặng bằng nhau hoặc khác nhau. Tỉ số Array Gain được vẽ trong Hình 5 của [56] cho thấy TAS/MRC ưu điểm nổi trội hơn so với TAS/SC trong tiêu chí SEP khi xem xét trong điều kiện tất cả các trạm thu phát có cùng phân tập anten ( $N_s = N_R = N_D$ ) và cùng tham số fading kênh truyền ( $m_1 = m_2$ ).

Vấn đề là làm sao chọn được anten phát tối ưu trong TAS? Hai giải pháp được đưa ra trong [57]: Dùng kết quả SNR thu được ở trạm đích trước đó để lựa chọn anten tốt nhất cho hiện tại (Optimal AS), hay sử dụng thông tin của đường trực tiếp từ nguồn đến đích (Suboptimal AS). Trong [58], tác giả đã phân tích phí tổn (gồm thời gian, số bit cần thiết) để chọn lựa anten trong Optimal AS là  $(2N_r + 1)$  khe thời gian phụ (time subslot) và sử dụng  $(2N_r + \log_2 N_r)$  bit, với  $N_r$  là số lượng anten tại trạm relay (công thức 2 của tài liệu). Với Suboptimal AS, mặc dù giảm phí tổn hơn trường hợp đầu nhưng vẫn cần đến  $(N_r + 1)$  time subslot và sử dụng  $(N_r + \log_2 N_r)$  bit cho việc quyết định chọn anten phát. Từ đó nhóm tác giả đề xuất giải pháp DAS vốn chỉ cần 2 khe thời gian phụ và 2 bit thông tin feedback. Các bước thiết lập trong đề xuất được mô tả đầy đủ trong Hình 1 của [58]. Kết hợp với phương thức phân tập tại đầu thu, trong tài liệu [59], tác giả đã đề xuất giải pháp DAS/MRC và DAS/SC.

Kết quả cho thấy rằng đặc tuyến xác suất dừng của mạng là những đường cong tương đồng nhau khi so sánh giữa DAS/MRC với TAS/MRC (Hình 2) hoặc DAS/SC với TAS/SC (Hình 3) nhưng DAS cần thông tin CSI ít hơn trong quá trình chọn anten phát. Thêm vào đó, nghiên cứu TAS/MRC và TAS/SC trong tài liệu [60] được thực hiện chi tiết và đầy đủ với kênh truyền Weibull fading, vốn là kênh truyền thích hợp trong môi trường cả indoor và outdoor hay những thiết bị có không gian phân tập anten nhỏ hẹp. Tiếp theo, công trình nghiên cứu [60] có bước tiếp cận tương tự như trong [56] nhưng khảo sát cụ thể với tín hiệu điều chế pha  $M$ -ary PSK và điều chế biên độ trực giao  $M$ -ary QAM. Kết quả một lần nữa khẳng định rằng bậc phân tập trong TAS/MRC và TAS/SC bằng nhau. Ngoài ra nếu cụ ly trong các chặng bằng nhau, các tác giả nhận thấy tỉ số Array Gain không phụ thuộc vào số lượng relay mà chỉ phụ thuộc vào số lượng anten ở các trạm thu phát và thông số fading kênh truyền. Nghiên cứu [61] tổng hợp lại các đặc tính của TAS/MRC và TAS/SC trong các môi trường fading khác nhau như Rician, Nakagami- $m$ , Weibull, Generalized- $K$ . Với kiểu điều chế  $M$ -ary PSK,  $M$ -ary QAM, các tác giả đã đưa ra được đặc tính SEP của hệ thống cả ở dạng chính xác và tiệm cận khi xét một chặng đơn lẻ trong bảng I hay nhiều chặng hơn ở bảng II trong [61]. Tỉ số Array Gain cũng được liệt kê ra ở bảng III [61] và một lần nữa khẳng định rằng Array Gain không phụ thuộc vào số lượng relay mà chỉ phụ thuộc vào số lượng anten ở các trạm thu phát và thông số fading giống như đề cập ở [60]. Qua đó tác giả đề xuất TAS/GSC, một giải pháp cân bằng giữa TAS/MRC và TAS/SC, trong đó phía đầu trạm thu sẽ chỉ lấy tín hiệu từ một số anten có SNR lớn mà không lấy từ tất cả các anten nhằm cân bằng giữa khả năng xử lý tín hiệu và hiệu năng đạt được tương ứng. Một bài báo khác là [62] phân tích hiệu năng mạng đa chặng dùng giao thức DF và phân tập TAS/SC qua các thông số hiệu năng xác suất dừng, xác suất lỗi ký mã (SEP), tỉ lệ lỗi bit (BER). Bên cạnh đó, xác suất độ lợi SNR (Probability of SNR Gain), vốn được xem như là thông số đo lường hiệu năng tổng quát của mạng qua nhiều chặng cũng được nghiên cứu. Kết quả cho thấy TAS/SC sử dụng trong mạng hai chặng (dual-hop) hay mạng năm chặng đều có ưu điểm nổi trội về SNR so với

phương thức truyền trực tiếp thẳng từ nguồn đến đích. So sánh với cách thức tiếp cận MIMO đầy đủ qua ma trận kênh truyền, giải pháp phân tập TAS/SC và các biến thể của nó (ví dụ: DAS/SC, TAS/GSC,...) vẫn giữ được các ưu điểm về hiệu năng nhưng sử dụng ít thông tin CSI hơn, khả năng tính toán thấp hơn (không cần xử lý các ma trận). Do đó, việc khai thác phân tập TAS/SC có nhiều tiềm năng trong lĩnh vực nghiên cứu về mạng đa chặng, đặc biệt là những mô hình nghiên cứu gồm các trạm xử lý trung gian có khả năng tính toán hạn chế. Ngoài ra, vì số lượng anten lớn sẽ khó khăn trong tính toán và cập nhật CSI, tăng kích thước thiết bị hay làm giảm không gian giữa các anten sẽ tăng yếu tố tương quan giữa các anten, vì vậy các mô phỏng kiểm chứng thường giả định với số lượng anten vừa phải (từ 1 đến 10).

Truyền thông cộng tác (Cooperative Communication) được xem là một giải pháp thay thế cho hệ thống MIMO để đạt được độ lợi về phân tập theo không gian và độ lợi về ghép kênh (spatial diversity and multiplexing gain) tương đương mà không cần phát triển nhiều anten trong một thiết bị thu phát. Thông thường, các hệ thống được đề xuất nhằm mục đích nghiên cứu độ phân tập chi thuần túy truyền thông tin giống nhau trên các kênh vô tuyến khác nhau, do đó trạm đích thường nhận nhiều thông tin giống nhau. Kết quả là giải pháp đề xuất thường cải thiện được độ lợi phân tập, nâng cao chất lượng dịch vụ. Hệ thống truyền thông cộng tác bằng phương pháp ghép kênh theo không gian (cooperative spatial mutiplexing system) là hệ thống có nguồn và các trạm chuyển tiếp phát những phần thông tin khác nhau trên các luồng phụ (substream). Ở đầu thu, các trạm thu sẽ sử dụng những bộ cân bằng tuyến tính Zero-Forcing để tái tạo thông tin. Nghiên cứu [63] được xem như hình mẫu minh họa cho một cách thức cộng tác trong mạng truyền thông hai chặng. Trong công trình này, nhóm tác giả xem xét đến việc truyền thông tin từ trạm nguồn có một anten đến một trạm đích có  $N_D$  anten với sự trợ giúp của  $R-1$  trạm thu phát trung gian đơn anten. Mỗi trạm trung gian được giả sử nhận tốt ký mã (symbol) dành riêng cho mình (trong  $R-1$  ký mã phát từ nguồn) ở khe thời gian đầu. Sau đó, các trạm này phát cùng lúc với với trạm nguồn (lúc này trạm nguồn phát ký mã thứ  $R$ ). Với thông tin được điều chế  $M$ -ary PSK, tác giả đã đưa ra được

công thức dạng đóng tính SEP trung bình cũng như dạng xấp xỉ. Qua phân tích, tác giả kết luận rằng thông số SEP trung bình trong mô hình được đề cập không thay đổi khi so sánh trong điều kiện độ sâu điều chế khác nhau (QPSK hay 8-PSK). Với một hình thái truyền thông cộng tác hơi khác trên, công trình [64] xét đến trạm phát thứ cấp ngoài việc hỗ trợ phát cho sơ cấp còn phát tín hiệu của riêng mình, giống mô hình dạng chồng chập của lý thuyết vô tuyến nhận thức (Overlay Cognitive Radio). Nhiều công trình khác như [65, 66] đều kết luận về tính hiệu quả của giải pháp lựa chọn relay chuyển tiếp trong mạng hai chặng. Tuy nhiên, các kết quả trên chưa phù hợp với mạng đa chặng. Nguyên nhân là do khi thông tin từ nguồn được chuyển tiếp qua nhiều chặng, nếu truyền tin không thành công trên một chặng nào đó thì sự chuyển tiếp xem như thất bại hoàn toàn. Vì vậy, để có những kết luận về truyền thông cộng tác trong một mạng đa chặng tổng quát, công trình [17] đề xuất mô hình với mỗi relay trợ giúp được cài đặt ở mỗi chặng, dùng hai giao thức là cộng tác thông thường (CvC: Conventional Cooperative) và cộng tác tăng cường (IR: Incremental Cooperative). Kết quả cho thấy rằng cả hai giao thức cộng tác kể trên đều có mức xác suất dừng thấp hơn đáng kể so với giao thức phát trực tiếp (DT: Direct Transmission) khi xét trên cùng một mức ngưỡng SNR trong mạng đa chặng. Nói cách khác, khi sử dụng giao thức DT trong từng chặng, chúng ta cần nhiều chặng hơn khi so sánh với giao thức CvC và IR để đạt cùng một mức chất lượng dịch vụ QoS từ trạm nguồn đến trạm đích. Tuy nhiên, hai giải pháp đề xuất trên đòi hỏi phải có một trạm chuyển tiếp nằm ngoài tuyến thông tin chính được bố trí ngay trên từng chặng và đây là một trở ngại mà không dễ hiện thực trong thực tế. Để tránh khó khăn trên, các nghiên cứu cần đề xuất những giải pháp cộng tác mới giữa các trạm thu phát ngay trong nội bộ tuyến thông tin chính. Thông tin có thể bỏ qua một số trạm trung gian để hỗ trợ về đích nhanh nhất và hiệu quả nhất.

Về lĩnh vực bảo mật thông tin trong mạng chuyển tiếp, dựa theo lý thuyết thông tin, bảo mật lớp vật lý (PLS: Physical-layer Security) hoàn toàn khả thi khi chất lượng của kênh truyền chính tốt hơn kênh nghe lén. Hiệu số giữa dung lượng kênh truyền chính và kênh nghe lén gọi là dung lượng bảo mật [67]. Dựa vào dung lượng

dùng và dung lượng bảo mật, các nhà nghiên cứu đưa ra nhiều tiêu chí đánh giá bảo mật lớp vật lý. Xác suất dùng bảo mật (SOP) là tiêu chí đánh giá khả năng dung lượng bảo mật nhỏ hơn dung lượng ngưỡng  $C_{th}$  cho trước [68]. Trong khi đó, xác suất dung lượng bảo mật khác không (PNSC) là khả năng đạt được dung lượng bảo mật lớn hơn không. Bên cạnh đó, xác suất nghe lén (IP) đánh giá khả năng một trạm nghe lén có thể nghe thành công thông tin được truyền trong kênh truyền chính [69, 70]. Ngoài ra, một số đánh giá hiệu năng khác có thể kể đến như dung lượng bảo mật trung bình (ASC) [71] hay xét thêm các đặc tính xấp xỉ của các tiêu chí đánh giá kể trên. Trở lại nghiên cứu về PLS trong công trình [72], tác giả xem xét hiệu năng bảo mật qua đề xuất nghiên cứu một mạng chuyển tiếp hai chặng có bốn nút mạng: nguồn, đích, chuyển tiếp và nghe lén. Từ công thức tính xác suất dùng trong cả hai giao thức DF lẫn RF, tác giả đã đưa ra được biểu đồ dạng footprint (gồm các đường đẳng xác suất) của thông số hiệu năng xác suất dùng tùy theo vị trí bố trí của trạm chuyển tiếp (relay) như trong Hình 2 của tài liệu công bố. Với biểu đồ trên, việc thay đổi vị trí đặt trạm relay sao cho hiệu quả trở nên dễ dàng khi xem xét đến yếu tố thông tin có thể bị nghe lén trên kênh truyền. Vì vậy, trong các mô hình nghiên cứu về bảo mật thông tin bằng PLS, chúng ta cần chú ý đến tương quan vị trí của các trạm nghe lén và các trạm chuyển tiếp để bảo mật thông tin trên đường truyền. Công trình [71] đưa ra một đề xuất khác khi xem xét đến trường hợp các trạm thu phát trong mạng được trang bị bởi nhiều anten thu phát dùng kỹ thuật MIMO để phân tích và có tính đến tác động của nhiễu phân cực. MIMO khai thác sự khác biệt ngẫu nhiên của các kênh truyền từ phát đến thu nhằm tăng dung lượng kênh thông tin. Trong chế độ hoạt động HD, trạm phát và trạm thu sử dụng tất cả các anten để chuyển thông tin từ nguồn đến relay và từ relay đến đích theo hai khe thời gian khác nhau. Ngược lại, trong chế độ FD không chia khe thời gian, các trạm có thể phát thu đồng thời. Trừ trạm nguồn và đích, các trạm trung gian sẽ chia số anten của mình làm hai nhóm, một nhóm thực hiện phát và nhóm còn lại thực hiện thu đồng thời với nhóm đầu. Bên cạnh việc khảo sát với chế độ hoạt động FD và HD, nhóm tác giả cũng xem xét đến việc sử dụng hai giao thức DF hoặc RF trong

mạng hai chặng thứ cấp hoạt động dưới sự hạn chế công suất. Sau khi phân tích tín hiệu, nhóm tác giả đưa ra những công thức tính dung lượng bảo mật trung bình ASC trong trường hợp HD-CV1, FD-CV1 (CV1: sử dụng giao thức DF), HD-CV2, FD-CV2 (giao thức RF). Kết quả so sánh hai giao thức DF và RF trong cùng điều kiện truyền thông hoạt động dưới sự hạn chế công suất cho thấy rằng dung lượng bảo mật trung bình ASC khi dùng RF đạt được cao hơn DF. Kết quả trên cũng cho thấy trạm nghe lén có thể tổ hợp thông tin của cả hai chặng nếu sử dụng giao thức DF dẫn đến dung lượng bảo mật trung bình giảm hơn trường hợp RF. Xác suất thông tin bị đánh chặn (IP: Intercept Probability) trong trường hợp trạm nghe lén tổ hợp thông tin theo phân tập thu MRC lớn hơn SC hay EGC. Vì vậy nghiên cứu bảo mật trong mạng chuyển tiếp có số chặng lớn cần chú ý đến khả năng tổ hợp thông tin bằng MRC của trạm nghe lén. Để tránh điều này, các nghiên cứu về hiệu năng bảo mật cần đề xuất sử dụng giao thức RF khi truyền thông. Tuy nhiên, nếu chỉ xem xét đơn thuần về hiệu năng truyền thông mà không quan tâm đến yếu tố bảo mật thì việc ứng dụng giao thức DF hay RF có cùng một kết quả giống nhau. Trờ lại với [71], kết quả rút ra cho thấy dung lượng bảo mật trung bình trong cả HD lẫn FD đều dẫn đến hằng số khi công suất phát tăng cao. Nghĩa là giải pháp tăng công suất phát lớn sẽ không cải thiện dung lượng bảo mật trung bình một cách hiệu quả. Một điểm đáng chú ý nữa là số lượng anten phát ở trạm trung gian lớn sẽ cải thiện đáng kể dung lượng bảo mật trung bình trong cả hai chế độ HD và FD (Hình 2 của [71]). Như vậy, đề xuất nghiên cứu trang bị nhiều anten trong trạm trung gian của mạng thứ cấp có thể nâng cao hiệu năng bảo mật. Ngược lại, trong Hình 5, số lượng anten phát tại trạm sơ cấp tăng sẽ ảnh hưởng nghiêm trọng đến hiệu năng bảo mật. Yếu tố đa anten trong mạng sơ cấp cũng ảnh hưởng trực tiếp đến hiệu năng bảo mật của mạng thứ cấp và cần được nghiên cứu thêm.

Đề cập đến ảnh hưởng của tương quan giữa các anten trong hệ thống bảo mật đa anten, tác giả trong [73] dùng kỹ thuật TAS/MRC và phân tích khả năng bảo mật của một chặng điển hình chịu ảnh hưởng bởi Nakagami- $m$  fading qua thông số xác suất dừng bảo mật SOP. Sau khi phân tích và đưa ra công thức tính SOP trong

trường hợp số lượng anten bất kì và sự tương quan giữa chúng, tác giả cũng xét đến đặc tính tiệm cận khi SNR cao để đưa ra bậc phân tập anten và thông số Array Gain. Lưu ý rằng bậc phân tập đặc trưng cho độ dốc của đường đặc tuyến SOP, thể hiện tốc độ giảm nhanh chóng của đường đặc tuyến. Kết luận của công bố một lần nữa khẳng định rằng bậc phân tập SOP của chặng đang xét phụ thuộc vào số lượng anten phát, anten thu và thông số fading kênh truyền. Ngoài ra sự tương quan của các anten ảnh hưởng đến hiệu năng bảo mật khi SNR thấp, nhưng không ảnh hưởng đến bậc phân tập của SOP trong miền SNR khác. Như vậy, tương quan giữa các anten có thể được bỏ qua khi phân tích hệ thống có bậc phân tập từ trung bình trở lên mà không gây ra sai lệch trong phân tích hiệu năng nhiều. Từ những phân tích trên đây, chúng ta có thể thấy rằng giải pháp TAS/SC để phân tích trong hệ thống mạng đa chặng được trang bị nhiều anten có thể tăng hiệu năng bảo mật, giảm khả năng xử lí tại các trạm thu phát.

Về khía cạnh bảo mật thông tin bằng phương thức cộng tác, các nhà nghiên cứu thường sử dụng trạm jammer phát tín hiệu nhiễu đồng thời với trạm phát chính. Tín hiệu nhiễu từ trạm jammer phát đến trạm nghe lén sẽ đóng vai trò như nhiễu nhân tạo, làm giảm khả năng giải mã thông tin của trạm nghe lén. Trong khi đó, trạm thu trên tuyến sẽ loại bỏ được tín hiệu nhiễu từ jammer nên không ảnh hưởng đến khả năng giải mã thông tin. Trong các mô hình nghiên cứu, trạm jammer có thể là trạm chuyển tiếp ngay trên tuyến thông tin trong những khe thời gian rảnh rỗi hoặc từ những trạm ngoài tuyến để hỗ trợ cho tuyến thông tin chính. Tài liệu [74] so sánh hiệu năng bảo mật SOP trong mạng chuyển tiếp hai chặng khi sử dụng hai giao thức truyền tin AF và DF và trang bị hai anten thu phát đồng thời ở trạm chuyển tiếp (chế độ FD), một anten trang bị cho trạm nguồn, một anten cho trạm đích. Trong giao thức AF, truyền thông qua hai chặng chia làm hai pha: pha đầu có trạm nguồn phát, trạm trung gian chuyển tiếp nhận tín hiệu đồng thời trạm trung gian và trạm đích cũng phát tín hiệu nhiễu đến trạm nghe lén, ở pha sau trạm chuyển tiếp trung gian phát lại thông tin đến trạm đích cùng thời điểm với trạm nguồn phát tín hiệu gây nhiễu đến trạm nghe lén. Trong giao thức DF, khung thời gian truyền tin chia



làm hai pha tương tự như AF nhưng không có sự hỗ trợ bởi trạm đích phát tín hiệu nhiều trong pha đầu. Trong Hình 2 và 3 của [74], chúng ta có thể thấy hiệu năng bảo mật được cải thiện hơn trong trường hợp dùng tín hiệu gây nhiễu với tốc độ bit thấp khi so sánh qua thông số hiệu năng bảo mật SOP với trường hợp sử dụng giao thức AF, DF thông thường không có tín hiệu gây nhiễu. Một công trình khác sử dụng kỹ thuật jamming để cải thiện dung lượng bảo mật là [75] đã đưa ra thuật toán tối ưu công suất và bố trí trạm jammer cộng tác ngoài tuyến thông tin để đạt được mục tiêu ban đầu. Có thể thấy rằng việc gửi tín hiệu gây nhiễu cần có sự đồng bộ chặt chẽ với các trạm phát khác và đây là trở ngại khi triển khai kỹ thuật jamming. Tuy nhiên, hiệu quả của kỹ thuật jamming trong việc nâng cao hiệu năng bảo mật là khá rõ. Vì vậy, việc sử dụng kỹ thuật jamming để nâng cao hiệu năng bảo mật cần được triển khai trong các mạng có nhiều chặng, vốn dễ bị đánh chặn thông tin hơn.

Nhóm tác giả trong [36] đề xuất một phương thức mới trong đó các trạm chuyển tiếp sẽ nhận tín hiệu từ trạm nguồn và giải mã, điều chế lại trước khi phát tín hiệu đi cùng lúc với các trạm chuyển tiếp khác. Các trạm giải mã thành công thông tin từ nguồn ở pha đầu sẽ phát với pha của tín hiệu khác với pha của tín hiệu nguồn. Ngược lại các trạm không giải mã thành công sẽ phát tín hiệu có pha cùng với tín hiệu nguồn. Từ đó tác giả tìm được giá trị công suất phát tối ưu cho mỗi relay nhằm đạt được thông số hiệu năng bảo mật IP tốt hơn khi so sánh với trường hợp một relay phát đơn thuần (SRS), hay cách thức lựa chọn relay cơ hội để phát (ORS). Phương thức cộng tác trên cũng chứng minh được tính hiệu quả khi so sánh với chiến lược lựa chọn relay cận tối ưu có dùng kỹ thuật jamming và lược đồ phát tín hiệu nhiễu nhân tạo của những công trình trước đó. Qua phân tích trên, chúng ta thấy rằng với mạng hai chặng (dual-hop) có nhiều cách thức hiệu quả để chọn relay. Nổi bật nhất trong số đó là chọn relay sao cho tối đa thông lượng tại trạm đích, chọn relay sao cho tối thiểu dung lượng kênh nghe lén (Giao thức Max-Min). Cho đến hiện nay, hầu như các phương thức truyền thông cộng tác phổ biến được nghiên cứu trên mạng dual-hop theo phương thức lựa chọn trạm chuyển tiếp dạng SRS, ORS. Tuy nhiên, xét trong nghiên cứu mạng đa chặng, rất ít các công trình nghiên cứu đề

cập đến vấn đề chọn trạm chuyển tiếp. Thực tế là việc chọn trạm chuyển tiếp hợp lý ở một chặng nào đó trên tuyến đa chặng tổng quát chưa chắc đã mang lại kết quả tối ưu cho toàn cục. Cách nhà nghiên cứu thường nghiên về bài toán lựa chọn tuyến thông tin tối ưu (Path Selection) dựa trên đặc tính chung từ tất cả các chặng [76]. Công trình [77] đề xuất ba phương thức để chọn đường truyền thông trong mạng đa chặng có các phân tử mạng thu hoạch năng lượng vô tuyến: chọn đường đi ngắn nhất (SPS), chọn đường ngẫu nhiên (RPS) và chọn đường tốt nhất (BPS). SPS dựa vào điều kiện số chặng truyền tin là thấp nhất trong khi BPS lựa chọn dựa vào tiêu chí dung lượng từ nguồn đến đích là lớn nhất. Để tránh việc bị nghe lén, điều kiện cần thỏa mãn là dung lượng kênh truyền từ các relay trên tuyến được chọn đến trạm nghe lén phải nhỏ hơn mức ngưỡng. Tác giả sau đó dẫn ra công thức tính xác suất dừng ở dạng đóng trong trường hợp một tuyến bất kì được chọn và xét cụ thể trong ba đề xuất trên. Kết luận của nhóm tác giả cho thấy rằng khi dùng phương thức BPS trong mạng đa chặng, đa tuyến thông tin trong trường hợp có khiếm khuyết phần cứng và thu hoạch năng lượng vô tuyến cải thiện hiệu năng bảo mật đáng kể. Ngoài ra, dùng BPS trong những thiết bị có phần cứng chất lượng hạn chế sẽ hiệu quả hơn RPS và SPS. Có thể nói rằng khả năng chọn đường đi trong mạng chuyển tiếp đa chặng nhằm nâng cao khả năng bảo mật là một hướng nghiên cứu mở. Hiện tại, rất ít các công trình dạng như [77]. Mặc dù vậy, trong công trình này, tác giả chỉ đề xuất những trạm phát được trang bị một anten. Để nâng cao hiệu năng, chúng ta có thể sử dụng trạm thu phát được trang bị nhiều anten, hoặc dạng cụm để cho kết quả khả quan hơn.

Một vấn đề được quan tâm gần đây là đề xuất nghiên cứu các giải pháp để thay thế nguồn năng lượng cung cấp trong những điều kiện đặc thù để truyền tin. SWIPT là giải pháp vừa thu năng lượng từ sóng vô tuyến vừa truyền tin đồng thời [27]. Trong tài liệu [78], các tác giả đã nghiên cứu kết hợp thu hoạch năng lượng vô tuyến và truyền tin với giải pháp chia một đơn vị thời gian truyền (time block) thành hai phần chính: một phần dùng để thu thập năng lượng, phần còn lại dùng để truyền thông tin với hai giao thức đề xuất là TSR (Time Switching-based Relaying) và

PSR (Power Switching-based Relaying). Giao thức truyền thông AF được sử dụng trong cả hai đề xuất. Nghiên cứu đã dẫn ra những công thức ở dạng chính xác với dạng xấp xỉ để tính xác suất dừng và thông lượng tại trạm đích trong hai trường hợp tương ứng: delay-limited và delay-tolerant. Quá trình mô phỏng cũng xem xét đến ảnh hưởng của nhiễu, mức độ thu hoạch năng lượng hay sự bố trí vị trí relay ảnh hưởng đến hệ thống. Nhóm tác giả cũng khảo sát đặc tính của mô hình mạng trên nhưng sử dụng giao thức truyền thông DF trong công trình [43]. Kết quả khảo sát đưa ra được giá trị phân chia thời gian  $\alpha$  trong TSR hay phân chia công suất  $\rho$  trong PSR để tối ưu thông lượng tương tự như trong [78]. Điểm chung hai công trình nghiên cứu trên là khảo sát trên mô hình mạng chuyển tiếp hai chặng (dual-hop) với dải tần dành riêng độc lập không có nhiễu đồng kênh.

Một số tác giả khác nghiên cứu mô hình giống như trên nhưng trong môi trường truyền tin sử dụng chung dải tần với những tuyến thông tin độc lập khác. Với sự xuất hiện của xuyên nhiễu đồng kênh (CCI) khiến cho việc tách lọc tín hiệu ở trạm thu sẽ khó khăn hơn nhưng bù lại sẽ giải quyết được bài toán thực tế khi môi trường truyền thông được sử dụng cho nhiều tuyến thông tin độc lập khác. Trong công trình nghiên cứu [79], nhóm tác giả đã giả sử rằng relay chịu ảnh hưởng bởi  $M$  tín hiệu đồng kênh. Các tín hiệu này hỗ trợ cho việc thu thập năng lượng vô tuyến tốt hơn ở trạm chuyển tiếp trong pha thu thập năng lượng, do đó thời gian thu năng lượng cần thiết ít hơn. Bằng cách khảo sát thông lượng đi qua trạm trung gian theo hệ số phân chia thời gian thu năng lượng  $\alpha$  với nhiều mức SNR khác nhau, tác giả đã tìm được giá trị  $\alpha$  tối ưu để thông lượng đạt được lớn nhất. Giá trị tối ưu này sẽ càng nhỏ khi SNR càng bé trong cùng điều kiện SIR. Tuy nhiên khi xem xét đến quá trình truyền tin từ nguồn đến đích (End-to-end), tác giả đã bỏ qua ảnh hưởng của CCI lên quá trình thu tín hiệu ở trạm đích. Rõ ràng là CCI làm tăng khả năng thu năng lượng ở trạm chuyển tiếp nhưng đồng thời cũng làm suy giảm SNR ở các trạm thu, kể cả trạm thu đích. Để nghiên cứu mô hình hoạt động đầy đủ và cụ thể hơn, Kalamkar và Banerjee [44] đã công bố công trình nghiên cứu của họ sử dụng giao thức truyền thông DF kết hợp với TSR nhưng trong bối cảnh môi trường

truyền thông tồn tại nhiều tuyến thông tin độc lập của nhiều người dùng sơ cấp (PUs). Nhóm tác giả xem xét sự ảnh hưởng của xác suất dừng mạng hai chặng thứ cấp theo số lượng tuyến thông tin độc lập gây ra CCI. Kết quả cho thấy nếu số tuyến thông tin độc lập càng lớn, xác suất dừng càng cao. Tuy nhiên, nếu so sánh với việc có sử dụng hay không sử dụng CCI trong quá trình thu hoạch năng lượng, kết luận đưa ra là xác suất dừng hệ thống sẽ lớn hơn nếu không sử dụng CCI. Điểm khác biệt nữa trong công trình trên so với các tác giả trước đây là mức năng lượng sử dụng để phát ở trạm chuyển tiếp bị chặn trên do điều kiện hạn chế công suất trong mạng UCRN. Nếu điều kiện ràng buộc này trở nên thoáng hơn (mức ngưỡng lỗi chấp nhận được cao hơn) thì hệ số thời gian thu năng lượng tối ưu  $\alpha$  theo thông lượng cũng tăng (Hình 4 của công bố). Để củng cố cho luận cứ của mình, nhóm tác giả sau đó ra đời công trình tiếp theo [80] khai thác cả việc thu hoạch năng lượng vô tuyến cho trạm nguồn đồng thời phân tích cả hai trường hợp delay-limited và delay-tolerant. Kết quả cho thấy giá trị  $\alpha$  tối ưu theo thông lượng phụ thuộc vào số tuyến thông tin hoạt động trong cùng dải tần và việc thu hoạch năng lượng vô tuyến từ CCI để truyền tin hiệu quả hơn là không sử dụng CCI, tương tự như kết quả trong công trình trước đó. Với cơ sở mạng hai chặng như trên nhưng giả thiết phân bố i.i.d, nghiên cứu sinh đã nghiên cứu về hệ số thời gian thu hoạch [J4] và hệ số phân chia công suất [J8] tối ưu. Đối với mạng truyền thông hai chiều, nghiên cứu sinh đã đề xuất giải pháp thu hoạch năng lượng vô tuyến từ cả trạm phát sơ cấp và thứ cấp tại relay để truyền tin [J7]. Kết quả so sánh hiệu suất năng lượng của giao thức phân chia theo công suất PS\_TDBC tốt hơn giao thức phân chia theo thời gian TS\_TDBC. Có thể nói kỹ thuật SWIPT sử dụng trong mạng chuyển tiếp hai chặng hiện nay là hướng nghiên cứu của nhiều nhà khoa học trong nước cũng như quốc tế [81-83] và là hướng nghiên cứu tiềm năng trong mạng vô tuyến đa chặng có số chặng lớn.

Khác với mạng chỉ có hai chặng cố định, việc thay đổi số chặng lớn hơn hai sẽ dẫn đến các giao thức mới. Dựa trên giao thức TSR và PSR kể trên, nhiều tác giả đề xuất những giao thức mới trong mạng đa chặng (được hiểu là số chặng lớn hơn hai).

Nghiên cứu của C. Xu và đồng tác giả [83, 84] hay [C3] mà nghiên cứu sinh là đồng tác giả cùng đề xuất những giao thức thu hoạch năng lượng từ một trạm Beacon, vốn đóng vai trò phát năng lượng cung cấp cho tất cả các trạm trong mạng đa chặng. Tương tự như TSR trong [78], nhóm nghiên cứu C. Xu đề xuất trong khoảng thời gian  $\alpha$ , năng lượng được cung cấp và lưu trữ lại ở tất cả các trạm phát. Phần thời gian còn lại được chia đều theo số chặng để thực hiện thu phát. Giá trị tối ưu của  $\alpha$  được tính trong điều kiện bị hạn chế công suất bởi PU. Cách thức thu hoạch này có nhược điểm là khi khoảng cách tới Beacon xa thì các trạm phải cần nhiều thời gian tích lũy năng lượng sẽ hạn chế thời gian thu phát. Ngoài ra thu hoạch trong thời gian dài sẽ không đảm bảo rằng kênh truyền thỏa mãn điều kiện slow fading (độ lợi kênh truyền được xem là không thay đổi trong khoảng một khe thời gian truyền). Khác biệt với đề xuất trên, một giao thức khác được đề xuất trong [77, 85] và [C3]. Ở đó, các trạm thu phát trong khe thời gian của riêng mình tự chia ra hai phần thu hoạch và truyền tin giống như TSR. Giao thức này tránh được thời gian thu hoạch dài như trên nhưng lại bỏ phí năng lượng ở những khe thời gian không phải dành cho mình. Các giá trị hệ số thời gian thu hoạch  $\alpha$ , mức công suất phát tối ưu là mục tiêu nghiên cứu hàng đầu cho những đề xuất nghiên cứu có sử dụng kỹ thuật thu hoạch năng lượng. Ngoài ra, một số kỹ thuật nâng cao hiệu năng như đa anten, sử dụng mạng cụm, mạng hợp tác kết hợp với thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin chưa được nghiên cứu nhiều trong những năm gần đây. Vì vậy, phát triển hướng nghiên cứu thu thập năng lượng vô tuyến để truyền tin đồng thời SWIPT trong mạng đa chặng là bước đi hiệu quả trong việc triển khai linh động các hệ thống mạng thế hệ mới mà không bị vướng bận bởi nguồn cung cấp cho các trạm chuyển tiếp lẫn trạm nguồn, nhất là trong những môi trường truyền tin đặc thù.

### *1.2.2 Các nghiên cứu trong nước:*

Về nghiên cứu mạng đa chặng trong nước, nhóm tác giả của Học viện Bưu chính Viễn thông [86] đã đề xuất một giao thức cộng tác mới (MH-DX) trong đó sử dụng các trạm thu phát ngoại tuyến (không nằm trên tuyến đa chặng) phát lại thông tin.

Kết quả được so sánh với giao thức truyền thông tuân tự thông thường (MH-TT) và đạt được độ lợi phân tập cao hơn. Tuy nhiên, các trạm thu phát trong mô hình không sử dụng kỹ thuật thu hoạch năng lượng vô tuyến và không xem xét đến các yếu tố khác như số chặng, số trạm thu phát ngoại tuyến tối ưu. Công trình [C4] mà nghiên cứu sinh tham gia đề xuất truyền tin qua mạng đa chặng hai đích đến riêng biệt sử dụng kỹ thuật NOMA. Kết luận cho thấy tổng dung lượng kênh trung bình từ nguồn đến đích khi sử dụng NOMA vượt trội hơn thông thường. Khảo sát cũng cho thấy giá trị này đạt tối đa khi số chặng thấp ( $K \triangleq 1, 2, 3$ ) tùy theo vị trí nguồn phát nhiều. Quang và cộng sự trong [87] đã nghiên cứu ảnh hưởng nhiều phần cứng của một mạng chuyển tiếp chịu ảnh hưởng bởi kênh truyền Nakagami- $m$  và Rician. Kết quả khi so sánh với hệ thống có phần cứng lý tưởng, dung lượng kênh trung bình có xu hướng tăng chậm hơn và hướng đến đặc tuyến bão hòa khi công suất phát chuẩn hóa lớn hơn 20dB. Tuy nhiên, mô hình mạng ở trên hoạt động với dải tần riêng và không có can nhiễu CCI. Về thu thập năng lượng, tác giả trong [88] sử dụng kỹ thuật TAS tại nguồn và MRC tại đích cho trạm đa anten trong khi trạm trung gian chỉ được trang bị một anten và có thu hoạch năng lượng. Nghiên cứu cho thấy có thể đạt được độ lợi phân tập tương đương với hệ thống khi không thu hoạch năng lượng. Do chỉ có một relay duy nhất, mô hình trên không thể tận dụng được trạm trung gian tốt nhất để chuyển tiếp. Ngược lại, công trình [89] tận dụng số lượng nhiều relay trong cùng một chặng (phân bố theo dạng cụm) để nâng cao hiệu năng bảo mật. Nhóm tác giả đã chứng minh rằng số lượng relay tại mỗi cụm ảnh hưởng đáng kể đến hiệu năng bảo mật của hệ thống thông tin đa chặng dưới điều kiện hạn chế công suất phát. Ngoài ra, công trình [90] nghiên cứu về mạng chuyển tiếp hai chiều với tất cả các trạm đều thu năng lượng vô tuyến từ một trạm phát năng lượng (Beacon) riêng. Nghiên cứu cho thấy hệ số thời gian thu hoạch năng lượng tối ưu không phụ thuộc vào vị trí trạm Beacon và relay, do đó cần bố trí gán mạng nhất có thể. Như vậy, đối với lĩnh vực nghiên cứu mạng chuyển tiếp, các nhà nghiên cứu trong nước gần như bắt kịp với xu hướng nghiên cứu trên thế giới.

### 1.3 Kết luận của chương

Những kết quả phân tích trên đây cho thấy đề tài “Nghiên cứu hiệu năng mạng truyền thông vô tuyến đa chặng trong điều kiện công suất phát hạn chế” là hướng nghiên cứu khả thi và sẽ giải quyết được những vấn đề cấp bách trong truyền thông hiện nay. Xuất phát từ những nghiên cứu thành công trước đó về hiệu năng cũng như là bảo mật lớp vật lý trong mạng hai chặng, đề xuất nghiên cứu trên mạng đa chặng là một bước phát triển mới. Sử dụng mô hình lý thuyết vô tuyến nhận thức dạng nền (UCR) là giải pháp hiệu quả để có thể phục vụ nhiều người dùng trong một dải tần hạn hẹp. Các lý thuyết đặc tả đặc điểm của môi trường truyền tin chuyên biệt sẽ thu được kết quả sát với thực tế đo đạc hơn. Việc giải quyết bài toán đa anten bằng các phân tập kiểu TAS/SC sẽ làm giảm bớt tính toán cũng như cập nhật CSI, rất thích hợp cho những trạm xử lý muốn nâng cao hiệu năng nhưng không khả năng tính toán hạn chế. Đặc biệt, việc thu thập năng lượng vô tuyến để truyền tin cùng với việc phát huy tính cộng tác giữa các phân tử truyền tin cả trong nội mạng đa chặng mục tiêu lẫn bên ngoài mạng là giải pháp mang tính thực tiễn cao trong một môi trường truyền tin năng động, hiện đại, khi các phân tử trong mạng có thể thay đổi nhanh chóng về số lượng lẫn tính chất theo thời gian.

## Chương 2

# CƠ SỞ LÝ THUYẾT

### 2.1 Giới thiệu

Luận án hoàn toàn dựa trên nền tảng lý thuyết tín hiệu, lý thuyết toán để đánh giá, so sánh các đặc điểm của các mạng vô tuyến trong các điều kiện truyền tin khác nhau. Tuy nhiên, cách thức tiếp cận phân tích lý thuyết những kỹ thuật truyền thông tiên tiến gần đây khá phức tạp. Vì vậy, phần sau đây sẽ trình bày một số lý thuyết về kỹ thuật truyền thông mới có liên quan và được sử dụng trong luận án.

### 2.2 Đặc tả kênh truyền vô tuyến

Để đánh giá đặc tính của kênh truyền vô tuyến, các nhà nghiên cứu dựa vào mô hình toán học mô tả kênh truyền. Sau đây là một số mô tả toán học của các kênh truyền được sử dụng cho luận án.

#### 2.2.1 Rayleigh fading

Đây là mô hình kênh truyền phổ biến nhất trong nghiên cứu [46, 77, 91-94]. Đặc tả toán học của kênh truyền được xây dựng từ giả thiết tín hiệu đi từ trạm phát đến trạm thu bị phân xạ trong môi trường truyền và không có tín hiệu đến từ đường trực tiếp trong tầm nhìn thẳng (LOS) [42]. Độ lợi kênh truyền Rayleigh fading được mô tả toán học với hàm mật độ xác suất (PDF) và phân bố xác suất (CDF) tương ứng như sau:

$$f_U(u) = \lambda_U \exp(-\lambda_U u), \quad (2.1)$$

$$F_U(u) = 1 - \exp(-\lambda_U u), \quad (2.2)$$

với  $\lambda_U = 1/\bar{U}$ , là giá trị kì vọng của biến ngẫu nhiên  $U$ . Trong lĩnh vực vô tuyến  $\lambda_U = \lambda_{XY} = d_{XY}^{-\eta}$  với  $d_{XY}$  là khoảng cách từ trạm phát X đến trạm thu Y,  $\eta$  là số mũ



trong mô hình suy hao đơn giản  $d^{-\eta}$  tùy theo môi trường truyền tin (đô thị, cận đô thị, nông thôn, v.v...).

### 2.2.2 Rician fading

Mô hình kênh truyền Rician fading [16, 52] được sử dụng khi tín hiệu nhận được tại trạm thu phân chủ yếu đến từ đường trực tiếp trong tầm nhìn thẳng [42]. Độ lợi kênh truyền Rician fading  $\gamma_{XY}$  có hàm phân bố tương ứng như sau:

$$F_{\gamma_{XY}}(x) = 1 - Q_1\left(\sqrt{2K_D}, \sqrt{2(1+K_D)\lambda_D x}\right), \quad (2.3)$$

với  $Q_1(\cdot)$  là hàm Marcum  $Q$  được định nghĩa trong [95] và  $\lambda_D = 1/\bar{\gamma}_{XY}$ . Giá trị  $K_D$  là tỉ lệ công suất đến từ hướng trực tiếp so với hướng khác do tán xạ, đa đường.

### 2.3 Các mô hình truyền thông đa chặng

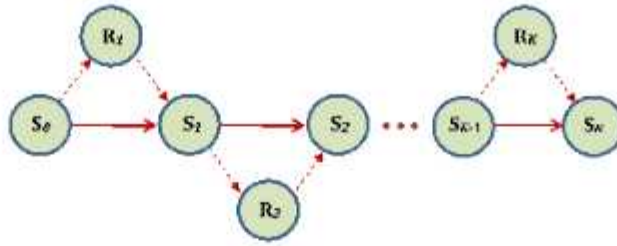
Trong mạng đa chặng [16, 19, 93], dữ liệu nguồn sẽ được chuyển tiếp đến đích thông qua nhiều trạm chuyển tiếp trung gian (gọi là relay). Hình 2.1 minh họa một mô hình chuyển tiếp đa chặng thông thường hoạt động ở chế độ Half-duplex, trong đó nút nguồn  $S_0$  gửi dữ liệu đến nút đích  $S_K$  thông qua  $K - 1$  nút chuyển tiếp trung gian lần lượt được ký hiệu là  $S_1, S_2, \dots, S_{K-1}$ . Mặc dù mô hình này thường được sử dụng trong các mạng thông tin vô tuyến bởi sự đơn giản trong thiết kế và triển khai nhưng hiệu năng của mạng bị suy giảm nghiêm trọng dưới sự tác động của fading kênh truyền và giao thoa đồng kênh [96, 97].



Hình 2.1: Mô hình chuyển tiếp đa chặng thông thường.

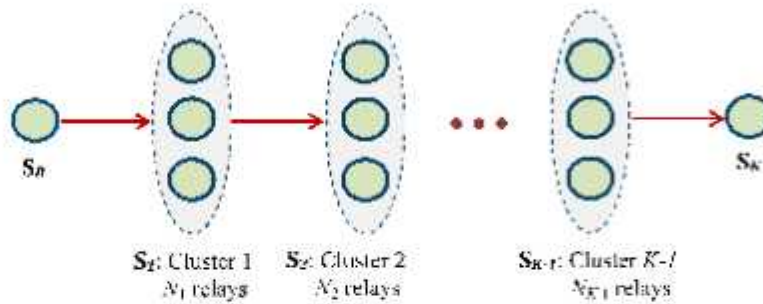
Giải pháp hiệu quả nhằm nâng cao hiệu năng trong mạng chuyển tiếp đa chặng là sử dụng truyền thông cộng tác. Một số hình thức cộng tác như sau:

- † Mô hình chuyển tiếp đa chặng cộng tác sử dụng các nút chuyển tiếp nằm ngoài tuyến được thiết lập giữa nguồn và đích [17, 98] như Hình 2.2.



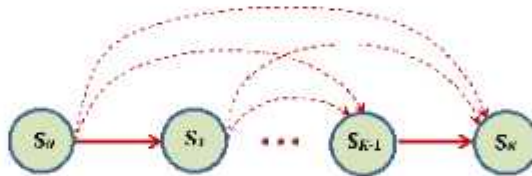
Hình 2.2: Mô hình chuyển tiếp đa chặng cộng tác sử dụng các nút ngoài tuyến.

† Sử dụng mô hình mạng cụm (Cluster) cho chuyển tiếp [99, 100] Hình 2.3.



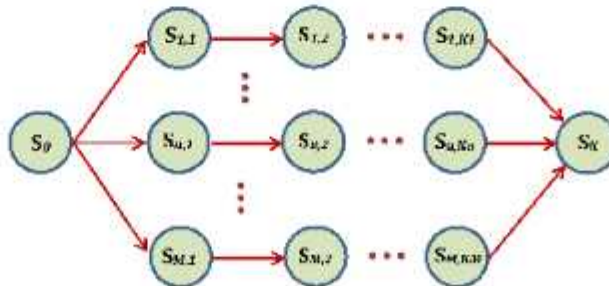
Hình 2.3: Mô hình chuyển tiếp đa chặng cộng tác với sự giúp sức của các cụm.

† Kết hợp nhiều tín hiệu từ các trạm trung gian khác nhau trên tuyến [46, 59, 92]. Trong Hình 2.4,  $S_0 \rightarrow S_K$  có thể nhận dữ liệu được gửi đi bởi các nút trước đó.



Hình 2.4: Truyền thông cộng tác đa chặng sử dụng các nút chuyển tiếp nội bộ.

† Chọn lựa tuyến tốt nhất từ nguồn đến đích [76, 77, 101] nếu tồn tại cùng lúc nhiều tuyến có thể truyền dữ liệu tương đương như trong Hình 2.5.

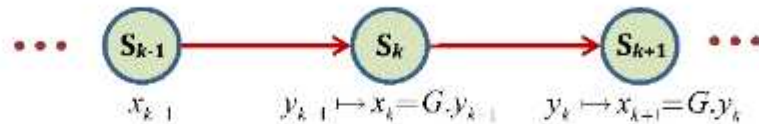


Hình 2.5: Mô hình đa chặng đa đường sử dụng kỹ thuật chọn đường tốt nhất.

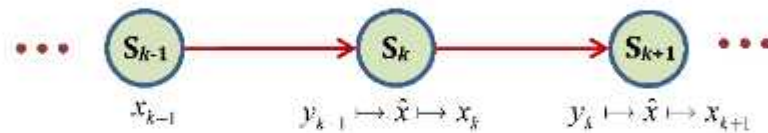
## 2.4 Giao thức truyền thông mạng đa chặng

### 2.4.1 Giao thức chuyển tiếp thông tin

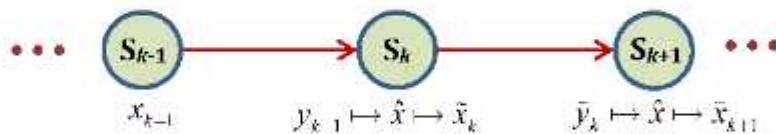
Để truyền thông qua mỗi chặng, các trạm chuyển tiếp trung gian cần phải sử dụng chung một giao thức truyền thông. Các hình sau đây mô tả một số giao thức phổ biến.



Hình 2.6: Giao thức Amplify-and-Forward (AF)



Hình 2.7: Giao thức Decode-and-Forward (DF)



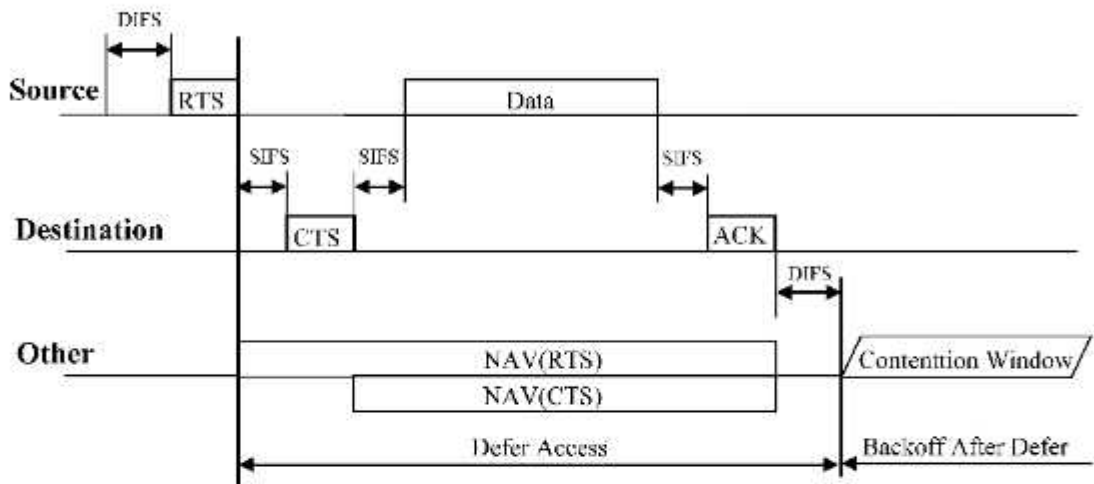
Hình 2.8: Giao thức Randomize-and-Forward (RF)

Trong giao thức AF [78, 102] ở Hình 2.6, các trạm chuyển tiếp sẽ nhận tín hiệu và khuếch đại  $G$  lần trước khi phát đến trạm kế mà không quan tâm đến thông tin. Ngược lại, đối với giao thức DF [43, 79] trong Hình 2.7 thì các trạm thu giải mã thông tin  $\hat{x}$ , sau đó mã hoá lại như cũ để phát đi. Giao thức RF [72, 103] trong Hình 2.8 giống DF ngoại trừ thông tin  $\hat{x}$  sẽ được mã hoá theo bảng mã khác nhau ở các chặng khác nhau.

### 2.4.2 Giao thức truy nhập kênh truyền

Các thủ tục để chiếm giữ kênh truyền chủ yếu dựa vào lớp MAC với báo hiệu RTS/CTS theo IEEE 802.11 [104]. Hình 2.9 vẽ lại Figure 9-4 trong tài liệu [104]. Khi một trạm phát muốn phát tín hiệu, trạm phát đó đầu tiên cần gọi RTS. Trạm thu

nhận được sẽ gửi CTS đáp ứng với yêu cầu RTS. Chỉ khi nào trạm phát nhận được CTS thì dữ liệu phát mới được gửi đi. Ngoài ra, CTS còn đưa ra thời gian chờ đợi để các trạm khác muốn truy cập kênh truyền phải trì hoãn để trạm hiện tại hoàn thành phát dữ liệu. RTS/CTS rất hiệu quả trong trường hợp độ dài khung RTS rất nhỏ so với dữ liệu truyền [105].



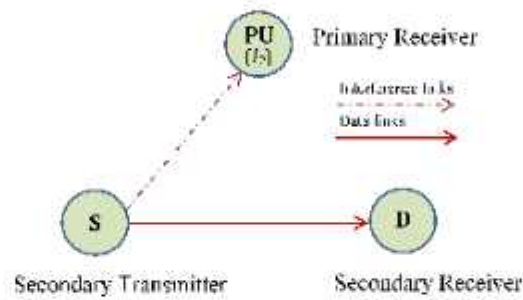
Hình 2.9: Giao thức truy nhập kênh truyền vô tuyến IEEE 802.11.

Trong truyền thông dạng cụm, đa anten, truyền thông cộng tác, các nhà nghiên cứu thường sử dụng kỹ thuật phân tập có lựa chọn [99, 106], trong đó phần tử được chọn ngẫu nhiên hoặc là tốt nhất theo một tiêu chí nào đó. Đơn cử như trong một cụm sử dụng lựa chọn ngẫu nhiên, nút chủ cụm sẽ chọn ngẫu nhiên một nút trong cụm để nhận (phát) dữ liệu. Đối với các giao thức liên quan đến việc chọn lựa nút tốt nhất trong cụm để tối ưu độ lợi kênh, có thể sử dụng giao thức MAC như trong tài liệu [107]. Đầu tiên, nút phát của cụm trước đó gửi một thông điệp điều khiển đến tất cả các nút của cụm kế tiếp. Sau khi nhận được thông điệp này, các nút sẽ thiết lập một bộ định thời (timer) bằng tỷ lệ nghịch độ lợi kênh giữa chính chúng và nút vừa mới phát. Thời gian sau đó, nút nào hết giờ trước (là nút có độ lợi kênh lớn nhất) sẽ phát đi một tín hiệu để xác nhận. Các nút khác trong cụm khi nhận được tín hiệu này sẽ dừng bộ định thời. Nút phát kế tiếp sẽ xác định dựa vào tiêu chí là nút thu tốt nhất. Ngoài phương pháp như trong [107], có rất nhiều đề xuất để thiết kế các giao thức MAC khác. Đặc biệt, công trình [108] đề cập đến giao thức MAC

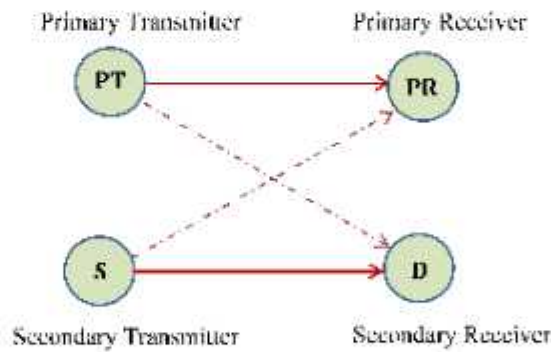
trong mạng vô tuyến đa chặng [109]. Bên cạnh đó, trong quá trình truy nhập kênh truyền, các trạm phát đã ước lượng được CSI nhờ vào các tín hiệu bắt tay.

## 2.5 Chế độ hạn chế công suất phát

Với truyền thông hiện đại, các mạng truyền thông có thể hoạt động trong một vùng phủ sóng chung và cùng chia sẻ dải tần phục vụ. Trong điều kiện như vậy, các trạm thu phát phải chịu sự ràng buộc về giới hạn công suất phát hoặc công suất thu để cùng nhau hoạt động.



Hình 2.10: Mô hình hạn chế công suất phát dựa vào mức xuyên nhiễu tối đa  $I_p$ .



Hình 2.11: Mô hình hạn chế dựa vào xác suất dừng mạng sơ cấp  $\epsilon_{OP}$ .

Công trình [49] đã đưa ra cách tính công suất phát tối đa được phép của trạm phát thứ cấp trong mô hình tương tự Hình 2.10 như sau:

$$P_s = \min \left( P_{th}, \frac{I_p}{\gamma_{S,PU}} \right), \quad (2.4)$$

trong đó  $I_p$  là mức ngưỡng giao thoa tối đa mà PU có thể giải mã được thông tin trong mạng sơ cấp và thường được qui định trước,  $\gamma_{S_{PU}}$  là độ lợi kênh truyền từ trạm phát thứ cấp sang trạm thu sơ cấp,  $P_{th}$  là công suất tối đa phần cứng có thể đáp ứng được của trạm phát. Trong trường hợp có  $L$  trạm PU thì công thức (2.4) được viết ở dạng tổng quát như sau [110, 111]:

$$P_S = \min \left( P_{th}, \frac{I_p}{\max_{i=1, \dots, L} (\gamma_{S_{PU_i}})} \right), \quad (2.5)$$

với  $i = 1, 2, \dots, L$  là chỉ số  $PU_i$ . Nếu có tính đến ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng, theo [C2], công suất của trạm phát thứ cấp thứ  $k-1$ , ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) trong mạng đa chặng là:

$$P_{S_{k-1}} = \min \left( P_{th}, \frac{I_p}{(1 + \kappa_1^2) \max_{i=1, \dots, L} (\gamma_{S_{k-1}PU_i})} \right), \quad (2.6)$$

$\kappa_1^2$  là mức ảnh hưởng của nhiễu phân cứng của kênh xuyên nhiễu.

Trong khi đó, dựa vào mức ngưỡng xác suất dừng tối đa ở tuyến thông tin sơ cấp  $\varepsilon_{op}$  như Hình 2.11, công thức tính công suất phát tối đa trạm thứ cấp trong điều kiện hạn chế công suất như sau [44, 80]:

$$P_{S_{k-1}} = \min \left( P_{th}, \frac{P_p \lambda_{S_{k-1}PR}}{\sigma_p \lambda_{PTPR}} \left[ \left( \frac{1}{1 - \varepsilon_{op}} \right)^{\frac{1}{L}} + 1 \right] \right), \quad (2.7)$$

trong đó  $R_p$  và  $P_p$  lần lượt là tốc độ và công suất phát trạm sơ cấp,  $\sigma_p = 2^{R_p} - 1$ ,  $\lambda_{S_{k-1}PR}$  và  $\lambda_{PTPR}$  được tính như trong (2.2). Ngoài ra, kí hiệu  $[x]^+ = \max(x, 0)$ .

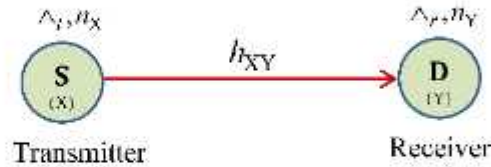
Tổng quát hơn, tác giả trong tài liệu [112] liệt kê cụ thể một số trường hợp sau:

- † Hạn chế xuyên nhiễu (Interference constraint).
- † Hạn chế theo tốc độ (Rate constraint).

- † Hạn chế theo công suất tổng (Total power constraint).
- † Hạn chế theo cấp phát cho kênh phụ (subchannel allocation constraint).
- † Hạn chế theo độ nhạy thu (receiver sensitivity constraint).

## 2.6 Khiếm khuyết phần cứng

Khiếm khuyết phần cứng (HI) được đề cập đến trong những nghiên cứu có tính đến những ảnh hưởng của phần cứng không lý tưởng lên hiệu năng của hệ thống [113]. Nguyên nhân là do các nhiễu pha [114], mất cân bằng I/Q [115, 116] hay tính chất phi tuyến của các bộ khuếch đại [117].



Hình 2.12: Mô hình tuyến thông tin không lý tưởng.

Về mặt lý thuyết phân tích, nếu có một kênh truyền từ X đến Y, theo [J9] khi đó tín hiệu tại Y nhận được là:

$$y = \sqrt{P_x} h_{XY} (x + \hat{\Lambda}_t) + \hat{\Lambda}_r + n_y, \quad (2.8)$$

trong đó  $P_x$  là công suất trạm phát,  $x$  là tín hiệu nguồn,  $h_{XY}$  là hệ số kênh truyền từ X đến Y. Bên cạnh đó,  $\hat{\Lambda}_t$  và  $\hat{\Lambda}_r$  biểu diễn mức nhiễu tín hiệu gây ra bởi đặc tính khiếm khuyết phần cứng (đặc tính không lý tưởng) tại đầu phát và đầu thu tương ứng. Ngoài ra  $n_y$  là nhiễu AWGN tại đầu thu. Theo [113, 118] công suất nhiễu của  $\hat{\Lambda}_t$  và  $\hat{\Lambda}_r$  có thể mô tả toán học như là những biến ngẫu nhiên có phân bố Gaussian với kỳ vọng là không và phương sai tương ứng là:

$$\sigma_{\hat{\Lambda}_t}^2 = \zeta_{X,t}^2, \sigma_{\hat{\Lambda}_r}^2 = \zeta_{Y,r}^2 P_x |h_{XY}|^2. \quad (2.9)$$

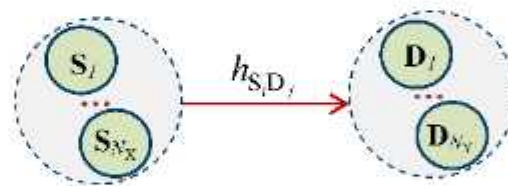
Tiếp đến, tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu tại đầu thu cho bởi:

$$\Phi_{XY} = \frac{P_x |h_{XY}|^2}{(\zeta_{X,t}^2 + \zeta_{Y,r}^2) P_x |h_{XY}|^2 + N_0} = \frac{P_x \gamma_{XY}}{\kappa_{XY}^2 P_x \gamma_{XY} + N_0}, \quad (2.10)$$

với  $\kappa_{XY}^2 = \zeta_{X,t}^2 + \zeta_{Y,r}^2$ , được xem là mức độ khiếm khuyết phần cứng ảnh hưởng lên tuyến thông tin. Ứng dụng mô hình trên, các công trình [87, 110] khảo sát ảnh hưởng của phần cứng không lý tưởng lên hiệu năng hệ thống, trong khi một số khác [71, 118, 119] phân tích ảnh hưởng của mức khiếm khuyết phần cứng lên tính bảo mật của hệ thống. Ngoài ra việc khảo sát ảnh hưởng phần cứng trong hệ thống MIMO [71], thu thập năng lượng vô tuyến [77] cũng được quan tâm.

## 2.7 Mạng vô tuyến dạng cụm

Là mạng có các trạm chuyển tiếp được xây dựng từ nhiều phần tử thu phát đặt gần nhau tương tự như Hình 2.3 sao cho sự chênh lệch cự ly thông tin là không đáng kể. Ưu điểm của cách sắp xếp này là tận dụng sự ngẫu nhiên của kênh truyền từ một trạm phát đến nhiều phần tử thu tương đương trong cụm, từ đó chọn lọc hay tổ hợp ra được tín hiệu thu tốt nhất theo một tiêu chí cụ thể để chuyển tiếp tín hiệu về phía sau.



Hình 2.13: Mô hình trạm vô tuyến dạng cụm.

Điểm chung của mô hình dạng cụm là chỉ cho phép một phần tử (nút) duy nhất trong cụm (trong số  $N_x$  nút) được phép phát thông tin ở một thời điểm, các phần tử khác cùng cụm có thể phát nhiều hay ở trạng thái nghỉ.

Tiêu chí chọn trạm phát trong cụm có thể là:

- † Chọn ngẫu nhiên (RAND) [99, 100].
- † Chọn dựa vào dung lượng tối đa của chặng hiện tại (BEST), [120-122] và [J5].
- † Chọn dựa vào dung lượng lớn nhất từ nguồn đến đích (MAX) [99].
- † Chọn dựa vào dung lượng thấp nhất giữa trạm phát và nghe lén (MIN) [120].



Về phía thu, các trạm thu trong một cụm (gồm có  $N_Y$  trạm) hoặc các anten trong cùng một trạm thu nhận tín hiệu từ cùng một nguồn phát nhưng kết quả tín hiệu thu được khác nhau do đặc tính ngẫu nhiên của kênh truyền  $h_{s,D_j}$ . Để chọn lọc hay tổ hợp tín hiệu tại nơi thu, có ba kỹ thuật phân tập tín hiệu thu sau được sử dụng trong nghiên cứu:

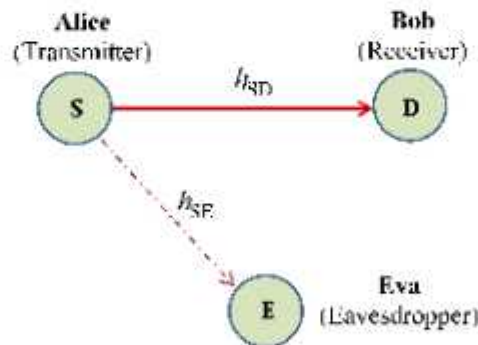
$$\dagger \text{ Maximal Ratio Combining (MRC) [123-125]} \quad \gamma_{\text{MRC}} = \sum_{j=1}^{N_Y} \gamma_j \quad (2.11)$$

$$\dagger \text{ Selection Combining (SC) [41, 121, 126]:} \quad \gamma_{\text{SC}} = \max_{j=1,2,\dots,N_Y} (\gamma_j) \quad (2.12)$$

$$\dagger \text{ Equal Gain Combining (EGC) [127, 128]:} \quad \gamma_{\text{EGC}} = \left( \sum_{j=1}^{N_Y} \gamma_j \right)^2 / N_Y \quad (2.13)$$

## 2.8 Bảo mật lớp vật lý

Lý thuyết về bảo mật kênh truyền vô tuyến bằng PLS lần đầu tiên được đưa ra bởi Wyner [33], sau đó là [34]. Vì một số khó khăn khi hiện thực tại thời điểm đó cũng như là xuất hiện các giải pháp bảo mật thay thế khác [129] nên PLS ít được nghiên cứu thêm. Cho đến gần đây, Bloch và các cộng sự [67] đã đề xuất mô hình bảo mật bằng PLS như hình dưới đây:



Hình 2.14: Mô hình tuyến thông tin vô tuyến bảo mật bằng PLS.

Tín hiệu nhận được qua kênh chính (Bob) và kênh nghe lén (Eva) như sau:

$$y_D = \sqrt{P_s} h_{SD} x + n_D, \quad (2.14)$$

$$y_E = \sqrt{P_s} h_{SE} x + n_E, \quad (2.15)$$

trong đó  $P_s$  là công suất trạm phát,  $x$  là tín hiệu nguồn,  $h_{SD}, h_{SE}$  là hệ số kênh truyền từ S đến D, E tương ứng. Dung lượng bảo mật của kênh truyền vô tuyến:

$$C_{\text{Sec}} = \max \left\{ 0, \log_2 \left( \frac{1 + \Delta_S \gamma_{SD}}{1 + \Delta_S \gamma_{SE}} \right) \right\}, \quad (2.16)$$

Xác suất nghe lén từ Eva:

$$IP = \Pr(\Delta_S \gamma_{SE} \geq \sigma_{\text{th}}). \quad (2.17)$$

Xác suất dừng bảo mật của kênh truyền vô tuyến:

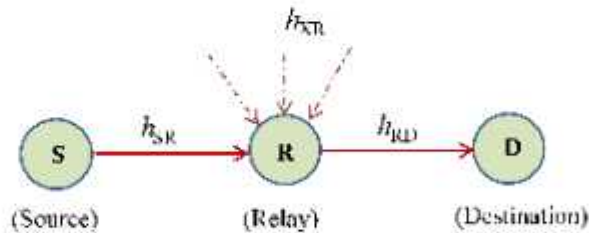
$$SOP = \Pr(C_{\text{Sec}} < C_{\text{th}}). \quad (2.18)$$

Xác suất dung lượng bảo mật khác không của kênh truyền vô tuyến:

$$PNSC = \Pr(C_{\text{Sec}} > 0). \quad (2.19)$$

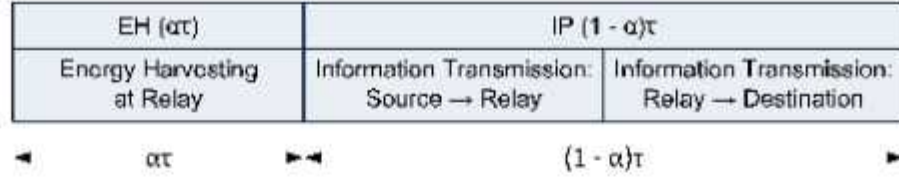
## 2.9 Thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin

Thu hoạch năng lượng vô tuyến và truyền tin đồng thời (SWIPT) là cách thức trạm thu phát sẽ thu năng lượng từ các sóng điện từ trong môi trường không gian xung quanh và của chính trạm phát trong mạng để phát tín hiệu chuyển tiếp như Hình 2.15.



Hình 2.15: Mô hình SWIPT thu năng lượng tại trạm thu phát chuyển tiếp.

Tùy theo giao thức thu hoạch năng lượng mà sẽ có mức năng lượng thu được khác nhau. Có hai giao thức cơ bản là Time Switching-based Relaying (TSR) và Power Splitting-based Relaying (PSR) [78]. Giao thức TSR dùng khoảng thời gian đầu  $\alpha\tau$  cho thu hoạch năng lượng, khoảng thời gian sau  $(1-\alpha)\tau$  chia đều cho hai quá trình từ nguồn đến relay và relay đến đích như Hình 2.16.



Hình 2.16: Phân chia thời gian trong TSR.

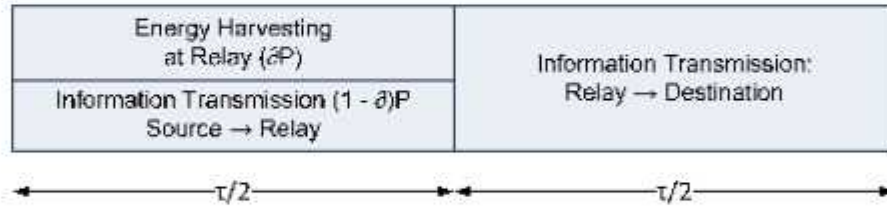
Trong Hình 2.15, khi không tính CCI [78]:

$$EH_R = \delta\alpha\tau P_S \gamma_{SR}. \quad (2.20)$$

Trong trường hợp có tính CCI [130]:

$$EH_R = \delta\alpha\tau \left( P_S \gamma_{SR} + \sum_{i=1}^L P_{T_i} \gamma_{X_i, R} \right). \quad (2.21)$$

Giao thức còn lại là PSR chia hai phần cố định bằng nhau  $\tau/2$  trong một time block như Hình 2.17, trong đó phần đầu thực hiện đồng thời việc thu thập năng lượng và nhận thông tin tại relay theo hệ số phân chia công suất tương ứng  $\delta$  và  $1 - \delta$ . Thời gian  $\tau/2$  sau thực hiện truyền thông tin từ relay đến đích.



Hình 2.17: Phân chia công suất trong PSR.

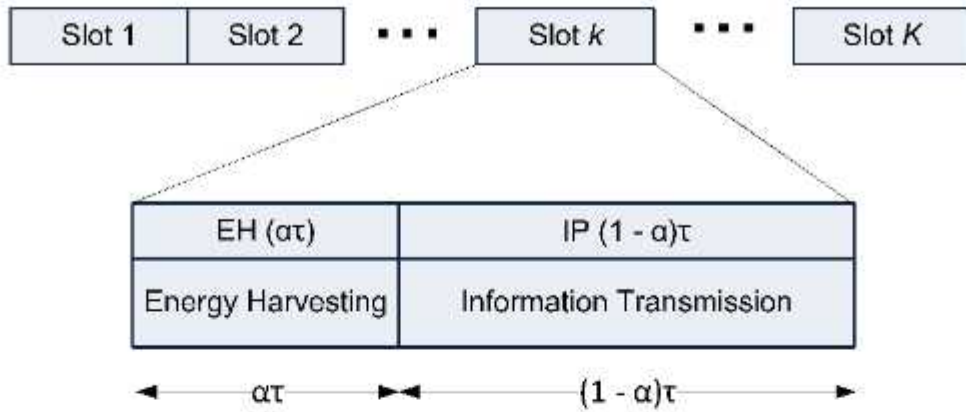
Trong trường hợp không có CCI [78]:

$$EH_R = \delta\delta(\tau/2) P_S \gamma_{SR}. \quad (2.22)$$

Trong trường hợp có CCI [130]:

$$EH_R = \delta\delta(\tau/2) \left( P_S \gamma_{SR} + \sum_{i=1}^L P_{T_i} \gamma_{X_i, R} \right). \quad (2.23)$$

Đối với mạng đa chặng, các nhà nghiên cứu trong [77], [C3] cải tiến giao thức TSR để dùng cho mạng đa chặng như Hình 2.18 dưới đây:



Hình 2.18: Giao thức TSR cải tiến cho mạng đa kênh.

Năng lượng thu được trong khe thời gian thứ  $k$  tại trạm phát  $S_k$  (được trang bị  $N_D$  anten) từ trạm phát năng lượng PB như sau:

$$EH_{S_k} = \delta\alpha\tau P_B \sum_{u=1}^{N_D} \gamma_{PBS_{k,u}}. \quad (2.24)$$

## 2.10 Kết luận của chương

Nội dung chương trình bày cơ sở lý thuyết của các kỹ thuật truyền thông được sử dụng trong luận án đồng thời giải thích chi tiết về các thuật ngữ chuyên sâu như hạn chế công suất phát, bảo mật lớp vật lý, thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin cùng với khiếm khuyết phần cứng. Các lý thuyết trên góp phần xây dựng nền tảng vững chắc về mặt cơ sở lập luận cho các đề xuất, phân tích mô hình mạng ở các phần sau.

## Chương 3

# MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP GỒM CÁC TRẠM THU PHÁT BỐ TRÍ TRONG TẦM NHÌN THẲNG

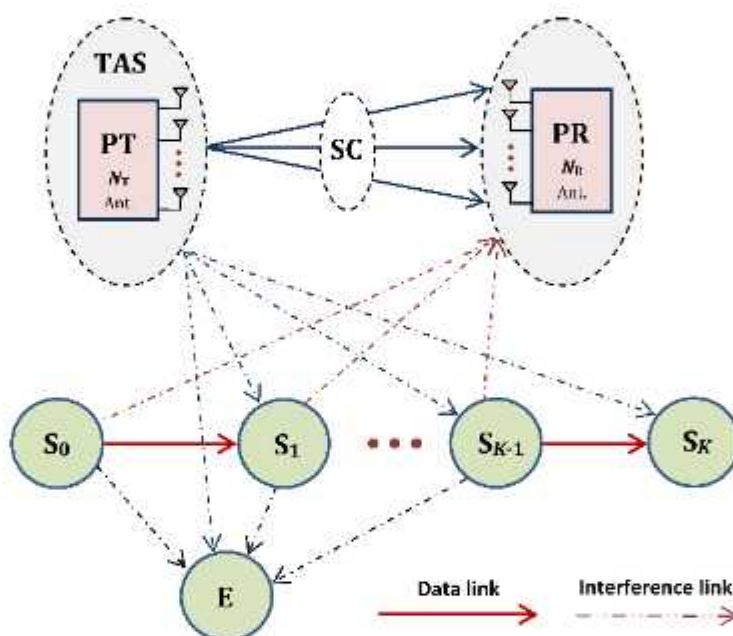
### 3.1 Giới thiệu

Gần đây, nhiều công trình nghiên cứu về mạng chuyển tiếp hai chặng với các kênh truyền Rayleigh fading [43-46, 131], Nakagami- $m$  fading [47-49], Rician fading [16, 50, 51] ra đời. Hầu hết các nghiên cứu, những kênh truyền vô tuyến đều chịu cùng một loại fading. Trong thực tế mạng VANET [132], các phương tiện ở gần nhau được xem như có đặc tả kênh truyền Rician. Ngược lại, các phương tiện ở xa hay trạm phát ngoài mạng là kênh truyền Rayleigh. Do đó cần nghiên cứu về mô hình mạng có nhiều đặc tả kênh truyền khác nhau phù hợp với thực tế. Ngoài ra, mạng vô tuyến với số chặng lớn hơn hai được kỳ vọng có vùng phủ sóng lớn hơn nhưng vẫn sử dụng công suất phát thấp [19]. Vì vậy, nghiên cứu sinh đề xuất nghiên cứu một mạng đa chặng thứ cấp hoạt động theo dạng nền vô tuyến nhận thức (MUCRN) với các trạm chuyển tiếp được đặt trong tầm nhìn thẳng LOS, kênh truyền đặc tả bởi Rician fading. Ngược lại, tầm nhìn từ các trạm này đến mạng sơ cấp là NLOS và được đặc tả bởi Rayleigh fading. Để đánh giá bảo mật thông tin, một trạm nghe lén được đặt ở nơi có tầm nhìn thẳng LOS đến mạng đa chặng mục tiêu. Các công trình trước đây của nghiên cứu sinh [C2, J9] đều cho thấy hiệu năng mạng đa chặng bị ảnh hưởng lớn từ yếu tố PUs của mạng sơ cấp. Như vậy, nếu ảnh hưởng từ PUs giảm sẽ tăng hiệu năng mạng mục tiêu. Dựa trên kết quả đó, nghiên cứu sinh đề xuất giải pháp trang bị nhiều anten trong mạng sơ cấp với mong muốn nâng cao hiệu năng mạng sơ cấp. Từ đó, các trạm phát thứ cấp có cơ hội nâng cao công suất phát, cải thiện hiệu năng mạng. Do các trạm thu phát có khả năng tính toán hạn chế, kỹ thuật phân tập TAS/SC được đề xuất sử dụng trong mạng sơ cấp có

nhiều anten. Dựa vào kết quả nghiên cứu, luận án đề xuất một số giải pháp để nâng cao hiệu năng mạng MUCRN.

Nội dung sau đây trình bày các kết quả đã được nghiên cứu sinh công bố trong tài liệu [J2] với tựa đề “*End-to-end security-reliability analysis of multi-hop cognitive relaying protocol with TAS/SC-based primary communication, total interference constraint and asymmetric fading channels.*” trên tạp chí *International Journal of Communication Systems (SCIE)*.

### 3.2 Mô hình đề xuất



Hình 3.1: Mô hình mạng chuyển tiếp đa chặng trong tầm nhìn thẳng.

Mô hình nghiên cứu MUCRN gồm hai mạng thông tin vô tuyến cùng hoạt động đồng thời trong một vùng không gian và trên cùng một dải tần số. Mạng sơ cấp (được ưu tiên đảm bảo QoS) bao gồm một trạm phát (PT) có  $N_T$  anten phát đến một trạm thu (PR) tương ứng trang bị  $N_R$  anten. Để truyền tin hiệu quả với giải pháp tính toán đơn giản, trạm phát PT sử dụng kỹ thuật lựa chọn anten phát (TAS) và trạm thu dùng phân tập lựa chọn tín hiệu tốt nhất (SC). Tiếp đến, mạng thứ cấp có nhiều chặng chuyển tiếp ( $K$  chặng) và được gọi là mạng đa chặng (hay mạng đa

chặng mục tiêu). Thông tin từ trạm nguồn  $S_0$  được truyền đến trạm đích  $S_K$  của mạng đa chặng được sự hỗ trợ của các trạm trung gian  $S_1, S_2, S_3, \dots, S_{K-1}$  (hay trạm chuyển tiếp, relay) theo giao thức truyền tin RF [72, 103], bán song công HD trên  $K$  khe thời gian trực giao. Giả sử khe đầu tiên được cấp phát cho chặng đầu tiên  $S_0 \rightarrow S_1$ . Các khe thời gian tiếp sau lần lượt được cấp phát cho các chặng kế tiếp tương ứng. Tất cả các trạm thứ cấp hay trạm nghe lén đều được giả sử chỉ trang bị một anten. Đặc biệt, tầm nhìn từ mỗi trạm thứ cấp đến trạm liền kề hay trạm nghe lén đều là LOS. Do đó, các kênh truyền được đặc tả bởi Rician fading. Hơn nữa, nghiên cứu có xem xét đến sự xuyên nhiễu CCI lẫn nhau giữa các trạm sơ cấp, trạm thứ cấp và trạm nghe lén. Các kênh truyền xuyên nhiễu được giả sử là NLOS nên được đặc tả bởi Rayleigh fading.

### 3.2.1 Tỷ số tín hiệu trên nhiễu tại các trạm thu

Xét trong thời gian khe thứ  $k$  bất kỳ, tín hiệu vô tuyến trên chặng  $S_{k-1} \rightarrow S_k$  (chỉ có trạm  $S_{k-1}$  phát do chế độ HD) sẽ gây ra can nhiễu lên toàn bộ  $N_R$  anten của trạm thu PR. Về mặt tổng quát, mỗi anten sẽ nhận được công suất can nhiễu khác nhau tùy theo chỉ số  $v$ . Gọi  $\mathcal{I}_{k-1,v}$  là mức công suất can nhiễu tối đa (mức ngưỡng có thể chịu được) tại anten thứ  $v$  của trạm sơ cấp PR. Theo [112], tổng mức can nhiễu tức thời lên PR trong khe thời gian  $k$  cần nhỏ hơn ngưỡng công suất can nhiễu cho trước  $\mathcal{I}_{\text{Tot}}$  (Total interference constraint) và được biểu diễn bằng bất phương trình sau:

$$\sum_{v=1}^{N_R} \mathcal{I}_{k-1,v} \leq \mathcal{I}_{\text{Tot}}. \quad (3.1)$$

Ngay tại thời điểm  $k$ , giả sử anten thứ  $u$  ( $u = 1, 2, \dots, N_T$ ) của PT được lựa chọn để phát, khi đó SINR thu được ở anten thứ  $v$  ( $v = 1, 2, \dots, N_R$ ) của PR là:

$$\Phi_{\text{PT}_u\text{PR}_v} = \frac{P_P \gamma_{\text{PT}_u\text{PR}_v}}{\mathcal{I}_{k-1,v} + N_0} = \frac{\Delta \gamma_{\text{PT}_u\text{PR}_v}}{I_{k-1,v} + 1}, \quad (3.2)$$

trong đó  $P_p$  là công suất phát của mỗi anten trong PT (và cũng chính là của PT do TAS chỉ có một anten phát tại một thời điểm),  $\Delta = \frac{P_p}{N_0}$  và  $I_{k-1,v} = \mathcal{G}_{k-1,v}/N_0$ . Dùng kỹ thuật TAS/SC [59, 60, 62, 133] kết hợp với (3.2), SINR thu của PR là:

$$\Phi_p = \max_{u=1,2,\dots,N_T} \left( \max_{v=1,2,\dots,N_R} \left( \Phi_{PT_u,PR_v} \right) \right). \quad (3.3)$$

Như đã đề cập ở (3.1), mức can nhiễu từ  $S_{k-1}$  lên anten thứ  $v$  của trạm PR nhỏ hơn ngưỡng  $\mathcal{G}_{k-1,v}$ . Nếu giả sử  $P_{S_{k-1}}$  là công suất phát của trạm  $S_{k-1}$ , điều kiện can nhiễu tính riêng cho một anten thu thứ  $v$  được biểu diễn như sau:

$$P_{S_{k-1}} \gamma_{S_{k-1},PR_v} \leq \mathcal{G}_{k-1,v}, \quad (3.4)$$

hay mức công suất phát tối đa và tuân thủ điều kiện can nhiễu cho toàn bộ  $N_R$  anten ở dạng dưới đây:

$$P_{S_{k-1}} = \min_{v=1,2,\dots,N_R} \left( \frac{\mathcal{G}_{k-1,v}}{\gamma_{S_{k-1},PR_v}} \right). \quad (3.5)$$

Giả sử các trạm thứ cấp được phát ở mức cho phép tối đa  $P_{S_{k-1}}$ , SINR tức thời tại trạm thu  $S_k$  và trạm nghe lén E là:

$$\Phi_{D,k} = \frac{P_{S_{k-1}} \gamma_{S_{k-1},S_k}}{P_p \gamma_{PT_u,S_k} + N_0}, \quad (3.6)$$

$$\Phi_{E,k} = \frac{P_{S_{k-1}} \gamma_{S_{k-1},E}}{P_p \gamma_{PT_u,E} + N_0}, \quad (3.7)$$

với  $u = 1, 2, \dots, N_T$ . Dung lượng tức thời kênh truyền sơ cấp, kênh truyền chính thứ cấp và kênh nghe lén trong khe thời gian  $k$  lần lượt biểu diễn như sau:

$$C_p = \log_2(1 + \Phi_p), \quad (3.8)$$

$$C_{D,k} = \frac{1}{K} \log_2(1 + \Phi_{D,k}), \quad (3.9)$$

$$C_{E,k} = \frac{1}{K} \log_2(1 + \Phi_{E,k}). \quad (3.10)$$



### 3.2.2 Xác suất dừng và xác suất nghe lén

Xác suất dừng trong mạng sơ cấp được định nghĩa là xác suất mà thông tin truyền không thành công từ PT  $\rightarrow$  PR và được biểu diễn như sau:

$$OP = \Pr(C_p < R_p), \quad (3.11)$$

trong đó  $R_p$  ( $R_p > 0$ ) là tốc độ mục tiêu của mạng sơ cấp.

Đối với mạng đa chặng thứ cấp sử dụng giao thức truyền tin RF, dung lượng kênh truyền từ trạm nguồn đến trạm đích (end-to-end) được tính như sau:

$$C_{D,e2e} = \min_{k=1,2,\dots,K} (C_{D,k}). \quad (3.12)$$

Xác suất dừng khi truyền tin từ nguồn đến đích trong mạng đa chặng là:

$$OP_{e2e} = \Pr(C_{D,e2e} < R_s), \quad (3.13)$$

trong đó  $R_s$  ( $R_s > 0$ ) là tốc độ mục tiêu của mạng thứ cấp.

Tiếp đến, xác suất nghe lén trong mạng đa chặng thứ cấp là khả năng mà trạm thu E nghe được thông tin truyền trong mạng đa chặng. Thông tin được chuyển tiếp qua nhiều chặng nhưng chỉ cần trạm E thu tốt một chặng nào đó cũng đồng nghĩa với thông tin đã không còn được bảo mật. Do đó, dung lượng kênh nghe lén được định nghĩa như sau:

$$C_E = \max_{k=1,2,\dots,K} (C_{E,k}). \quad (3.14)$$

Vì vậy, xác suất nghe lén của trạm E là:

$$IP = \Pr(C_E \geq R_s). \quad (3.15)$$

## 3.3 Phân tích hiệu năng

### 3.3.1 Xác suất dừng của mạng sơ cấp

Từ (3.2), (3.3), (3.8) và (3.11), xác suất dừng mạng sơ cấp được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} OP_{PN} &= \Pr\left(\max_{u=1,2,\dots,N_T} \left(\max_{v=1,2,\dots,N_R} (\Phi_{PT_u,PR_v})\right) < \sigma_p\right) \\ &= \prod_{u=1}^{N_T} \prod_{v=1}^{N_R} \Pr\left(\frac{\Delta\gamma_{PT_u,PR_v}}{I_{k-1,v} + 1} < \sigma_p\right), \end{aligned} \quad (3.16)$$

với  $\sigma_p = 2^{R_p} - 1$ . Mặt khác, do kênh truyền  $\gamma_{PT_u, PR_v}$  chịu ảnh hưởng bởi Rayleigh fading nên theo (2.2), phần biểu thức dưới hai dấu toán tử lấy tích viết chi tiết lại là:

$$\Pr\left(\frac{\Delta\gamma_{PT_u, PR_v}}{I_{k-1,v}+1} < \sigma_p\right) = \Pr\left(\Delta\gamma_{PT_u, PR_v} < \frac{\sigma_p(I_{k-1,v}+1)}{\Delta}\right) = 1 - \exp\left(-\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(I_{k-1,v}+1)}{\Delta}\right). \quad (3.17)$$

Thế (3.17) vào (3.16), chúng ta thu được dạng đóng biểu thức tính xác suất dừng như sau:

$$OP_{PN} = \left\{ \prod_{v=1}^{N_R} \left[ 1 - \exp\left(-\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(I_{k-1,v}+1)}{\Delta}\right) \right] \right\}^{N_T}. \quad (3.18)$$

Tiếp theo, mục tiêu bài toán là tìm giá trị thấp nhất của  $OP_{PN}$  ở (3.18) nhưng luôn thỏa mãn điều kiện (3.1), nghĩa là:

$$\begin{cases} \min_{I_{k-1,v}} OP_{PN} \\ s.t. \sum_{v=1}^{N_R} \mathcal{G}_{k-1,v} \leq \mathcal{G}_{Tot} \end{cases}. \quad (3.19)$$

Dùng phương pháp Lagrange cho hàm cơ bản của (3.18), điều kiện min xảy ra khi  $\mathcal{G}_{k-1,v} = \mathcal{G}_{Tot}/N_R, \forall v$ . Khi đó, xác suất dừng thấp nhất của mạng sơ cấp ở (3.19) được viết lại như sau:

$$OP_{PN} = \left[ 1 - \exp\left(-\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(I_p+1)}{\Delta}\right) \right]^{N_T N_R}, \quad (3.20)$$

trong đó  $I_p = \frac{\mathcal{G}_{Tot}}{N_R N_0}$ .

(Chứng minh phụ lục A, công thức (3.20)).

Mặt khác, điều kiện ràng buộc QoS của mạng sơ cấp đòi hỏi  $OP_{PN} \leq \varepsilon_{OP}$  với  $\varepsilon_{OP}$  là giá trị được quy định trước. Do đó, mức công suất can nhiễu tối đa được tính trong điều kiện  $OP_{PN} = \varepsilon_{OP}$  như sau:

$$I_p = \left[ \frac{\Delta}{\lambda_{pp}\sigma_p} \ln \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right) - 1 \right]^+ \quad (3.21)$$

(Chứng minh phụ lục A, công thức (3.21)).

Vì vậy, công suất phát ở trạm thứ cấp theo (2.5) là:

$$P_{S_{k-1}} = \frac{I_p}{\max_{v=1,2,\dots,N_R} (\gamma_{S_{k-1}PR_v})} = \frac{I_p}{X_{\max}} \quad (3.22)$$

Từ (3.6), (3.7) và (3.22), có thể biểu diễn SINR của chặng thứ cấp thứ  $k$  như sau:

$$\Phi_{D,k} = \frac{I_p \gamma_{S_{k-1}S_k}}{X_{\max} (\Delta \gamma_{PT_u S_k} + 1)}, \quad (3.23)$$

$$\Phi_{E,k} = \frac{I_p \gamma_{S_{k-1}E}}{X_{\max} (\Delta \gamma_{PT_u E} + 1)}. \quad (3.24)$$

### 3.3.2 Xác suất dừng của mạng đa chặng thứ cấp

Từ (3.13), xác suất dừng mạng đa chặng thứ cấp (mạng mục tiêu) trong điều kiện kênh truyền chính chịu ảnh hưởng bởi Rician fading được viết cụ thể là:

$$OP_{e2e} = \Pr \left( \min_{k=1,2,\dots,K} (C_{D,k}) < R_s \right) = 1 - \prod_{k=1}^K \left( 1 - \Pr \left( \underbrace{\frac{I_p \gamma_{S_{k-1}S_k}}{X_{\max} (\Delta \gamma_{PT_u S_k} + 1)}}_{OP_k} < \sigma_s \right) \right), \quad (3.25)$$

trong đó  $\sigma_s = 2^{KR_s} - 1$ . Chi tiết hơn, giá trị  $OP_k$  được tính theo công thức sau:

$$OP_k = \sum_{m=0}^{N_R-1} \lambda_{PS_k} \beta_0 \int_0^{+\infty} \frac{\beta_1 x + \beta_2}{\beta_1 x + \beta_3} \exp \left( -\frac{\beta_4}{\beta_1 x + \beta_3} \right) \exp(-\lambda_{PS_k} x) dx, \quad (3.26)$$

với  $\beta_0 = (-1)^m \frac{C_{N_R-1}^{N_R}}{m+1}$ ,  $\beta_1 = (1 + K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta$ ,  $\beta_2 = \frac{\beta_1}{\Delta}$ ,  $\beta_3 = (m+1) \lambda_{S_{k-1}P} + \beta_2$ ,

$$\beta_4 = (m+1) K_{D,k} \lambda_{S_{k-1}P}.$$

(Chứng minh phụ lục A, công thức (3.26)).

Kết hợp (3.25) và (3.26), xác suất dừng tính từ nguồn đến đích là:

$$OP_{e2e} = 1 - \prod_{k=1}^K \left( 1 - \sum_{m=0}^{N_R-1} \lambda_{PS_k} \beta_0 \int_0^{+\infty} \frac{\beta_1 x + \beta_2}{\beta_1 x + \beta_3} \exp\left(-\frac{\beta_4}{\beta_1 x + \beta_3}\right) \exp(-\lambda_{PS_k} x) dx \right), \quad (3.27)$$

Ở điều kiện SNR đủ lớn ( $\Delta \rightarrow +\infty$ ) và chịu ảnh hưởng bởi Rician fading, đặc tính tiệm cận của  $OP_{e2e}$  được xác định theo công thức sau:

$$OP_{e2e} \rightarrow 1 - \prod_{k=1}^K \left[ 1 - \sum_{m=0}^{N_R-1} \lambda_{PS_k} \beta_0 \int_0^{+\infty} \frac{\beta_5 x}{\beta_5 x + (m+1)\lambda_{S_{k-1}P}} \exp\left(-\frac{\beta_4}{\beta_5 x + (m+1)\lambda_{S_{k-1}P}}\right) \exp(-\lambda_{PS_k} x) dx \right], \quad (3.28)$$

$$\text{với } \beta_5 = \lambda_{PP} \sigma_P (1 + K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \sigma_S \ln^{-1} \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right).$$

(Chứng minh phụ lục A, công thức (3.28)).

Đặc biệt, xét trường hợp  $K_{D,k} = 0, k = 1, 2, \dots, K$ , khi đó các kênh truyền chính thứ cấp xem như là chịu ảnh hưởng bởi Rayleigh fading. Do đó, xác suất dừng  $OP_{e2e}$  trong trường hợp này thu được ở dạng công thức đóng là:

$$OP_{e2e} = 1 - \prod_{k=1}^K \left[ \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{\lambda_{PS_k} \beta_6}{\beta_7} \exp\left(\lambda_{PS_k} \frac{\beta_8}{\beta_7}\right) E_1\left(\lambda_{PS_k} \frac{\beta_8}{\beta_7}\right) \right], \quad (3.29)$$

$$\text{với } \beta_6 = (-1)^m C_{N_R-1}^m N_R \lambda_{S_{k-1}P}, \beta_7 = \lambda_{S_{k-1}S_k} \sigma_S \Delta / I_P, \beta_8 = (m+1)\lambda_{S_{k-1}P} + \lambda_{S_{k-1}S_k} \sigma_S / I_P.$$

(Chứng minh phụ lục A, công thức (3.29)).

Tiếp đến, khi  $K_{D,k} = 0, k = 1, 2, \dots, K$ , (Rayleigh fading) và SNR đủ lớn ( $\Delta \rightarrow +\infty$ ), đặc tính tiệm cận của  $OP_{e2e}$  được biểu diễn ở dạng đóng như sau:

$$OP_{e2e} \rightarrow 1 - \prod_{k=1}^K \left[ \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{\lambda_{PS_k} \beta_6}{\beta_9} \exp\left(\frac{(m+1)\lambda_{S_{k-1}P} \lambda_{PS_k}}{\beta_9}\right) E_1\left(\frac{(m+1)\lambda_{S_{k-1}P} \lambda_{PS_k}}{\beta_9}\right) \right], \quad (3.30)$$

$$\text{với } \beta_0 = \lambda_{\text{pp}} \sigma_p \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{S}_k} \sigma_s \ln^{-1} \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{\text{OP}})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right).$$

(Chứng minh phụ lục A, công thức (3.30)).

### 3.3.3 Xác suất nghe lén trong mạng mục tiêu

Từ kết quả ở (3.14) và (3.15), xác suất nghe lén trong mạng đa chặng thứ cấp chịu ảnh hưởng bởi Rician fading được biểu diễn như sau:

$$\text{IP} = \Pr \left( \max_{k=1,2,\dots,K} (C_{\text{E},k}) \geq R_s \right) = 1 - \prod_{k=1}^K \Pr \left( \frac{I_p \gamma_{\text{S}_{k-1} \text{E}}}{X_{\text{max}} (\Delta \gamma_{\text{PE}} + 1)} < \sigma_s \right). \quad (3.31)$$

Sau khi biến đổi tương tự như (3.26), xác suất nghe lén được thu gọn lại là:

$$\text{IP} = 1 - \prod_{k=1}^K \left[ \sum_{m=0}^{N_k-1} \lambda_{\text{PE}} \beta_0 \int_0^{\infty} \frac{\mu_1 x + \mu_2}{\mu_1 x + \mu_3} \exp \left( -\frac{\mu_4}{\mu_1 x + \mu_3} \right) \exp(-\lambda_{\text{PE}} x) dx \right], \quad (3.32)$$

với

$$\mu_1 = (1 + K_{\text{E},k}) \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{E}} \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta, \quad \mu_2 = \frac{\mu_1}{\Delta}, \quad \mu_3 = (m+1) \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{P}} + \mu_2, \quad \mu_4 = (m+1) K_{\text{E},k} \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{P}}.$$

Ở điều kiện SNR đủ lớn ( $\Delta \rightarrow +\infty$ ) và các kênh nghe lén chịu ảnh hưởng bởi Rician fading, đặc tính tiệm cận của IP được tính theo công thức sau:

$$\text{IP} \rightarrow 1 - \prod_{k=1}^K \left[ \sum_{m=0}^{N_k-1} \lambda_{\text{PE}} \beta_0 \int_0^{\infty} \frac{\mu_5 x}{\mu_5 x + (m+1) \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{P}}} \exp \left( -\frac{\mu_4}{\mu_5 x + (m+1) \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{P}}} \right) \exp(-\lambda_{\text{PE}} x) dx \right], \quad (3.33)$$

$$\text{trong đó } \mu_5 = \lambda_{\text{pp}} \sigma_p (1 + K_{\text{E},k}) \lambda_{\text{S}_{k-1} \text{E}} \sigma_s \ln^{-1} \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{\text{OP}})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right).$$

Đặc biệt, xét điều kiện  $K_{\text{E},k} = 0, k = 1, 2, \dots, K$ , khi đó tất cả các kênh nghe lén là Rayleigh fading. Vì vậy, IP được biểu diễn ở dạng đóng như sau:

$$\text{IP} = 1 - \prod_{k=1}^K \left[ 1 - \sum_{m=0}^{N_k-1} \frac{\lambda_{\text{PE}} \beta_0}{\mu_6} \exp \left( \lambda_{\text{PE}} \frac{\mu_7}{\mu_6} \right) E_1 \left( \lambda_{\text{PE}} \frac{\mu_7}{\mu_6} \right) \right], \quad (3.34)$$

trong đó  $\mu_6 = \lambda_{S_{k-1}E} \sigma_S \Delta / I_P$ ,  $\mu_7 = (m+1) \lambda_{S_{k-1}P} + \lambda_{S_{k-1}E} \sigma_S / I_P$ .

Tiếp đến, ở điều kiện Rayleigh fading ( $K_{E,k} = 0$ ) và SNR đủ lớn ( $\Delta \rightarrow +\infty$ ), đặc tính tiệm cận của IP được tính theo công thức sau:

$$IP \rightarrow 1 - \prod_{k=1}^K \left[ 1 - \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{\lambda_{PE} \beta_6}{\mu_8} \exp\left(-\frac{(m+1) \lambda_{S_{k-1}P} \lambda_{PE}}{\mu_8}\right) E_1\left(\frac{(m+1) \lambda_{S_{k-1}P} \lambda_{PE}}{\mu_8}\right) \right], \quad (3.35)$$

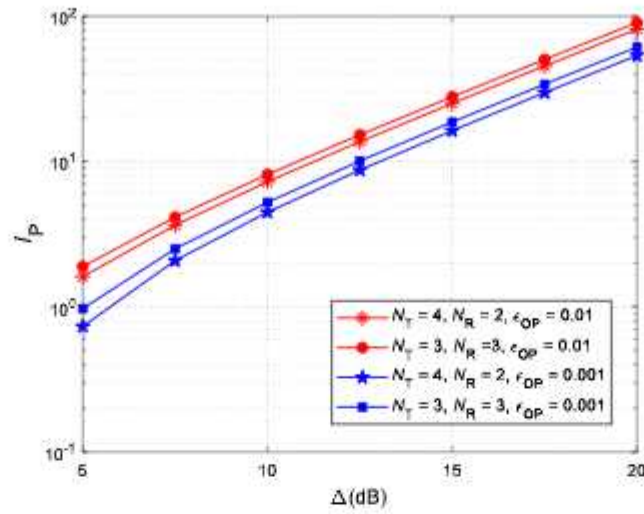
$$\text{với } \mu_8 = \lambda_{PP} \sigma_P \lambda_{S_{k-1}E} \sigma_S \ln^{-1} \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right).$$

### 3.4 Các kết quả đạt được

Để thực hiện mô phỏng nhằm kiểm chứng kết quả phân tích, nghiên cứu sinh giả sử các trạm thu phát được bố trí trong cùng một mặt phẳng gồm: Các trạm sơ cấp PT, PR ở  $(0.5, 1.5)$ ,  $(0.5, 0.75)$ , các trạm thứ cấp  $S_k$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, K$ ) ở  $(k/K, 0)$  và trạm nghe lén E được cài đặt ở  $(0.5, 0.5)$ , ngoại trừ Hình 3.4 ở  $(0.5, y_E)$ . Giả sử ngưỡng tốc độ của mạng sơ cấp và thứ cấp bằng nhau,  $R_p = R_s = 1$ , hệ số mũ suy hao path-loss  $\eta = 3$ . Ngoài ra, các kênh truyền Rician có hệ số  $K$ -factor giống nhau trên các chặng  $K_{D,k} = K_D$ ,  $K_{E,k} = K_E$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$  ( $K$ -factor thường là 0, 5,  $\infty$  [51] nhưng mô phỏng thực hiện với  $K$ -factor nhỏ hơn 30). Không kể hình Hình 3.2 khảo sát với các  $\varepsilon_{OP}$  khác nhau, tất cả các kết quả khác dựa trên  $\varepsilon_{OP} = 0.005$ .

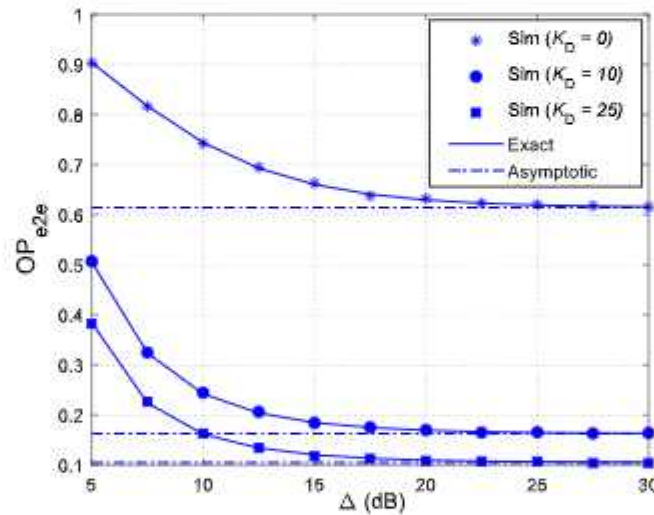
#### 3.4.1 Ảnh hưởng của SNR phát lên mức xuyên nhiễu ở trạm thu sơ cấp

Với cùng mức ngưỡng xác suất lỗi  $\varepsilon_{OP}$ , công suất phát của trạm sơ cấp sẽ ảnh hưởng lên mức ngưỡng công suất can nhiễu  $I_p$  của trạm thu sơ cấp. Trong Hình 3.2, SNR phát tăng dẫn đến giá trị  $I_p$  tăng. Khi so sánh giữa các mức ngưỡng xác suất dừng sơ cấp  $\varepsilon_{OP}$ , nghiên cứu nhận thấy giá trị ngưỡng  $I_p$  tăng cùng với  $\varepsilon_{OP}$ . Ngoài ra, giá trị  $I_p$  cũng có một ít khác biệt khi thay đổi số lượng anten ở trạm phát và trạm thu sơ cấp.



Hình 3.2:  $I_p$  vẽ theo tỉ số SNR phát  $\Delta$  khi  $\lambda_{pp} = 1$ .

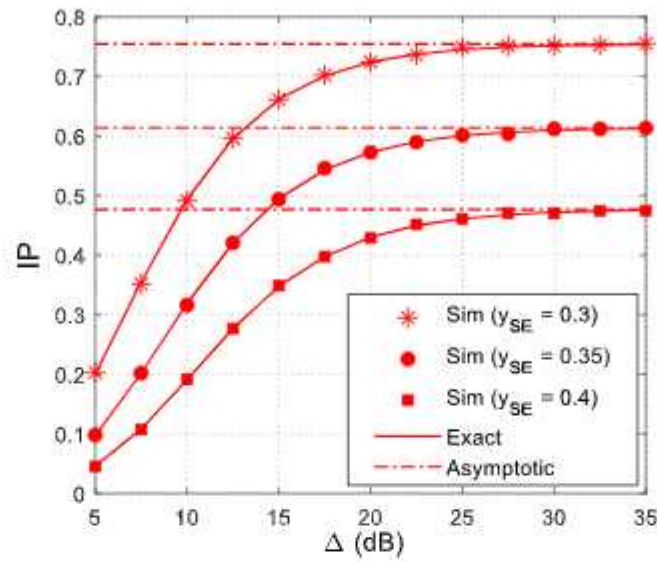
### 3.4.2 Xác suất dừng mạng đa chặng thứ cấp



Hình 3.3:  $OP_{e2e}$  vẽ theo  $\Delta$  khi  $N_T = 4$ ,  $N_R = 3$ ,  $K = 7$ .

Hình 3.3 biểu diễn  $OP_{e2e}$  theo SNR của trạm PT. Đặc tuyến cho thấy xác suất dừng mạng đa chặng mục tiêu giảm nhanh khi  $\Delta$  tăng. Với miền  $\Delta$  lớn hơn 20dB, đặc tuyến  $OP_{e2e}$  sẽ dần hội tụ về giá trị tiệm cận đã tính ở (3.28) và (3.30) và hầu như không thay đổi. Hình vẽ cũng cho thấy hiệu năng cải thiện vượt trội khi bố trí các trạm theo tầm nhìn thẳng LOS (Rician fading với  $K_D \neq 0$ ) so với NLOS (Rayleigh fading với  $K_D = 0$ ). Giá trị  $K_D$  càng lớn, hiệu năng càng được cải thiện.

### 3.4.3 Xác suất nghe lên trong mạng đa chặng thứ cấp



Hình 3.4: IP vẽ theo  $\Delta$  khi  $N_T = 4$ ,  $N_R = 3$ ,  $K = 7$ ,  $K_E = 0$ .

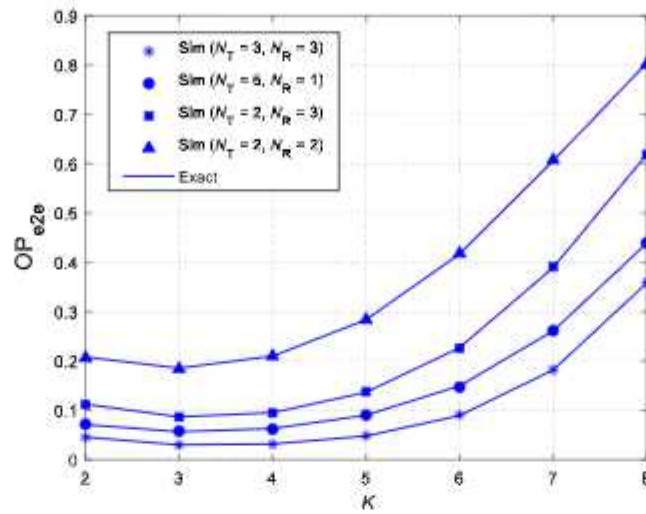
Trong đặc tuyến vẽ IP ở Hình 3.4, có thể nhận thấy xác suất nghe lên trong mạng tăng khi  $\Delta$  tăng. Tuy nhiên, cũng giống như  $OP_{e2e}$ , đặc tuyến IP ở vùng SNR đủ lớn có khuynh hướng hội tụ về giá trị tiệm cận được tính theo (3.33) và (3.35). Bên cạnh đó, tùy theo vị trí của trạm nghe lén, các giá trị tiệm cận này khác nhau. Khi trạm nghe lén càng cách xa mạng đa chặng thứ cấp ( $\gamma_E = 0.4$ ) khả năng nghe lén càng giảm hơn so với được bố trí gần mạng mục tiêu ( $\gamma_E = 0.3$ ).

### 3.4.4 Ảnh hưởng của số chặng thứ cấp lên hiệu năng hệ thống

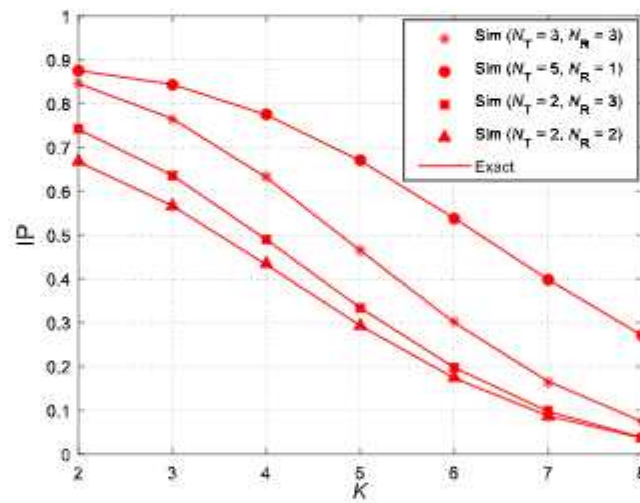
Trong quá trình thay đổi số chặng  $K$  từ 2 đến 8 vẽ trong Hình 3.5, kết quả mô phỏng cho thấy giá trị  $OP_{e2e}$  tăng khá nhanh khi  $K$  lớn hơn 5. Xét về tổng thể, số chặng  $K = 3$  là tối ưu nhất khi đặt mục tiêu xác suất dừng  $OP_{e2e}$  thấp nhất. Kết quả trên cũng cho thấy mạng đa chặng (3 chặng) hiệu quả hơn mạng dual-hop (2 chặng) trong trường hợp đang khảo sát. Ngoài ra, kết quả trên cũng tương đồng với một công trình khác của nghiên cứu sinh [J3] khi đặt mục tiêu SOP tối ưu. Với việc thay đổi số lượng anten thu phát từ 4 đến 6, nghiên cứu kết luận việc trang bị nhiều hơn



4 anten thu phát mỗi trạm sẽ cải thiện đáng kể hiệu năng mạng đa chặng (giảm xác suất dừng  $OP_{e2e}$ ).



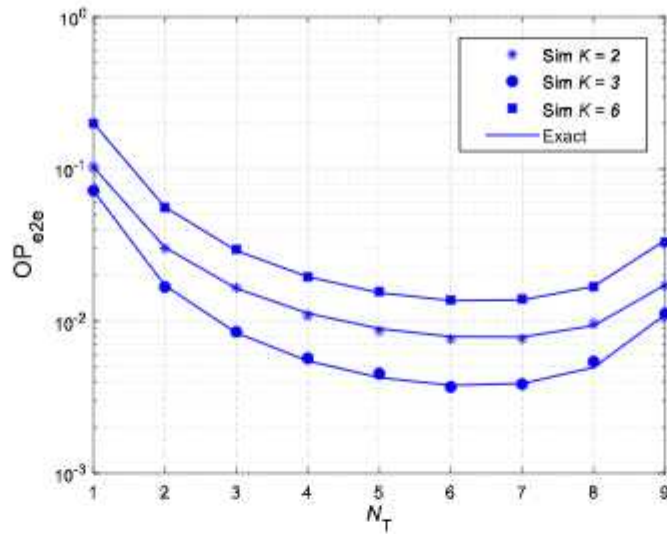
Hình 3.5:  $OP_{e2e}$  vẽ theo số chặng  $K$  khi  $\Delta = 20$  dB,  $K_D = 30$ .



Hình 3.6: IP vẽ theo số chặng  $K$  khi  $\Delta = 20$  dB,  $K_E = 5$ .

Về mặt bảo mật thông tin, Hình 3.6 biểu diễn giá trị của IP khi xét với số chặng từ 2 đến 8. Giá trị IP giảm khi số chặng  $K$  lớn. Tương tự như  $OP_{e2e}$ , tổng số anten thu phát được trang bị ở mạng sơ cấp cũng ảnh hưởng đến IP. Tuy nhiên, đặc tính của IP theo số chặng  $K$  tăng là giảm dần, không có vùng giá trị tối ưu trong khoảng đang khảo sát.

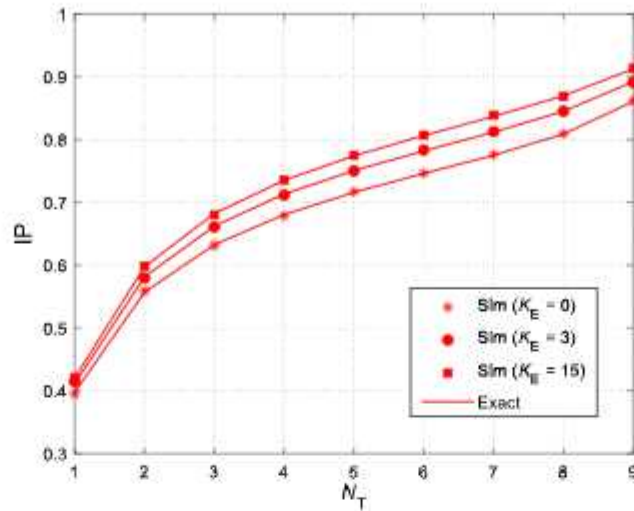
### 3.4.5 Ảnh hưởng của phân bố anten phát và thu lên hiệu năng mạng đa chặng



Hình 3.7:  $OP_{e2e}$  theo số anten phát  $N_T$  khi  $\Delta = 20$  dB,  $K_D = 30$ .

Như đã phân tích trong Hình 3.5, tổng số lượng anten ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống. Nghiên cứu cụ thể hơn, Hình 3.7 khảo sát trường hợp thay đổi số lượng anten tại đầu phát trong khi vẫn giữ nguyên tổng số anten của tuyến sơ cấp là  $N_T + N_R = 10$ . Kết quả cho thấy chúng ta có thể lựa chọn số lượng anten phát tối ưu sao cho  $OP_{e2e}$  thấp nhất. Ngoài ra, số chặng  $K = 3$  đạt hiệu năng tốt nhất. Kết quả trên một lần nữa khẳng định lại đặc tính đã rút ra trước đó trong Hình 3.5.

Hình 3.8 vẽ IP theo số lượng anten phát cũng như là hệ số Rician  $K$ -factor của kênh nghe lên. Có thể thấy rằng IP giảm lớn nhất 6% khi  $K_E$  từ 15 giảm xuống 0. Tuy nhiên, việc giảm  $K_E$  không ảnh hưởng đến  $OP_{e2e}$ . Do đó, để giảm IP mà không ảnh hưởng nhiều đến hiệu năng hệ thống, cần thiết kế tuyến thông tin sao cho hệ số  $K_E$  nhỏ.



Hình 3.8: IP theo số Anten phát  $N_T$  khi  $\Delta = 20$  dB,  $K = 4$ .

### 3.5 Kết luận của chương

Trong chương này, nghiên cứu sinh đề xuất nghiên cứu một mạng đa chặng MUCRN gồm các trạm thu phát được bố trí trong tầm nhìn thẳng LOS cùng với một trạm nghe lén có tầm nhìn LOS đến các trạm trên. Bên cạnh đó, mạng sơ cấp được trang bị nhiều Anten và phân tập theo TAS/SC. Dựa trên các phân tích về xác suất dừng OP và xác suất nghe lén IP của mạng đa chặng, một số kết luận về tính chất của mạng và đề xuất các biện pháp cải thiện hiệu năng đã được đưa ra.

Việc tăng công suất phát (tăng  $\Delta$ ) chỉ ảnh hưởng nhiều đến  $OP_{e2e}$  khi  $\Delta$  nhỏ hơn 20dB. Ngoài miền này, hiệu năng mạng hầu như không thay đổi.

Trang bị nhiều Anten ở mạng sơ cấp sẽ cải thiện hiệu năng truyền thông của mạng đa chặng thứ cấp nhưng đồng thời cũng làm tăng khả năng bị nghe lén thông tin từ trạm nghe lén. Tuy nhiên, nếu có cùng số lượng Anten thì việc phân phối hợp lý Anten ở trạm phát và thu trong mạng sơ cấp sẽ đạt được hiệu năng mạng mục tiêu tốt hơn.

Việc tăng số chặng trong mạng đa chặng thứ cấp làm giảm khả năng bị nghe lén thông tin nhưng đồng thời cũng làm giảm nhanh hiệu năng truyền thông của mạng khi số chặng lớn ( $K \geq 5$ ). Ngược lại, khi số chặng  $K$  nhỏ, có thể tìm được một giá

trị thiết kế số chặng tối ưu  $K^*$  để hiệu năng mạng đa chặng tốt nhất (OP thấp nhất). Trong điều kiện mô phỏng, số chặng tối ưu là  $K^* = 3$ . Điều này cho thấy mạng đa chặng được tối ưu có hiệu năng tốt hơn mạng 2 chặng (dual hop) trong cùng điều kiện truyền tin.

Đề xuất bố trí các trạm thu phát của mạng đa chặng nằm trong tầm nhìn thẳng LOS đạt hiệu năng vượt trội so với trường hợp bố trí theo NLOS. Hơn nữa, hiệu năng mạng đa chặng được cải thiện hơn khi giá trị Rician  $K$ -factor giữa các trạm đa chặng thứ cấp lớn hơn. Ngoài ra, thông tin được bảo mật tốt hơn nếu giá trị Rician  $K$ -factor thấp hơn ở các kênh nghe lén.

## Chương 4

# MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP GỒM CÁC TRẠM THU PHÁT ĐƯỢC TRANG BỊ NHIỀU ANTEN VÀ THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG VÔ TUYẾN

### 4.1 Giới thiệu

Kỹ thuật thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin (SWIPT) được đề cập bởi Varshney [27] nhằm giải quyết vấn đề khó khăn khi thiếu nguồn cung cấp tại các trạm thu phát. Kiến trúc bộ thu hỗ trợ SWIPT được đưa ra trong [28, 78]. Đối với mạng đa chặng, SWIPT là giải pháp tốt để tăng tính linh động, thích nghi với hạ tầng cơ sở truyền thông, nhất là trong những môi trường truyền tin đặc biệt như trong cơ thể người, trong các cấu trúc xây dựng đặc thù hay trong các môi trường độc hại khác [78].

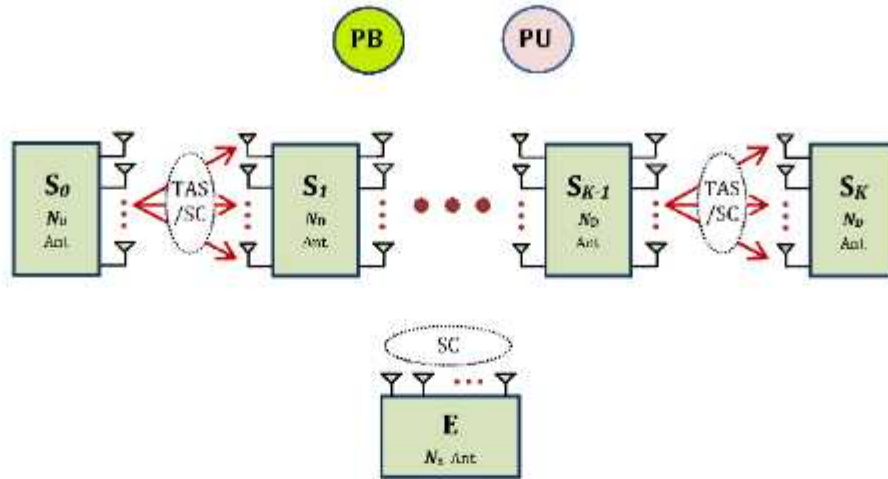
Trong chương trước, luận án đã nghiên cứu giải pháp trang bị nhiều anten trong mạng sơ cấp để tăng hiệu năng mạng và đã đạt được kết quả tốt. Tiếp tục phát triển mô hình, nghiên cứu sinh đề xuất nghiên cứu giải pháp trang bị nhiều anten trong mạng đa chặng MUCRN. Kỹ thuật phân tập thu phát được sử dụng vẫn là TAS/SC. Hơn nữa, kết hợp với kỹ thuật SWIPT, các anten sẽ không những nâng cao được hiệu năng truyền thông mà còn tăng mức thu hoạch năng lượng, góp phần cải thiện hơn nữa hiệu năng mạng. Bên cạnh đó, mạng đa chặng vẫn hoạt động ở chế độ hạn chế công suất nhưng các trạm phát sẽ chỉ điều chỉnh công suất phát theo một số mức công suất phù hợp với thực tế (hữu hạn mức). Tuy nhiên, khác với Chương 3, vấn đề được quan tâm nghiên cứu là làm thế nào để duy trì được một dung lượng bảo mật từ trạm nguồn đến trạm đích? Vì vậy, hai thông số hiệu năng bảo mật cần được quan tâm là SOP và PNSC khi tính từ trạm nguồn đến trạm đích. Nghiên cứu đặt mục tiêu đánh giá mức độ ảnh hưởng của các tham số thiết kế trong việc duy trì

một dung lượng bảo mật từ nguồn đến đích và đề xuất những giải pháp để cải thiện hiệu năng bảo mật mạng đa chặng mục tiêu.

Các kết quả được trình bày sau đây đã được nghiên cứu sinh và một đồng tác giả chính công bố trong [J6] với tựa đề “*Secrecy Performance of TAS/SC-Based Multi-Hop Harvest-to-Transmit Cognitive WSNs Under Joint Constraint of Interference and Hardware Imperfection*” trên tạp chí *Sensors* (SCIE).

#### 4.2 Mô hình đề xuất

Mô hình đề xuất nghiên cứu là mạng MUCRN truyền thông tin từ nguồn  $S_0$  đến đích  $S_K$  dựa vào  $K - 1$  trạm chuyển tiếp trung gian  $S_1, S_2, \dots, S_{K-1}$ , sử dụng giao thức HD qua  $K$  khe thời gian trực giao. Các trạm thu phát trong mạng MUCRN và trạm nghe lén đều được trang bị nhiều anten. Ở khe thời gian thứ  $k$  (tương ứng với chặng thứ  $k$ ), trạm phát  $S_{k-1}$  dùng kỹ thuật TAS trong khi trạm thu  $S_k$  và trạm nghe lén E dùng kỹ thuật SC để phân tập tín hiệu. Để đơn giản trong nghiên cứu, giả sử số anten của các trạm trong mạng mục tiêu, kí hiệu là  $N_D$ , bằng nhau và trạm nghe lén tương tự có  $N_E$  anten. Trong khi đó, để tạo công suất phát, các trạm  $S_{k-1}$  dùng kỹ thuật thu thấp năng lượng vô tuyến từ trạm phát năng lượng (PB) trong khe thời gian được cấp phát theo giao thức TSR cải tiến như trình bày trong Hình 2.18. Ngoài ra, tất cả các trạm phát thứ cấp còn chịu sự hạn chế công suất để thỏa mãn mức ngưỡng can nhiễu  $I_p$  của trạm thu sơ cấp (PU). Các kênh truyền trong mô hình đề xuất đều là kênh Rayleigh fading được đặc tả trong (2.1) và (2.2). Nội dung trình bày sau đây sẽ kí hiệu  $\gamma_{S_{k,u}Y}$  là độ lợi kênh truyền từ anten thứ  $u$  của trạm phát  $S_k$  đến trạm thu  $Y$ ,  $\gamma_{XE_p}$  từ trạm phát  $X$  đến anten thứ  $p$  của trạm nghe lén  $E$ . Do tính chất i.i.d, tài liệu có thể kí hiệu rút gọn đơn giản thành  $\lambda_{S_{k,u}Y} = \lambda_{S_kY}, \lambda_{XE_p} = \lambda_{XE}$ .



Hình 4.1: Mô hình mạng đa chặng đa anten kết hợp SWIPT.

Gọi  $\aleph$  là tổng thời gian truyền từ nguồn đến đích. Thời gian truyền của một khe là  $\tau = \aleph/K$ . Trong khoảng thời gian đó, phần thu hoạch năng lượng vô tuyến là  $\alpha\tau$  và phần dành cho truyền tin là  $(1 - \alpha)\tau$  với  $0 \leq \alpha \leq 1$ . Do đó, năng lượng, công suất trạm  $S_k$  có  $N_D$  anten thu hoạch trong một khe thời gian  $\tau$  là:

$$EH_k = \delta\alpha\tau P_B \sum_{u=1}^{N_D} \gamma_{PB S_{k,u}}, \quad (4.1)$$

$$P_{EH,k} = \frac{EH_k}{(1-\alpha)\tau} = \chi P_B X_k^{\text{sum}}, \quad (4.2)$$

trong đó  $\delta$  là hiệu suất chuyển đổi năng lượng,  $\chi = \frac{\delta\alpha}{(1-\alpha)}$  và

$$X_k^{\text{sum}} = \sum_{u=1}^{N_D} \gamma_{PB S_{k,u}}. \quad (4.3)$$

Hạn chế công suất phát tối đa của anten  $u$  trong trạm  $S_k$  do ràng buộc từ PU là:

$$P_{IN,k,u} = \frac{I_p}{(1 + \kappa_1^2) \gamma_{S_{k,u} PU}}. \quad (4.4)$$

Gọi  $P_S$  là công suất phát định mức tối đa của mỗi anten. Kết hợp (4.2) và (4.4), công suất phát thực tế ở trạm  $S_k$  được tính như sau:

$$P_{k,u} = \min(P_{EH,k}, P_{IN,k,u}, P_S) = P_S \min\left(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \frac{\mu_2}{\gamma_{S_{k,u}\text{PU}}}, 1\right), \quad (4.5)$$

với  $\mu_1 = \frac{\chi P_B}{P_S}$ ,  $\mu_2 = \frac{I_p}{(1 + \kappa_1^2) P_S}$ . Biểu thức (4.5) được viết lại như sau:

$$P_{k,u} = \begin{cases} P_S \min\left(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \frac{\mu_2}{\gamma_{S_{k,u}\text{PU}}}\right), & \text{khi } \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}\text{PU}}) < 1 \\ P_S, & \text{khi } \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}\text{PU}}) \geq 1. \end{cases} \quad (4.6)$$

Điều kiện  $\min(\cdot)$  trong (4.6) phụ thuộc vào giá trị ngẫu nhiên, do đó số mức công suất phát khả thi thực tế là vô hạn. Để thực tế hơn, giả sử các trạm phát trong mạng chỉ phát được  $W + 1$  mức hữu hạn, gọi là  $Q_v$  ( $v = 0, 1, \dots, W$ ), với  $Q_v = vP_S / W$ ,  $Q_0 = 0$ ,  $Q_W = P_S$ . Khi đó (4.6) được viết lại như sau:

$$P_{k,u} = \begin{cases} 0, & \text{khi } P_S \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}\text{PU}}) < Q_1 \\ Q_v, & \text{khi } v < W, Q_v \leq P_S \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}\text{PU}}) < Q_{v+1} \\ Q_W, & \text{khi } P_S \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}\text{PU}}) \geq Q_W \end{cases} \quad (4.7)$$

Xét trường hợp  $S_k$  dùng anten  $b \in \{1, 2, \dots, N_D\}$  phát đến anten  $c \in \{1, 2, \dots, N_D\}$  của  $S_{k+1}$  theo TAS/SC. Tương tự như (3.3) ta có:

$$\gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} = \max_{u=1,2,\dots,N_D} \left( \max_{v=1,2,\dots,N_D} (\gamma_{S_{k,u} S_{k+1,v}}) \right). \quad (4.8)$$

Tại trạm nghe lên E dùng kỹ thuật SC với  $g \in \{1, 2, \dots, N_E\}$ , thu được:

$$\gamma_{S_{k,b} E_g} = \max_{p=1,2,\dots,N_E} (\gamma_{S_{k,u} E_p}). \quad (4.9)$$

Dung lượng kênh chính và kênh nghe lên khi  $S_k$  phát tương ứng là:

$$C_{D,k} = (1 - \alpha) \tau \log_2 \left( 1 + \frac{P_{k,b} \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}{\kappa_D^2 P_{k,b} \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} + N_0} \right), \quad (4.10)$$



$$C_{E,k} = (1-\alpha) \tau \log_2 \left( 1 + \frac{P_{k,b} \gamma_{S_{k,b}E_g}}{\kappa_E^2 P_{k,b} \gamma_{S_{k,b}E_g} + N_0} \right), \quad (4.11)$$

Dung lượng bảo mật của chặng tương ứng là:

$$C_{Sec,k} = \left[ (1-\alpha) \tau \left( \log_2 \left( 1 + \frac{P_{k,b} \gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}}{\kappa_D^2 P_{k,b} \gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}} + N_0} \right) - \log_2 \left( 1 + \frac{P_{k,b} \gamma_{S_{k,b}E_g}}{\kappa_E^2 P_{k,b} \gamma_{S_{k,b}E_g} + N_0} \right) \right) \right]^+ \quad (4.12)$$

Do đó, dung lượng bảo mật từ trạm nguồn đến trạm đích là:

$$C_{Sec,e2e} = \min_{k=1,2,\dots,K} (C_{Sec,k}). \quad (4.13)$$

### 4.3 Phân tích hiệu năng

#### 4.3.1 Công suất trung bình của trạm thứ cấp

Từ (4.7), công suất trung bình được tính như sau:

$$\begin{aligned} \mathcal{E}\{P_{k,b}\} &= \sum_{v=1}^{W-1} \Pr\left(\frac{v}{W} \leq \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}PU}) < \frac{v+1}{W}\right) \cdot \frac{v}{W} P_S \\ &\quad + \Pr\left(1 \leq \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,u}PU})\right) P_S. \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\mathcal{E}\{P_{k,b}\} = \sum_{v=1}^{W-1} \left( F_{Z_k^{\min}}\left(\frac{v+1}{W}\right) - F_{Z_k^{\min}}\left(\frac{v}{W}\right) \right) \frac{v}{W} P_S + \left(1 - F_{Z_k^{\min}}(1)\right) P_S, \quad (4.15)$$

trong đó:

$$F_{Z_k^{\min}}(z) = 1 - \left[ \sum_{t=0}^{N_D-1} \frac{1}{t!} \left( \lambda_{PBS_k} \frac{z}{\mu_1} \right)^t \exp\left(-\lambda_{PBS_k} \frac{z}{\mu_1}\right) \right] \left( 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{S_kPU} \mu_2}{z}\right) \right). \quad (4.16)$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.15)).

#### 4.3.2 Xác suất dừng bảo mật

Xác suất dừng bảo mật khi tính từ nguồn đến đích như sau:

$$\begin{aligned} \text{SOP} &= \Pr(C_{Sec,e2e} < C_{th}) = \Pr\left(\min_{k=1,2,\dots,K} (C_{Sec,k}) < C_{th}\right) \\ &= 1 - \prod_{k=1}^K \left(1 - \Pr(C_{Sec,k} < C_{th})\right) = 1 - \prod_{k=1}^K (1 - \text{SOP}_k), \end{aligned} \quad (4.17)$$

trong đó  $C_{th}$  là mức ngưỡng dung lượng bảo mật,  $SOP_k$  là xác suất dừng bảo mật của chặng thứ  $k$  và được xác định bởi:

$$SOP_k = \sum_{v=1}^W \Pr(P_{k,b} = Q_v) \cdot \underbrace{\Pr\left(\left(1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}{\kappa_D^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} + N_0}\right) \middle/ \left(1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} E_\varepsilon}}{\kappa_E^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} E_\varepsilon} + N_0}\right) < \rho\right)}_{SOP_k(Q_v)}, \quad (4.18)$$

với  $\rho = 2^{C_{th}/(1-\alpha)\tau}$ ,  $\Pr(P_{k,b} = Q_v)$  được tính trong trường hợp  $P_{k,b} = Q_v, v \geq 1$ , nghĩa là:

$$\Pr(P_{k,b} = Q_v) = \begin{cases} F_{Z_k^{\min}}\left(\frac{v+1}{W}\right) - F_{Z_k^{\min}}\left(\frac{v}{W}\right), & \text{khi } v < W, \\ 1 - F_{Z_k^{\min}}(1), & \text{khi } v = W. \end{cases} \quad (4.19)$$

Giá trị  $SOP_k(Q_v)$  được xác định như sau:

$$\begin{aligned} SOP_k(Q_v) &= \Pr\left(\frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}{\kappa_D^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} + N_0} < \rho - 1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} E_\varepsilon}}{\kappa_E^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} E_\varepsilon} + N_0} \rho\right) \\ &= \Pr\left(\omega_0 \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} < \omega_{1,v} + \omega_2 \gamma_{S_{k,b} E_\varepsilon} + \omega_{3,v} \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} \gamma_{S_{k,b} E_\varepsilon}\right), \end{aligned} \quad (4.20)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1 - (\rho - 1) \kappa_D^2, \quad \omega_{1,v} = \frac{N_0(\rho - 1)}{Q_v}, \quad \omega_2 = (\rho - 1) \kappa_E^2 + \rho, \\ \omega_{3,v} &= \frac{Q_v}{N_0} \left( (\rho - 1) \kappa_D^2 \kappa_E^2 + \kappa_D^2 \rho - \kappa_E^2 \right). \end{aligned} \quad (4.21)$$

Dạng đóng của (4.20) được tính tường minh chia theo bốn trường hợp sau:

† Trường hợp 1: Khi  $\omega_0 < 0$ , tương đương  $\kappa_D^2 \geq 1/(\rho - 1)$

$$SOP_k(Q_v) = 1, \forall k, v.$$

† Trường hợp 2: Khi  $\omega_0 > 0$ , và  $\omega_{3,v} > 0$ , tương đương  $\kappa_D^2 > \kappa_E^2 / (\rho + (\rho - 1) \kappa_E^2)$

$$SOP_k(Q_v) = 1 + \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m} \beta_0 \int_0^{\omega_0} \exp(\beta_1 y) \exp\left(-\frac{\beta_2}{y}\right) dy, \quad (4.22)$$

$$\beta_0 = C_{N_D^2}^n C_{N_E-1}^m \frac{N_E}{\omega_{3,v}} \lambda_{S_k E} \exp\left(\frac{n\lambda_{S_k S_{k+1}} \omega_2 - (m+1)\lambda_{S_k E} \omega_0}{\omega_{3,v}}\right) \quad (4.23)$$

$$\beta_1 = \frac{(m+1)}{\omega_{3,v}} \lambda_{S_k E}, \beta_2 = \frac{n\rho}{\omega_{3,v}} \lambda_{S_k S_{k+1}}$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.22)).

Nếu thỏa điều kiện SNR đủ lớn ( $P_s/N_0 \rightarrow +\infty$ ) thì  $SOP_k(Q_v)$  được xấp xỉ thành:

$$SOP_k(Q_v) \stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} 1 - \left(1 - \exp\left(-\lambda_{S_k E} \frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}\right)\right)^{N_E} \quad (4.24)$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.24)).

† Trường hợp 3: Khi  $\omega_0 > 0, \omega_{3,v} < 0$

$$SOP_k(Q_v) = 1 + \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m+1} \beta_0 \int_{\omega_0}^{+\infty} \exp(\beta_1 y) \exp\left(-\frac{\beta_2}{y}\right) dy, \quad (4.25)$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.25)).

Xét khi điều kiện SNR đủ lớn ( $P_s/N_0 \rightarrow +\infty$ ),  $SOP_k(Q_v)$  được xấp xỉ thành:

$$SOP_k(Q_v) \stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} \left(1 - \exp\left(-\lambda_{S_k S_{k+1}} \frac{\omega_2}{\omega_{3,v}}\right)\right)^{N_D^2} \quad (4.26)$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.26)).

† Trường hợp 4: Khi  $\omega_0 > 0, \omega_{3,v} = 0$

$$SOP_k(Q_v) = 1 + \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m} C_{N_D^2}^n C_{N_E-1}^m \frac{N_E \lambda_{S_k E}}{(m+1)\lambda_{S_k E} + n\lambda_{S_k S_{k+1}} \frac{\omega_2}{\omega_0}} \exp\left(-n\lambda_{S_k S_{k+1}} \frac{\omega_{1,v}}{\omega_0}\right) \quad (4.27)$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.27)).

Xét ở điều kiện  $P_s/N_0 \rightarrow +\infty$ , khi đó  $SOP_k(Q_v)$  được xấp xỉ thành:

$$\text{SOP}_k(Q_v) \stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} 1 + \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m} C_{N_D}^n C_{N_E-1}^m \frac{N_E \lambda_{S_k E}}{(m+1) \lambda_{S_k E} + n \lambda_{S_k S_{k+1}}} \omega_2 / \omega_0. \quad (4.28)$$

(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.28)).

### 4.3.3 Xác suất dung lượng bảo mật khác không

Xác suất dung lượng bảo mật khác không khi tính từ trạm nguồn đến trạm đích là:

$$\begin{aligned} \text{PNSC} &= \Pr(C_{\text{Sec}, e2e} > 0) = \Pr\left(\min_{k=1,2,\dots,K} (C_{\text{Sec},k}) > 0\right) \\ &= \prod_{k=1}^K \Pr(C_{\text{Sec},k} > 0) = \prod_{k=1}^K \text{PNSC}_k, \end{aligned} \quad (4.29)$$

với  $\text{PNSC}_k$  là xác suất dung lượng bảo mật khác không ở chặng  $k$  tính như sau:

$$\text{PNSC}_k = \sum_{v=1}^W \Pr(P_{k,b} = Q_v) \times \begin{cases} \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m+1} \mu_0 \int_0^1 \exp(\mu_1 y) \exp\left(-\frac{\mu_2}{y}\right) dy, & \kappa_D^2 > \kappa_E^2 \\ \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m+1} \mu_0 \int_1^{+\infty} \exp(\mu_1 y) \exp\left(-\frac{\mu_2}{y}\right) dy, & \kappa_D^2 < \kappa_E^2 \\ \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E-1} (-1)^{n+m} C_{N_D}^n C_{N_E-1}^m \frac{N_E \lambda_{S_k E}}{(m+1) \lambda_{S_k E} + n \lambda_{S_k S_{k+1}}}, & \kappa_D^2 = \kappa_E^2. \end{cases} \quad (4.30)$$

Giá trị  $\Pr(P_{k,b} = Q_v)$  được tính trong (4.19),  $\mu_1 = \frac{(m+1) \lambda_{S_k E} N_0}{Q_v (\kappa_D^2 - \kappa_E^2)}$ ,  $\mu_2 = \frac{n \lambda_{S_k S_{k+1}} N_0}{Q_v (\kappa_D^2 - \kappa_E^2)}$ ,

$$\mu_0 = C_{N_D}^n C_{N_E-1}^m \frac{N_E \lambda_{S_k E} N_0}{Q_v (\kappa_D^2 - \kappa_E^2)} \exp\left(\frac{(n \lambda_{S_k S_{k+1}} - (m+1) \lambda_{S_k E}) N_0}{Q_v (\kappa_D^2 - \kappa_E^2)}\right).$$

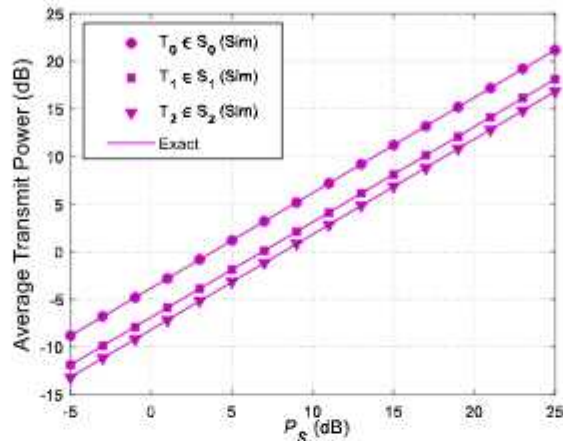
(Chứng minh phụ lục B, công thức (4.30)).

## 4.4 Các kết quả đạt được

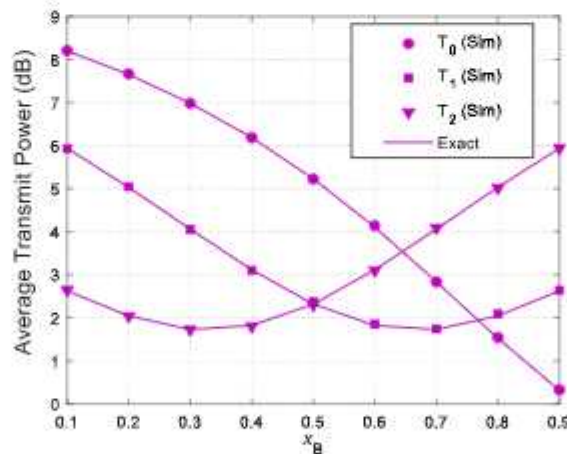
Để kiểm chứng kết quả phân tích, nghiên cứu sinh thiết lập vị trí các trạm tương tự như chương trước. Trạm thứ cấp  $S_k$  là  $(k/K, 0)$  với  $k = 0, 1, \dots, K$ . Trạm sơ cấp (PU), trạm nghe lén (E) và trạm phát năng lượng (PB) tương ứng có vị trí  $(x_p, y_p)$ ,

$(x_U, y_U)$  và  $(x_B, y_B)$ . Số mức công suất phát khả thi của một trạm thứ cấp là  $W = 8$ . Công suất trạm phát năng lượng là  $P_B = 2P_S = 4I_p$ . Mức khiếm khuyết phần cứng là  $\kappa_1^2 = 0$ . Thời gian truyền tiêu chuẩn từ nguồn đến đích là  $\aleph = 1$ , và  $N_0 = 1$ .

#### 4.4.1 Các yếu tố ảnh hưởng đến công suất phát trung bình



Hình 4.2: Công suất phát trung bình của trạm thứ cấp theo  $P_S$  khi  $K = 3$ ,  $N_D = 3$ ,  $\alpha = 0.25$ ,  $\delta = 0.25$ ,  $x_B = 0.4$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_p = 0.6$ ,  $y_p = -0.5$ .



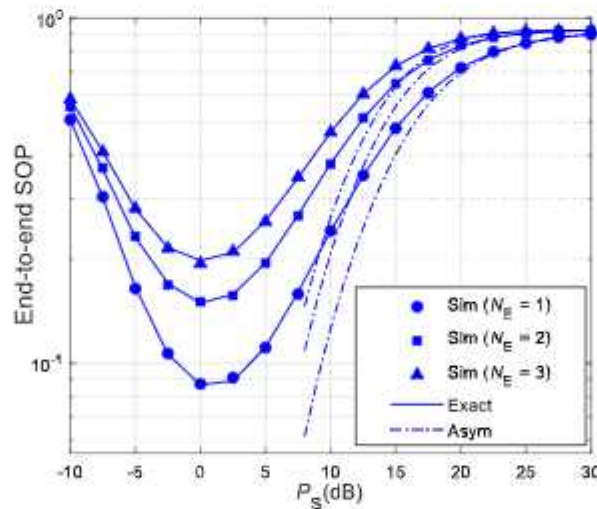
Hình 4.3: Công suất phát trung bình của trạm thứ cấp theo vị trí PB, PU khi  $P_S = 10$  dB,  $K = 3$ ,  $N_D = 3$ ,  $\alpha = 0.25$ ,  $\delta = 0.25$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_p = 1 - x_B$ ,  $y_p = -0.5$ .

Hình 4.2 cho thấy các trạm thứ cấp  $T_0$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  có công suất trung bình khác nhau. Tuy nhiên, các trạm đều có công suất trung bình tăng tuyến tính theo mức tăng của

$P_S$ . Trạm  $T_0$  ( $T_0 \in S_0$ ) có giá trị công suất lớn nhất bởi vì khoảng cách từ đó đến trạm PU là xa nhất.

Để khảo sát ảnh hưởng của vị trí trạm sơ cấp PU và trạm phát năng lượng PB lên hệ thống, Hình 4.3 vẽ đặc tuyến công suất trung bình khi thay đổi  $x_B$  từ 0.1 đến 0.9 và  $x_U$  thay đổi phụ thuộc vào  $x_B$  theo quan hệ  $x_P = 1 - x_B$ . Các tham số vị trí khác được thiết lập cố định như  $y_B = 0.3$ ,  $y_P = -0.5$ . Kết quả mô phỏng khi  $x_B = 0.1$ , đồng nghĩa PB(0.1,0.3) và PU(0.9,-0.5), thì công suất của trạm  $S_2$  là thấp nhất vì vị trí nằm gần PU nhất. Tiếp tục xét một vị trí khác là  $x_B = 0.5$ , nơi có cự ly đến  $S_1$  và  $S_2$  bằng nhau, thì công suất trung bình của hai trạm bằng nhau. Trong khi đó, công suất trung bình của  $S_0$  giảm khi tăng  $x_B$ . Nguyên nhân là do qui luật thay đổi  $x_B$  ở trên đồng nghĩa với việc di chuyển  $x_B$  dần ra xa  $S_0$  hơn.

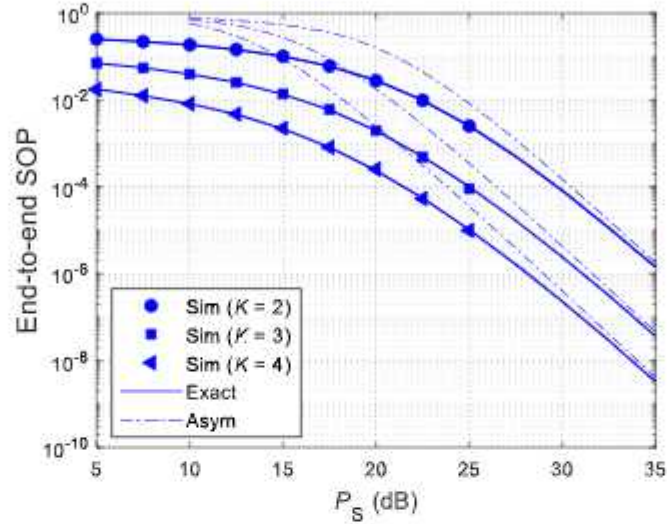
#### 4.4.2 Các yếu tố ảnh hưởng đến xác suất dừng bảo mật



Hình 4.4: Xác suất dừng bảo mật theo  $P_S$  khi  $K = 3$ ,  $N_D = 2$ ,  $\alpha = \delta = 0.25$ ,  $C_{th} = 0.2$ ,  $x_B = 0.5$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_P = 0.5$ ,  $y_P = -0.5$ ,  $x_E = y_E = 0.5$ ,  $\kappa_D^2 = 0.01$ ,  $\kappa_E^2 = 0$ .

Hình 4.4 vẽ đặc tuyến của SOP phụ thuộc theo  $P_S$  trong các trường hợp trạm nghe lên có số lượng anten khác nhau. Do các đặc tuyến vẽ với  $\kappa_D^2 = 0.01$ ,  $\kappa_E^2 = 0$  nên thỏa điều kiện  $\omega_0 > 0, \omega_{3,y} > 0$  như trong trường hợp 2 của phân phân tích SOP.

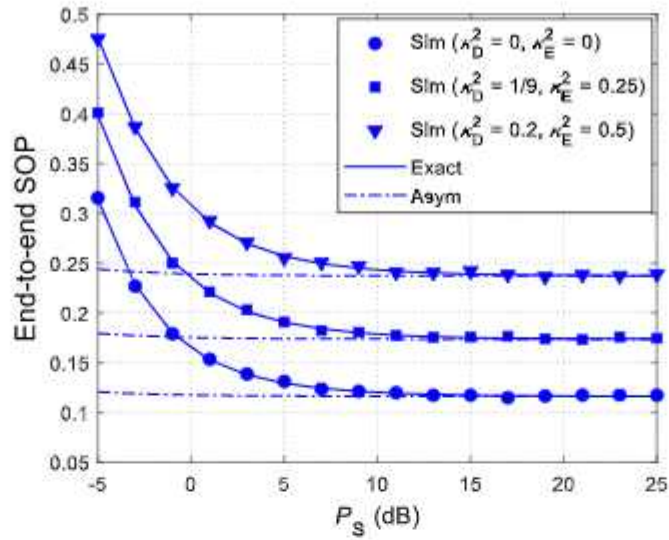
Hình vẽ cho thấy đặc tuyến SOP khi vẽ chính xác theo (4.17), (4.18), (4.22) tiệm cận với cách vẽ theo công thức xấp xỉ (4.24) khi  $P_S$  đủ lớn. Ngược lại, trong vùng  $P_S$  nhỏ, có thể tìm thấy giá trị  $P_S$  tối ưu để SOP thấp nhất. Ngoài ra, số anten của trạm nghe lên càng nhiều thì SOP càng cao, hiệu năng bảo mật giảm.



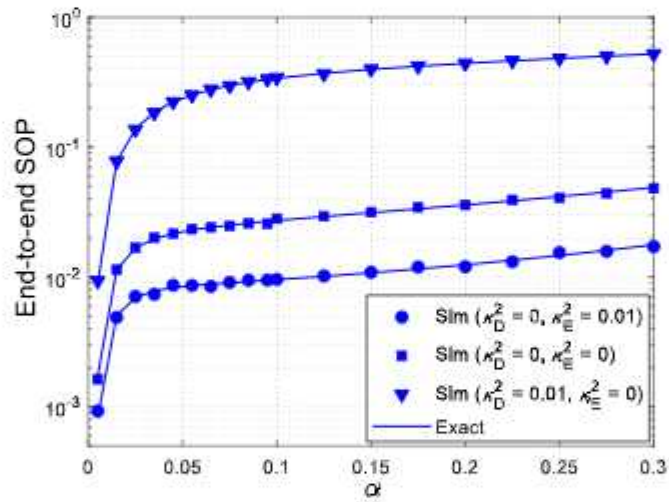
Hình 4.5: SOP vẽ theo  $P_S$  khi  $N_D = 2$ ,  $N_E = 2$ ,  $\alpha = \delta = 0.25$ ,  $C_{th} = 0.2$ ,  $x_B = 0.5$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_P = 0.5$ ,  $y_P = -0.5$ ,  $x_E = y_E = 0.5$ ,  $\kappa_D^2 = 0$ ,  $\kappa_E^2 = 0.01$ .

Hình 4.5 vẽ SOP theo  $P_S$  với các trường hợp số chặng  $K$  khác nhau. Với giá trị  $\kappa_D^2 = 0$ ,  $\kappa_E^2 = 0.01$  thỏa điều kiện  $\omega_0 > 0$ ,  $\omega_{3,v} < 0$  trong trường hợp thứ 3 của phân phân tích. Kết quả cho thấy hiệu năng bảo mật cải thiện (SOP giảm) khi tăng công suất  $P_S$ , thiết kế số chặng nhiều hơn. Đặc tuyến SOP khi vẽ chính xác và đặc tuyến tiệm cận một lần nữa gặp nhau ở vùng  $P_S$  lớn. Ngoài ra, đặc tuyến tiệm cận cho thấy bậc phân tập của SOP hầu như không phụ thuộc vào số chặng thiết kế  $K$ .

Để kiểm chứng trường hợp thứ 4 khi  $\omega_{3,v} = 0$  hay  $(\rho - 1)\kappa_D^2\kappa_E^2 + \kappa_D^2\rho - \kappa_E^2 = 0$ , Hình 4.6 cho thấy rằng đặc tuyến vẽ chính xác của SOP tiệm cận với đặc tuyến xấp xỉ khi  $P_S > 20$ dB, khi đó giá trị SOP không phụ thuộc vào  $P_S$ . Ngoài ra, hình vẽ cũng cho thấy ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng lên SOP là khá rõ. Trong trường hợp riêng đang xét thì nếu không có khiếm khuyết phần cứng ( $\kappa_D^2 = \kappa_E^2 = 0$ ), xác suất dừng bảo mật là tốt nhất.



Hình 4.6: SOP biểu diễn theo  $P_S$  khi  $K = 3$ ,  $N_D = 2$ ,  $N_E = 2$ ,  $\alpha = \delta = 0.25$ ,  $C_{th} = 0.25$ ,  $x_B = 0.5$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_p = 0.5$ ,  $y_p = -0.5$ ,  $x_E = y_E = 0.5$ .

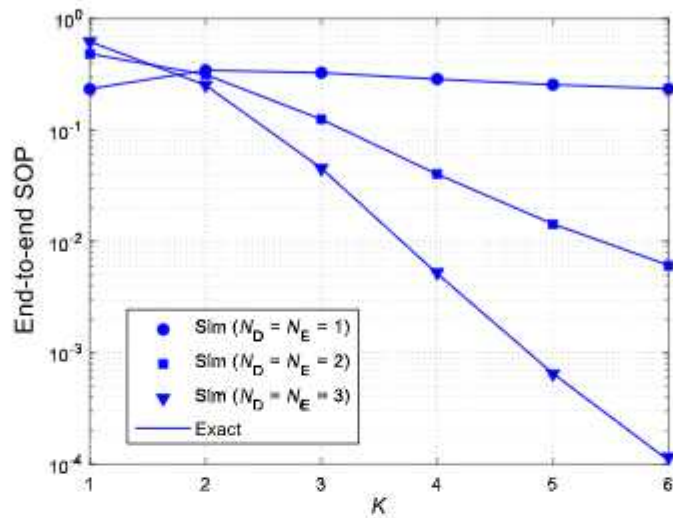


Hình 4.7: Ảnh hưởng của  $\alpha$  lên SOP khi  $P_S = 10$  dB,  $K = 4$ ,  $N_D = N_E = 2$ ,  $\delta = 0.1$ ,  $C_{th} = 0.25$ ,  $x_B = 0.5$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_p = 0.5$ ,  $y_p = -0.5$ ,  $x_E = y_E = 0.5$ .

Về sự ảnh hưởng của các tham số thiết kế trong kỹ thuật SWIPT, Hình 4.7 về đặc tuyến SOP theo hệ số phân chia thời gian  $\alpha$ . Nhìn chung, SOP có xu hướng tăng khi tăng  $\alpha$  lớn hơn một giá trị  $\alpha_{min}$ . Khi  $\alpha$  ở miền giá trị  $\alpha \geq \alpha_{min}$  nhưng lân cận  $\alpha_{min}$  thì tốc độ tăng của SOP là rất nhanh. Vì vậy, thiết kế hệ số  $\alpha$  trong vùng giá trị thấp sẽ



có hiệu năng bảo mật tốt hơn. Tuy nhiên, giá trị  $\alpha$  quá thấp (tiệm cận về không) sẽ làm cho công suất phát thực gần như bằng không và sẽ không thể truyền tin thành công (SOP = 1). Do đó, mức  $\alpha^*$  tối ưu có thể tồn tại và cần được nghiên cứu sâu hơn. Ngoài ra, mức khiếm khuyết phần cứng của kênh chính nhỏ hơn kênh nghe lén sẽ làm giảm SOP hệ thống.



Hình 4.8: Xác suất dừng bảo mật theo  $K$  khi  $P_s = 0$  dB,  $\alpha = \delta = 0.1$ ,  $C_{th} = 0.25$ ,

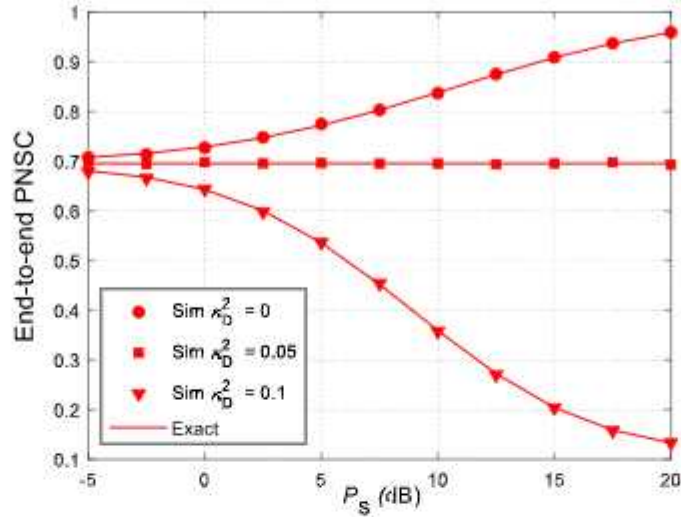
$$x_B = 0.5, y_B = 0.3, x_p = 0.5, y_p = -0.5, x_E = y_E = 0.5, \kappa_D^2 = 0, \kappa_E^2 = 0.$$

Hình 4.8 vẽ SOP khi bỏ qua khiếm khuyết phần cứng. Có thể thấy rằng số lượng anten trang bị trong các trạm thứ cấp càng nhiều thì SOP có xu hướng giảm hơn mặc dù trạm nghe lén cũng được trang bị số anten tương đương. Mặt khác, sự cải thiện hiệu năng bảo mật là đáng kể khi số chặng lớn.

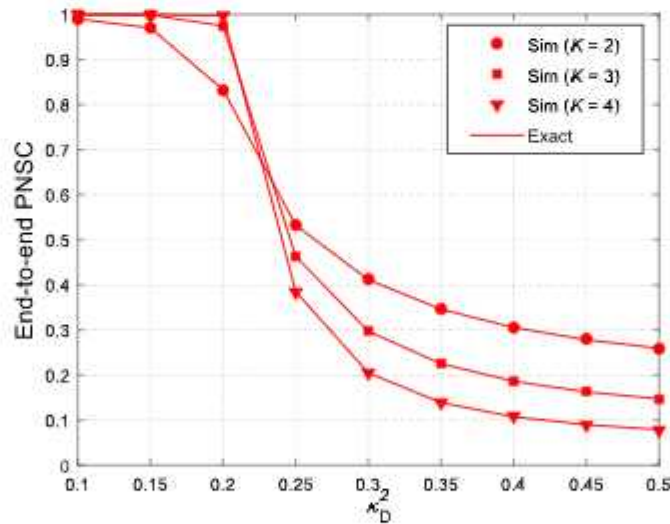
#### 4.4.3 Các yếu tố ảnh hưởng đến xác suất dung lượng bảo mật khác không

Hình 4.9 vẽ đặc tuyến PNSC theo công suất  $P_s$  với một số mức khiếm khuyết phần cứng khác nhau. Khi  $\kappa_D^2 = \kappa_E^2$ , giá trị PNSC không phụ thuộc  $P_s$ . Với trường hợp  $\kappa_D^2 < \kappa_E^2$ , có sự gia tăng PNSC khi tăng  $P_s$ . Ngược lại, trong trường hợp  $\kappa_D^2 > \kappa_E^2$ , PNSC giảm khi công suất  $P_s$  lớn. Như vậy, để cải thiện thông số hiệu năng PNSC cần thiết kế mạng có  $\kappa_D^2 < \kappa_E^2$ . Điều này một lần nữa được khẳng định lại ở

Hình 4.10 khi vẽ PNSC theo thang mức độ khiếm khuyết phần cứng. PNSC suy giảm nhanh khi giá trị  $\kappa_D^2$  vượt qua mốc giới hạn  $\kappa_E^2 = 0.2$ . Trong miền này, PNSC xấu hơn khi số chặng nhiều hơn.



Hình 4.9: PNSC khi  $K = 3$ ,  $N_D = 1$ ,  $N_E = 2$ ,  $\alpha = \delta = 0.25$ ,  $x_B = 0.5$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_p = 0.5$ ,  $y_p = -0.5$ ,  $x_E = y_E = 0.5$ ,  $\kappa_E^2 = 0.05$ .



Hình 4.10: PNSC khi  $P_S = 10$  dB,  $\alpha = 0.1$ ,  $\delta = 0.25$ ,  $x_B = 0.5$ ,  $y_B = 0.3$ ,  $x_p = 0.5$ ,  $y_p = -0.5$ ,  $x_E = y_E = 0.5$ ,  $\kappa_E^2 = 0.2$ ,  $N_D = 2$ ,  $N_E = 2$ .

#### 4.5 Kết luận của chương

Nội dung chương là kết quả nghiên cứu về xác suất dừng bảo mật (SOP) và xác suất dung lượng bảo mật khác không (PNSC) của một mạng đa chặng MUCRN được phát triển từ Chương 3. Kỹ thuật đa anten với phân tập TAS/SC được trang bị trong mạng mục tiêu cùng với trạm nghe lén. Các trạm trong mạng MUCRN thu hoạch năng lượng vô tuyến và truyền tin đồng thời.

Qua nghiên cứu, yếu tố khiếm khuyết phần cứng ảnh hưởng lớn đến các thông số hiệu năng SOP và PNSC. Giá trị SOP thấp khi mức khiếm khuyết phần cứng của kênh chính thấp. Đặc biệt hơn, nếu mức khiếm khuyết phần cứng ở những kênh chính ( $\kappa_D^2$ ) thấp hơn kênh nghe lén ( $\kappa_E^2$ ) thì mạng sẽ đạt được hiệu năng bảo mật cao khi xét cả hai thông số hiệu năng SOP và PNSC.

Đặc tuyến SOP có khuynh hướng trùng với đặc tuyến tiệm cận khi  $P_s$  lớn hơn 20dB. Ở chiều ngược lại khi  $P_s$  nhỏ, trong một số trường hợp riêng khi có khiếm khuyết phần cứng, chúng ta có thể tìm được  $P_s$  tối ưu để SOP thấp nhất. Khi bỏ qua yếu tố khiếm khuyết phần cứng ( $\kappa_D^2 = \kappa_E^2 = 0$ ), nghiên cứu đề xuất thiết kế số chặng  $K$  lớn sẽ giảm SOP.

Về yếu tố đa anten trong mạng mục tiêu, thông số hiệu năng SOP tăng khi trạm nghe lén tăng số lượng anten  $N_E$  mà các trạm thu phát chính giữ nguyên số anten  $N_D$ . Tuy nhiên, nếu số anten của trạm thu phát chính và trạm nghe lén bằng nhau thì khi đó SOP sẽ giảm khi số lượng anten lớn. Do đó, trang bị nhiều anten trong mạng đa chặng mục tiêu luôn là giải pháp hiệu quả nâng cao hiệu năng bảo mật mạng.

Cuối cùng, do thông số hiệu năng SOP giảm nhanh khi hệ số thời gian thu hoạch vô tuyến  $\alpha$  thấp. Vì vậy, nên thiết kế hệ số  $\alpha$  trong vùng giá trị thấp sẽ có hiệu năng bảo mật tốt hơn. Tuy nhiên, phân tích chưa xác định được mức tối ưu  $\alpha^*$  và cần được nghiên cứu sâu hơn ở chương tiếp theo.

## Chương 5

# TRUYỀN TIN CỘNG TÁC TRONG MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP CÓ THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG VÔ TUYẾN

### 5.1 Giới thiệu

Trong các chương trước, luận án đã nghiên cứu đến trường hợp các trạm trung gian được sắp xếp theo tuần tự lần lượt từ trạm nguồn đến trạm đích (đồng nghĩa với thông tin sẽ bắt buộc đi qua tất cả các trạm trung gian được sắp đặt trước khi đến trạm đích). Vấn đề đặt ra là nếu thông tin truyền đi được phép bỏ qua một số trạm trung gian chuyển tiếp thì hiệu năng mạng được dự đoán sẽ tốt hơn thay vì phải đi qua hết tất cả các trạm trung gian trước khi đến đích.

Trong thực tế, các mạng WSNs, Ad-Hoc hay V2X có các nút mạng được bố trí theo dạng lưới. Vì vậy, khi thiết lập một mạng MUCRN tồn tại trong hình thái mạng như trên sẽ có trường hợp hai trạm gần về khoảng cách địa lý (gần về cự ly truyền thông) nhưng có thể xa khi xét theo sự sắp xếp truyền tin (cách nhau qua nhiều chặng). Đơn cử như một trạm phát trong V2X nằm ở trên cầu vượt giao thông trong khi trạm thu nằm ngay dưới cầu. Với giao thức thông thường thì trạm phát phải nhờ các xe khác đang trên đường làm trung gian, nghĩa là qua rất nhiều chặng trước khi đến đích. Tận dụng đặc tính của sóng vô tuyến lan truyền trong môi trường truyền tin theo mọi hướng, giao thức cộng tác mới cho phép một trạm phát trên cầu có thể phát trực tiếp đến phương tiện dưới cầu để đi đến đích sớm hơn, bỏ qua các chặng trung gian trên đường kể trên. Như vậy, nên có giao thức đề xuất mới tận dụng một trạm có ưu thế để chuyển tiếp thông tin thay vì trạm được sắp xếp sẵn thì thông tin có thể đi tắt được đến trạm đích. Khai thác đặc điểm đó, luận án đã đề xuất nghiên cứu giải pháp nâng cao hiệu năng mạng đa chặng mục tiêu bằng sự cộng tác truyền tin của các trạm thu phát trên tuyến thông tin MUCRN. Các trạm

thu phát đều có khả năng thu hoạch năng lượng vô tuyến truyền tin và bị hạn chế công suất phát. Tiếp theo chương 4, luận án đã nghiên cứu và tìm được giá trị tối ưu hệ số phân chia thời gian  $\alpha^*$  của kỹ thuật SWIPT trong cả trường hợp truyền tin tuân tự thông thường và truyền tin cộng tác.

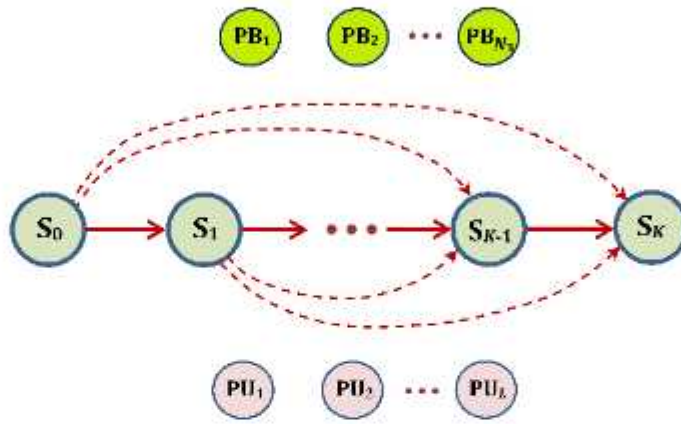
Các kết quả trình bày trong Chương 5 đã được nghiên cứu sinh công bố trong [J1] với tựa đề “*Outage Performance of Power Beacon-Aided Multi-Hop Cooperative Cognitive Radio Protocol Under Constraint of Interference and Hardware Noises*” trên tạp chí *Electronics* (SCIE).

## 5.2 Mô hình đề xuất

Trong Hình 5.1, trạm nguồn  $S_0$  muốn truyền thông tin đến trạm đích  $S_K$  dựa vào sự trợ giúp của các trạm trung gian  $S_1, S_2, \dots, S_{K-1}$ . Cự ly truyền tin giữa trạm trung gian và trạm đích là  $d_{S_a S_K} > d_{S_b S_K}$  khi  $a < b$ . Trạm nguồn và các trạm trung gian chuyển tiếp  $S_k$  thu hoạch vô tuyến để truyền tin (SWIPT) từ  $N_B$  trạm phát năng lượng  $PB_1, PB_2, \dots, PB_{N_B}$ . Bên cạnh đó, các trạm  $S_k$  còn bị hạn chế công suất phát do ràng buộc từ  $L$  trạm sơ cấp  $PU_1, PU_1, \dots, PU_L$ . Giả sử các trạm sơ cấp PUs được bố trí trong cùng một cụm. Các trạm phát năng lượng PBs cũng được bố trí dạng cụm. Do đó,  $d_{PB_a S_k} = d_{PB S_k}, \lambda_{PB_a S_k} = \lambda_{PB S_k}, d_{S_k PU_i} = d_{S_k PU}, \lambda_{S_k PU_i} = \lambda_{S_k PU}$ . Mô hình đề xuất sử dụng giao thức HD qua  $K$  khe thời gian trực giao và đặc tả Rayleigh fading trong (2.2) cho tất cả các kênh truyền liên quan.

Về giao thức truyền thông cộng tác mới, trong khe thời gian đầu tiên, nguồn  $S_0$  sẽ thu hoạch năng lượng (chi tiết ở phần sau) và sau đó phát đến tất cả các trạm thu khác, kể cả trạm đích  $S_K$ . Nếu trạm đích giải mã thành công thì được xem như hoàn thành quá trình truyền tin. Ngược lại nếu trạm đích không giải mã được thông tin, nó cần một trạm trung gian đã giải mã thành công phát lại thông tin. Sẽ có ít nhất một trạm trung gian giải mã được thông tin, nếu không quá trình truyền tin được xem là thất bại. Trong trường hợp có nhiều trạm trung gian cùng giải mã thành công

trừ trạm đích, giao thức đề xuất chỉ chọn một trạm chuyển tiếp ở gần trạm đích nhất thực hiện phát lại thông tin. Như vậy, trạm chuyển tiếp được lựa chọn sẽ đóng vai trò như trạm nguồn ở khe thời gian kế tiếp. Quá trình này lặp lại cho đến khi trạm đích nhận được thông tin thành công hoặc trải qua  $K$  khe thời gian mà thông tin chưa đến đích. Như vậy, khác với các đề xuất trước đây khi thông tin luôn luôn qua hết các chặng trước khi đến đích, giao thức truyền thông cộng tác được đề xuất trên đây có thể không đi qua một số chặng nào đó, thông tin có thể đến trạm đích trước một số khe thời gian.



Hình 5.1: Mô hình mạng đa chặng cộng tác có thu hoạch năng lượng vô tuyến.

Bên cạnh đó, thu hoạch năng lượng vô tuyến truyền tin (SWIPT) được nghiên cứu tương tự như Chương 4. Gọi  $\mathcal{N}$  là tổng thời gian truyền từ nguồn đến đích. Thời gian truyền của một khe thời gian là  $\tau = \mathcal{N}/K$ . Các trạm chi thu năng lượng vô tuyến trong pha đầu tiên của khe thời gian được cấp cho mình (như trong hình Hình 2.18). Năng lượng, công suất trạm  $S_k$  thu được từ  $N_B$  trạm phát năng lượng là:

$$EH_k = \delta\alpha\tau P_B \sum_{n=1}^{N_B} \gamma_{PB_n S_k}, \quad (5.1)$$

$$P_{EH,k} = \frac{EH_k}{(1-\alpha)\tau} = \chi P_B X_{PBS_k}^{\text{sum}}, \quad (5.2)$$

trong đó  $\delta$  là hiệu suất chuyển đổi năng lượng,  $\chi = \frac{\delta\alpha}{1-\alpha}$  và

$$X_{\text{PBS}_k}^{\text{sum}} = \sum_{n=1}^{N_B} \gamma_{\text{PB}_n \text{S}_k}. \quad (5.3)$$

Công suất phát tối đa của  $S_k$  do ràng buộc từ PUs theo [66, 134] là:

$$P_{\text{IN},k} \leq \frac{I_{\text{th}}}{(1 + \kappa_I^2) \max_{i=1, \dots, L} (\gamma_{\text{S}_k \text{PU}_i})}. \quad (5.4)$$

Do đó công suất phát tối đa dựa trên cả hai điều kiện (5.2) và (5.4) là:

$$P_{\text{S}_k} = \chi P_B \min \left( X_{\text{PBS}_k}^{\text{sum}}, \frac{I_p}{X_{\text{S}_k \text{PU}}^{\text{max}}} \right), \quad (5.5)$$

trong đó:  $X_k^{\text{max}} = \max_{i=1, \dots, L} (\gamma_{\text{S}_k \text{PU}_i}), \quad (5.6)$

$$I_p = I_{\text{th}} / ((1 + \kappa_I^2) \chi P_B). \quad (5.7)$$

Xét khe thời gian đầu tiên khi nguồn  $S_0$  phát đến tất cả các trạm trung gian và trạm đích. Trạm thu thứ  $k$  nhận được là:

$$\begin{aligned} \Phi_{0,k} &= \frac{P_{\text{S}_0} \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k}}{\kappa_D^2 P_0 \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k} + N_0} = \frac{\chi \Delta \min(X_{\text{PBS}_0}^{\text{sum}}, I_p / X_{\text{S}_0 \text{PU}}^{\text{max}}) \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k}}{\kappa_D^2 \chi \Delta \min(X_{\text{PBS}_0}^{\text{sum}}, I_p / X_{\text{S}_0 \text{PU}}^{\text{max}}) \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k} + 1} \\ &= \frac{\chi \Delta \Upsilon_0 \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k}}{\kappa_D^2 \chi \Delta \Upsilon_0 \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k} + 1}, \end{aligned} \quad (5.8)$$

với  $\Delta = P_B / N_0$ ,  $\Upsilon_0 = \min(X_{\text{PBS}_0}^{\text{sum}}, I_p / X_{\text{S}_0 \text{PU}}^{\text{max}})$ .

Vì vậy, dung lượng kênh truyền tức thời  $S_0 \rightarrow S_k$  là:

$$\begin{aligned} C_{0,k} &= (1 - \alpha) \tau \log_2(1 + \Phi_{0,k}) \\ &= (1 - \alpha) \tau \log_2 \left( 1 + \frac{\chi \Delta \Upsilon_0 \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k}}{\kappa_D^2 \chi \Delta \Upsilon_0 \gamma_{\text{S}_0 \text{S}_k} + 1} \right), \end{aligned} \quad (5.9)$$

Khi đến khe thời gian thứ 2, các trạm thu trước đó sẽ giải mã thông tin từ  $S_0$ . Nếu không có trạm nào giải mã thành công thì truyền tin thất bại. Nếu trạm đích giải mã được thì truyền tin kết thúc thành công. Trong trường hợp còn lại, ít nhất một trạm thu giải mã thành công và được chọn để phát lại thông tin thì trạm này đóng vai trò giống như là trạm  $S_0$  phát trong khe thời gian đầu tiên. Tổng quát, giả sử ở khe

$u-1, (1 \leq u \leq K)$  trạm đích giải mã thất bại và ít nhất một trạm chuyển tiếp giải mã thành công. Gọi  $S_{t_u}$  với  $t_u \in \{1, 2, \dots, K-1\}$  là trạm được chọn để phát trong khe thời gian thứ  $u$  tiếp theo. Trong khe thời gian này,  $S_{t_u}$  thu hoạch năng lượng như (5.1) trong thời gian  $\alpha t$  và thời gian còn lại truyền tin. Nếu  $S_K$  giải mã thành công, quá trình truyền sẽ hoàn thành. Ngược lại, tập hợp các trạm giải mã thông tin thành công là  $\mathbf{H}_u = \{S_{v_1}, S_{v_2}, \dots, S_{v_{n_u}}\}$  với  $0 \leq n_u \leq K-1$ . Do chỉ xét các trạm thu giải mã thông tin thành công nằm ở phần sau của trạm phát hiện tại trên tuyến (gần đích hơn) nên  $t_u < v_1 < v_2 < \dots < v_{n_u} \leq K-1$ . Tương tự như vậy, các trạm giải mã thất bại là  $\mathbf{G}_u \in \{S_{z_1}, S_{z_2}, \dots, S_{z_{m_u}}, S_K\}$  khi  $1 \leq m_u \leq K-1, t_u < z_1 < z_2 < \dots < z_{m_u} \leq K-1$ . Trong tập hợp  $\mathbf{H}_u$  sẽ chọn ra một phần tử có vị trí trên tuyến gần trạm đích nhất để phát ở khe thời gian thứ  $u+1$ . Dựa theo sự sắp đặt trong tập  $\mathbf{H}_u$  ở trên thì  $S_{v_{n_u}}$  sẽ được chọn để lập lại quá trình như  $S_{t_u}$  đã thực hiện.

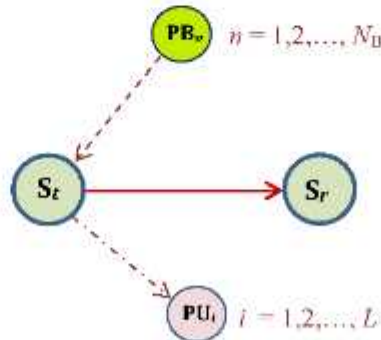
### 5.3 Phân tích hiệu năng

#### 5.3.1 Công suất phát trạm thứ cấp

Xét trường hợp tổng quát khi trạm  $S_t$  phát đến trạm kế cận  $S_r$ , theo (5.5), ta có:

$$P_{S_t} = \chi P_B \min(X_{PB, S_t}^{\text{sum}}, I_p / X_{S_t, PU}^{\text{max}}) = \chi P_B Y_t, \quad (5.10)$$

trong đó  $Y_t = \min(X_{PBS_t}^{\text{sum}}, I_p / X_{S_t, PU}^{\text{max}})$ . (5.11)



Hình 5.2: Mô hình truyền thông điểm – điểm.



Hàm phân phối tích lũy (CDF) của  $Y_t$  được tính như sau:

$$F_{Y_t}(x) = 1 - \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{(\lambda_{\text{PBS}_t})^p}{p!} x^p \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1}}{p!} C_K^q (\lambda_{\text{PBS}_t})^p x^p \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \exp\left(-\frac{q \lambda_{\text{S}_t \text{PU}} I_p}{x}\right) \quad (5.12)$$

(Chứng minh phụ lục C, công thức (5.12)).

### 5.3.2 Truyền thông điểm – điểm

Dung lượng kênh truyền tức thời từ  $S_t \rightarrow S_r$  là:

$$C_{S_t S_r} = (1 - \alpha) \tau \log_2 \left( 1 + \frac{\chi \Delta Y_t \gamma_{S_t S_r}}{\kappa_D^2 \chi \Delta Y_t \gamma_{S_t S_r} + 1} \right) \quad (5.13)$$

trong đó  $\Delta = P_B/N_0$ . Vì vậy, xác suất dừng khi truyền từ  $S_t \rightarrow S_r$  là:

$$\text{OP}_{S_t S_r} = \Pr(C_{S_t S_r} < R_{\text{th}}) = \Pr((1 - \kappa_D^2 \sigma_{\text{th}}) \chi \Delta Y_t \gamma_{S_t S_r} < \sigma_{\text{th}}), \quad (5.14)$$

$$\text{với } \sigma_{\text{th}} = 2^{R_{\text{th}}/(1-\alpha)\tau} - 1. \quad (5.15)$$

Từ (5.14), nếu  $1 - \kappa_D^2 \sigma_{\text{th}} \leq 0$  thì  $\text{OP}_{S_t S_r} = 1$ . Trong trường hợp ngược lại, xác suất dừng được tính theo công thức sau:

$$\text{OP}_{S_t S_r} = \Pr(Y_t \gamma_{S_t S_r} < \omega) = \int_0^{\omega} F_{Y_t} \left( \frac{\omega}{x} \right) f_{\gamma_{S_t S_r}}(x) dx, \quad (5.16)$$

$$\text{OP}_{S_t S_r} = 1 - \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{2}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t} \lambda_{S_t S_r} \omega)^{\frac{p+1}{2}} K_{1-p} \left( 2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t} \lambda_{S_t S_r} \omega} \right) + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1} 2C_L^q}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t} \omega)^{\frac{p+1}{2}} \lambda_{S_t S_r} (\mu_1)^{\frac{p-1}{2}} K_{1-p} \left( 2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t} \omega \mu_1} \right), \quad (5.17)$$

$$\text{khi } \omega = \frac{\sigma_{\text{th}}}{(1 + \kappa_D^2) \chi \Delta}, \mu_1 = \lambda_{S_t S_r} + q \frac{\lambda_{\text{S}_t \text{PU}} I_p}{\omega}. \quad (5.18)$$

(Chứng minh phụ lục C, công thức (5.17)).

### 5.3.3 Truyền thông điểm – đa điểm

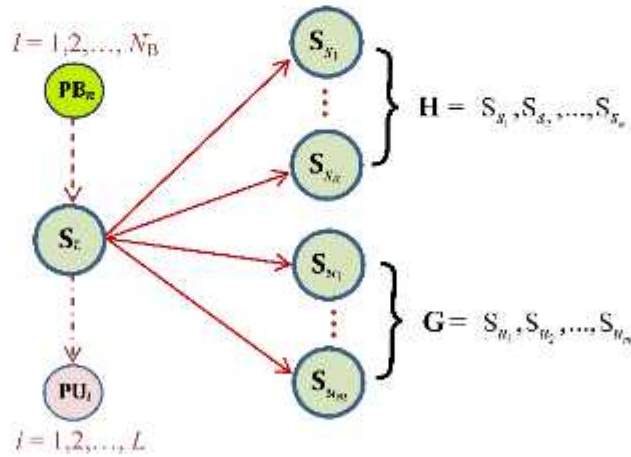
Trong Hình 5.3, trạm phát  $S_t$  sẽ phát đến tất cả các trạm thu ở phía trạm đích. Các trạm thu này có thể giải mã thành công hoặc không. Gọi  $\mathbf{H} = \{S_{s_1}, S_{s_2}, \dots, S_{s_n}\}$  là tập hợp các trạm thu giải mã thành công và  $\mathbf{G} = \{S_{u_1}, S_{u_2}, \dots, S_{u_m}\}$  là tập các trạm thu không giải mã thành công. Giả sử trạm đích thu thất bại ở khe thời gian hiện tại, nghĩa là  $S_x \in \mathbf{G}$ , khi đó xác suất  $S_y \in \mathbf{H}$ ,  $S_z \in \mathbf{G}$  là:

$$\text{OP}_{S_t(\mathbf{H}, \mathbf{G})} = \Pr \left( \underbrace{C_{t,s_1} \geq R_{\text{th}}, \dots, C_{t,s_n} \geq R_{\text{th}}}_{S_y \in \mathbf{H}}, \underbrace{C_{t,u_1} < R_{\text{th}}, \dots, C_{t,u_m} < R_{\text{th}}}_{S_z \in \mathbf{G}} \right). \quad (5.19)$$

Dựa theo công thức tính dung lượng kênh truyền như (5.13):

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_t(\mathbf{H}, \mathbf{G})} &= \Pr \left( \Upsilon_t \gamma_{S_t S_{s_1}} \geq \omega, \dots, \Upsilon_t \gamma_{S_t S_{s_n}} \geq \omega, \Upsilon_t \gamma_{S_t S_{u_1}} < \omega, \dots, \Upsilon_t \gamma_{S_t S_{u_m}} < \omega \right) \\ &= \int_0^{+\infty} \underbrace{\Pr \left( \gamma_{S_t S_{s_1}} \geq \frac{\omega}{x}, \dots, \gamma_{S_t S_{s_n}} \geq \frac{\omega}{x}, \gamma_{S_t S_{u_1}} < \frac{\omega}{x}, \dots, \gamma_{S_t S_{u_m}} < \frac{\omega}{x} \right)}_{\mathcal{J}(x)} \cdot f_{\Upsilon_t}(x) dx, \quad (5.20) \end{aligned}$$

với  $\omega$  cho trong (5.18).



Hình 5.3 Mô hình truyền thông điểm – đa điểm.

† Trường hợp  $\mathbf{H} \neq \{\emptyset\}$ :

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_t(\mathbf{H}, \mathbf{G})} &= \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{2}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_2)^{\frac{p+1}{2}} K_{p-1}(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_2}) \\
&\quad - \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1} 2C_L^q}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t})^{\frac{p+1}{2}} \mu_2 (\mu_5)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_5}) \\
&\quad - \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{(-1)^{r+1}}{p!} 2 (\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_4)^{\frac{p+1}{2}} K_{p-1}(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_4}) \\
&\quad + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{(-1)^{r+q} 2C_L^q}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t})^{\frac{p+1}{2}} \mu_4 (\mu_6)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_6}),
\end{aligned} \tag{5.21}$$

với các giá trị  $\mu_2 = \sum_{v=0}^n \omega \lambda_{S_t S_{u_v}}$ ,  $\mu_3 = \sum_{w=1}^r \omega \lambda_{S_t S_{u_w}}$ ,  $\mu_4 = \mu_2 + \mu_3$ ,  $\mu_5 = \mu_2 + q \lambda_{S_t \text{PU}} I_P$ ,

$$\mu_6 = \mu_4 + q \lambda_{S_t \text{PU}} I_P. \tag{5.22}$$

(Chứng minh phụ lục C, công thức (5.21)).

† Trường hợp  $\mathbf{H} = \{\emptyset\}$ :

Công thức (5.20) trở thành:

$$\text{OP}_{S_t(\emptyset, \mathbf{G})} = \int_0^{+\infty} \underbrace{\Pr\left(\gamma_{S_t S_{u_1}} < \frac{\omega}{x}, \dots, \gamma_{S_t S_{u_m}} < \frac{\omega}{x}\right)}_{\mathfrak{R}(x)} \cdot f_{Y_t}(x) dx. \tag{5.23}$$

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_t(\emptyset, \mathbf{G})} &= 1 - \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{(-1)^{r+1}}{p!} 2 (\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_3)^{\frac{p+1}{2}} K_{p-1}(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_3}) \\
&\quad + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{(-1)^{r+q} 2C_L^q}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t})^{\frac{p+1}{2}} \mu_3 (\mu_7)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t}, \mu_7}),
\end{aligned} \tag{5.24}$$

$$\text{với } \mu_7 = \mu_3 + q \lambda_{S_t \text{PU}} I_P. \tag{5.25}$$

(Chứng minh phụ lục C, công thức (5.24)).

### 5.3.4 Truyền thông từ nguồn đến đích

#### 5.3.4.1. Giao thức truyền thông tuần tự qua từng chặng DIRECT

Trong giao thức DIRECT, thông tin được truyền lần lượt qua tất cả các chặng trước khi đến đích như diễn giải ở Hình 2.1. Do đó, xác suất dừng tính từ trạm nguồn đến trạm đích được tính như sau:

$$\begin{aligned} \text{OP}^{\text{DIRECT}} &= 1 - \prod_{k=1}^K (1 - \text{OP}_{S_{k-1}S_k}) \\ &= 1 - \prod_{k=1}^K \left[ \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{2}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_{k-1}} \lambda_{S_{k-1}S_k} \omega)^{\frac{p+1}{2}} K_{1-p} \left( 2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_{k-1}} \lambda_{S_{k-1}S_k} \omega} \right) \right. \\ &\quad \left. - \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1}}{p!} 2C_K^q (\lambda_{\text{PBS}_{k-1}} \omega)^{\frac{p+1}{2}} \lambda_{S_{k-1}S_k} (\mu_1)^{\frac{p-1}{2}} K_{1-p} \left( 2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_{k-1}} \omega \mu_1} \right) \right] \end{aligned} \quad (5.26)$$

#### 5.3.4.2. Giao thức truyền thông cộng tác COOP

Xác suất dừng từ trạm nguồn đến trạm đích trong giao thức COOP được tính bằng phương thức đệ quy như sau:

$$\text{OP}^{\text{COOP}} = \sum_{\mathbf{H}, \mathbf{G}_1} \text{OP}_{S_0\{\mathbf{H}, \mathbf{G}_1\}}^{\text{COOP}}, \quad (5.27)$$

với  $\text{OP}_{S_0\{\mathbf{H}, \mathbf{G}_1\}}^{\text{COOP}} = \sum_{\mathbf{H}_1, \mathbf{G}_2} \text{OP}_{S_0\{\mathbf{H}_1, \mathbf{G}_2\}}^{\text{COOP}}$ . Ví dụ cụ thể với trường hợp  $K = 2$ , chúng ta có thể diễn giải nguyên tắc tính đệ quy như sau:

$$\text{OP}^{\text{COOP}} = \text{OP}_{S_0\{\emptyset, \{S_1, S_2\}\}}^{\text{COOP}} + \text{OP}_{S_0\{\{S_1\}, \{S_2\}\}}^{\text{COOP}}$$

trong đó  $\text{OP}_{S_0\{\emptyset, \{S_1, S_2\}\}}^{\text{COOP}}$  chính là xác suất dừng khi  $S_0$  phát mà không có bất cứ trạm thu nào nhận được và được tính bởi công thức (5.24). Thành phần thứ hai  $\text{OP}_{S_0\{\{S_1\}, \{S_2\}\}}^{\text{COOP}}$  là xác suất khi  $S_0$  phát và  $S_1$  nhận được nhưng  $S_2$  thì không nhận được. Trong khe thời gian kế tiếp,  $S_1$  đóng vai trò tương tự như  $S_0$  ở khe trước đó (với điều kiện  $S_1$  đã nhận được thông tin thành công rồi), do đó:

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_0\{\{S_1\}, \{S_2\}\}}^{\text{COOP}} &= \text{OP}_{S_0\{\{S_1\}, \{S_2\}\}} \times \text{OP}_{S_1S_2}^{\text{COOP}} \\ &= \text{OP}_{S_0\{\{S_1\}, \{S_2\}\}} \times \text{OP}_{S_1S_2} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Thành phần  $OP_{S_0, \{(S_1), (S_2)\}}$  được xác định khi dùng công thức (5.21). Thành phần còn lại  $OP_{S_1, S_2}^{COOP}$  chính là xác suất dừng khi truyền từ  $S_1$  đến  $S_2$  giống như truyền điểm – điểm  $OP_{S_1, S_2}$ . Do đó áp dụng (5.17) để tính  $OP_{S_1, S_2}^{COOP}$ .

#### 5.3.4.3. Số chặn giới hạn tối đa từ nguồn đến đích cuối

Từ (5.14) nếu  $1 - \kappa_D^2 \sigma_{th} \leq 0$  thì  $OP = 1$  trong cả hai giao thức DIRECT và COOP. Khi đó nếu đặt  $\kappa_{D, \max}^2 = 1 / \sigma_{th}$ , thì:

$$\kappa_D^2 \geq \kappa_{D, \max}^2. \quad (5.29)$$

Bên cạnh đó,  $\sigma_{th} = 2^{R_{th}/(1-\alpha)\tau} - 1 = 2^{KR_{th}/[(1-\alpha)\mathfrak{N}]} - 1$ , và kết hợp với  $\kappa_D^2 \geq 1 / \sigma_{th}$  suy ra:

$$\frac{KR_{th}}{(1-\alpha)\mathfrak{N}} \geq \log_2 \left( 1 + \frac{1}{\kappa_D^2} \right),$$

hay 
$$K \geq \frac{(1-\alpha)\mathfrak{N}}{R_{th}} \log_2 \left( 1 + \frac{1}{\kappa_D^2} \right). \quad (5.30)$$

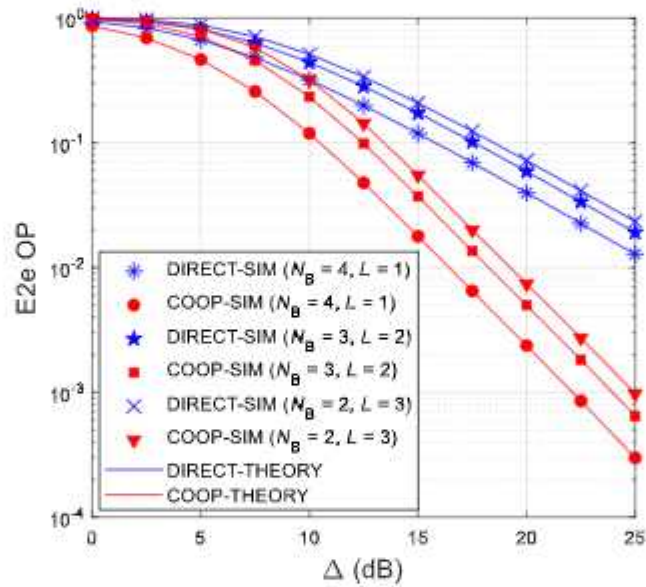
Vi vậy, đặt  $K_{\max} = \left\lceil \frac{(1-\alpha)\mathfrak{N}}{R_{th}} \log_2 \left( 1 + \frac{1}{\kappa_D^2} \right) \right\rceil$  với  $\lceil x \rceil$  là số nguyên nhỏ nhất có giá trị lớn hơn  $x$ . Khi đó, nếu  $K \geq K_{\max}$  sẽ dẫn đến kết quả  $OP^{DIRECT} = 1$  và  $OP^{COOP} = 1$ .

### 5.4 Những kết quả đạt được

Để kiểm chứng kết quả, luận án thiết lập môi trường mô phỏng tương tự như những chương trước:  $S_k(k/K, 0)$ , trạm phát năng lượng  $PB(0.5, 0.2)$ , trạm sơ cấp  $PU(0.5, -0.5)$ , hiệu suất chuyển đổi năng lượng  $\delta = 0.5$ , tốc độ ngưỡng  $R_{th} = 0.5$ , mật độ công suất nhiễu  $N_0 = 1$ , mức khiếm khuyết phản cứng từ trạm thứ cấp đến trạm sơ cấp là  $\kappa_1 = 0.01$ , mức ngưỡng can nhiễu ở sơ cấp là  $I_{th} = 0.5P_B$ . Thời gian truyền từ trạm nguồn đến trạm đích theo tiêu chuẩn truyền tuần tự là  $\mathfrak{N} = 1$ .

#### 5.4.1 Ảnh hưởng của số trạm phát năng lượng và số trạm sơ cấp

Hình 5.4 biểu diễn các đặc tuyến xác suất dừng của cả hai giao thức DIRECT và COOP theo SNR phát với một số số lượng trạm phát năng lượng và trạm sơ cấp khác nhau. Trong các giá trị  $N_B$  và  $L$  đã vẽ, xác suất dừng OP của COOP luôn thấp hơn DIRECT, đặc biệt là ở vùng SNR lớn. Độ dốc của các đặc tuyến trong hình cho thấy độ lợi phân tập của COOP đạt được lớn hơn DIRECT nhiều. Bên cạnh đó, xác suất dừng của cả hai giao thức đều giảm khi  $N_B$  lớn hơn và  $L$  nhỏ hơn. So sánh các đặc tuyến tương ứng cho thấy hiệu năng mạng đạt được tốt nhất (OP thấp nhất) khi  $N_B = 4, L = 1$ . Lý do là khi  $N_B = 4$  thì các trạm sẽ thu được nhiều năng lượng hơn các trường hợp còn lại, do đó hỗ trợ nhiều hơn cho truyền tin. Trong khi đó,  $L = 1$  đồng nghĩa với mức hạn chế công suất  $P_{D1}$  trong (5.4) được nới lỏng hơn, tạo điều kiện để tăng công suất phát ở các trạm phát, do đó hỗ trợ tăng hiệu năng mạng.

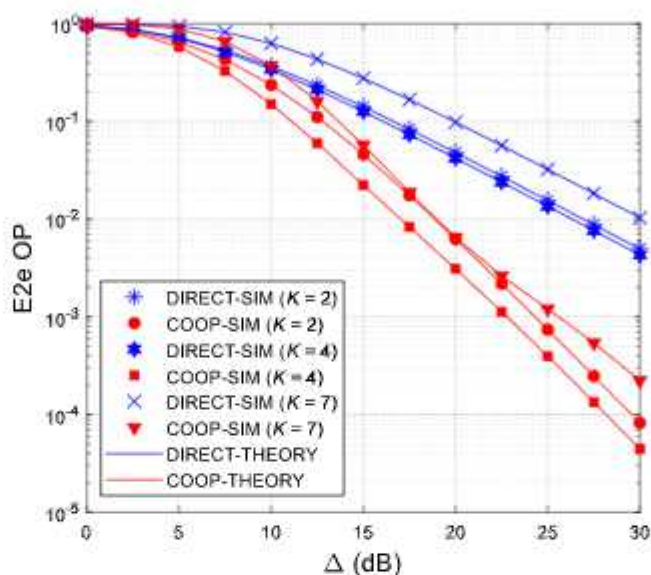


Hình 5.4: Ảnh hưởng của  $N_B$  và  $L$  lên  $OP^{\text{DIRECT}}$  và  $OP^{\text{COOP}}$  khi  $K = 4, \kappa_D^2 = 0.1, \alpha = 0.1$ .

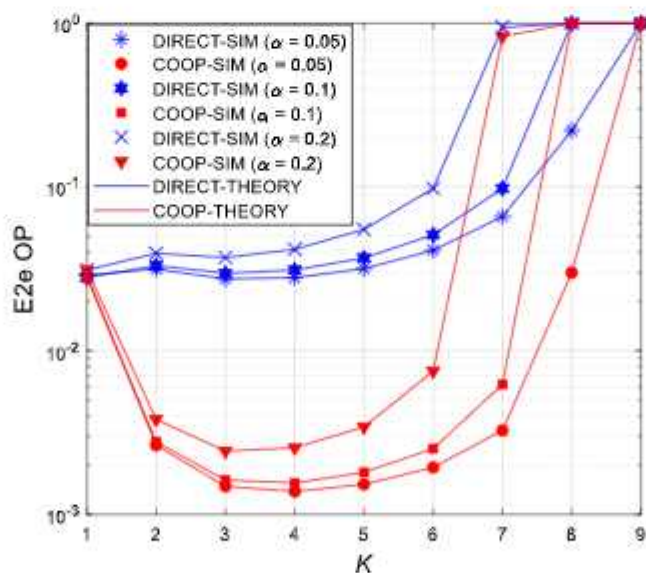
#### 5.4.2 Ảnh hưởng của số chặng trong mạng thứ cấp

Hình 5.5 cho thấy hiệu năng mạng đa chặng thay đổi khi vẽ OP với một vài giá trị số chặng  $K$  khác nhau. Đặc biệt, mức độ thay đổi này không có tính đơn điệu khi tăng hay giảm giá trị  $K$ . Cụ thể hơn, chúng ta thấy giá trị tốt nhất của OP đạt được với  $K = 4$  cho cả hai giao thức DIRECT và COOP. Nghĩa là khi  $K = 4$  thì hiệu năng

mạng tốt hơn so với khi giảm  $K = 2$  hay tăng lên  $K = 7$ . Vì vậy, kết quả cho thấy có tồn tại một giá trị số chặng tối ưu để OP thấp nhất trong cả DIRECT và COOP. Ngoài ra, giao thức COOP luôn nổi trội hơn DIRECT về hiệu năng khi xét trong vùng khảo sát SNR ở trên với tất cả các giá trị  $K$  đã vẽ.



Hình 5.5: Ảnh hưởng của  $K$  lên  $OP^{\text{DIRECT}}$  và  $OP^{\text{COOP}}$  khi  $N_B = 2$ ,  $L = 2$ ,  $\kappa_D^2 = 0.05$ ,  $\alpha = 0.05$ .



Hình 5.6: Ảnh hưởng của  $K$  lên đặc tuyến OP khi  $\Delta = 20$  dB,  $N_B = 3$ ,  $L = 1$ ,  $\kappa_D^2 = 0.05$ .

Hình 5.6 vẽ OP với các giá trị  $\alpha \in \{0.05, 0.1, 0.2\}$  tương ứng với số chặng  $K$  khác nhau. Khi  $K = 1$ , nghĩa là phát trực tiếp từ nguồn đến đích, do đó không có sự khác biệt giữa hai giao thức DIRECT và COOP. Khi  $K$  đủ lớn, cả hai giao thức đều có  $OP = 1$ . Nguyên nhân là do số chặng vượt giới hạn  $K_{\max}$  đã xét ở mục 5.3.4.3. Trong mô phỏng, giới hạn  $K_{\max}$  được tính cụ thể sau:

$$K_{\max} = \begin{cases} 9, & \alpha = 0.05, \\ 8, & \alpha = 0.1 \text{ hay } \alpha = 0.2. \end{cases} \quad (5.31)$$

Qua Hình 5.5 và Hình 5.6, chúng ta rút ra kết luận rằng có tồn tại giá trị số chặng tối ưu trong cả DIRECT và COOP sao cho hiệu năng mạng tốt nhất. Tuy nhiên, các giá trị tối ưu  $K^*$  này có thể không bằng nhau trong hai giao thức kể trên. Phân tích cụ thể số liệu mô phỏng trong Hình 5.6 cho thấy giá trị tối ưu  $K^* = 3$  của giao thức DIRECT khác với giá trị  $K^* = 4$  của giao thức COOP. Tổng quát, giá trị tối ưu  $K$  có thể được tính nhờ (5.26) và (5.27) như sau:

$$K^* = \underset{k=1,2,\dots,K_{\max}}{\operatorname{argmin}} (OP^V), \quad (5.32)$$

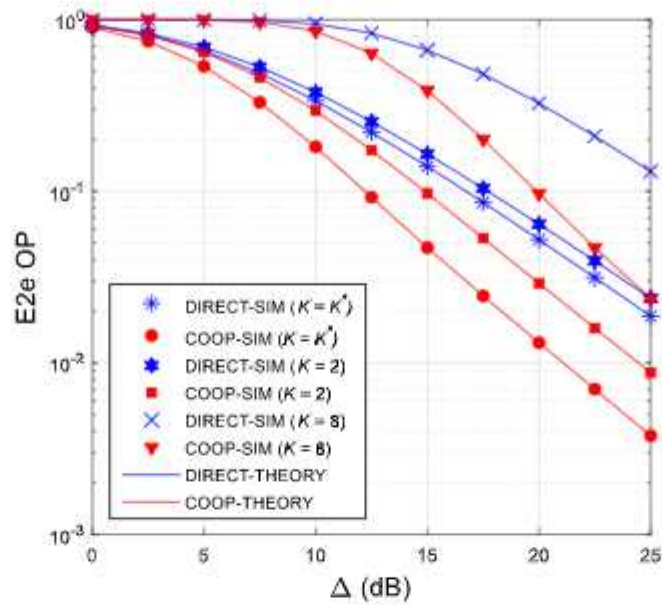
với  $V = \{\text{DIRECT}, \text{COOP}\}$ . Nhờ (5.32), chúng ta tính được giá trị tối ưu  $K^*$  khi  $N_B = 1, L = 1, \kappa_D^2 = 0.05, \alpha = 0.05$  như bảng sau:

**Bảng 5.1:** Giá trị số chặng tối ưu  $K^*$  theo SNR phát.

$\Delta$ (dB)	0	2.5	5.0	7.5	10	12.5	15	17.5	20	22.5	25
$K^*$ (DIRECT)	3	3	3	3	3	3	3	4	4	4	4
$K^*$ (COOP)	3	4	4	4	4	5	5	5	5	5	5

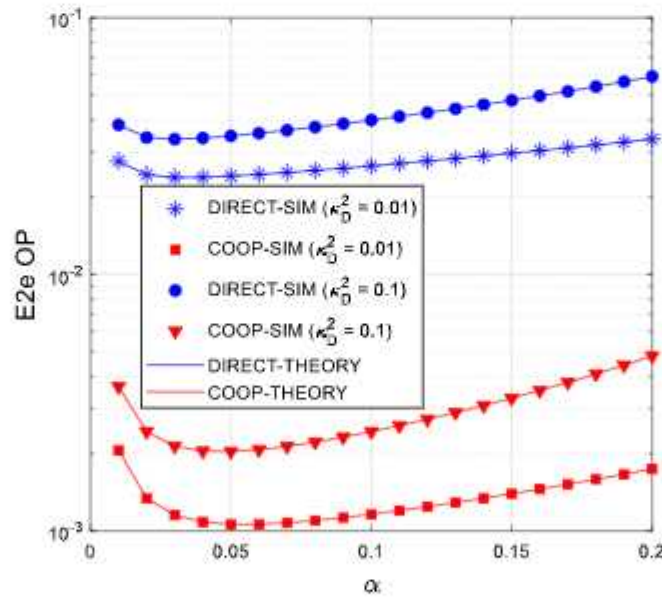
Hình 5.7 vẽ xác suất dừng OP theo SNR trong điều kiện tối ưu  $K^*$  ở Bảng 5.1 và so sánh với trường hợp khi  $K = 2$  và  $K = 8$ . Ví dụ như ở mức công suất  $\Delta = 12.5$  (dB) thì  $K^*$ (DIRECT) = 3 trong khi  $K^*$ (COOP) = 5. Kết quả cho thấy rằng khi  $K = K^*$  thì OP giảm sâu, cải thiện đáng kể hiệu năng mạng trong cả hai giao thức. Một lần nữa, giao thức COOP lại có hiệu năng nổi trội hơn DIRECT khi khảo sát trên vùng SNR đã cho.





Hình 5.7: OP vẽ theo  $\Delta$  trong điều kiện  $K^*$ ,  $K=2$ ,  $K=8$  khi  $N_B=1$ ,  $L=1$ ,  $\kappa_D^2=0.05$ ,  $\alpha=0.05$ .

#### 5.4.3 Ảnh hưởng của hệ số phân chia thời gian thu hoạch năng lượng:

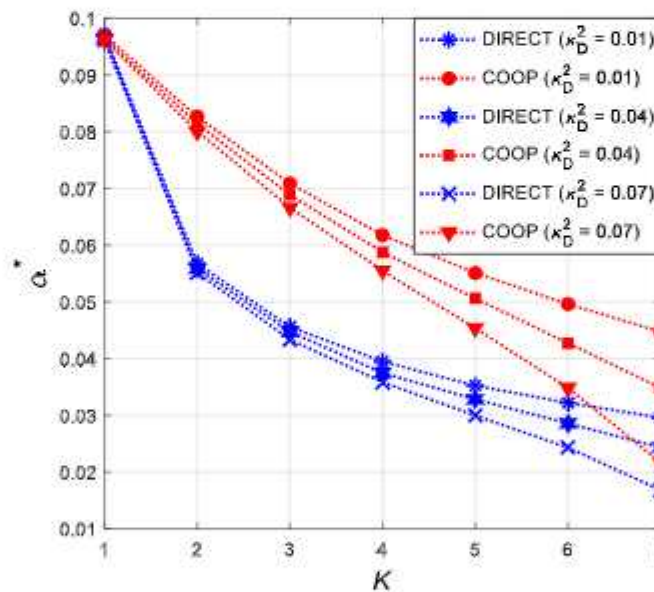


Hình 5.8: Ảnh hưởng của  $\alpha$  lên OP khi  $\Delta=20$  dB,  $K=4$ ,  $N_B=3$ ,  $L=1$ .

Hình 5.8 vẽ xác suất dừng OP theo hệ số phân chia thời gian  $\alpha$ . Nhiều công trình trước đây của nghiên cứu sinh về mạng dual-hop [135, 136] cùng với kết quả trong Chương 4 kết luận rằng hiệu năng mạng tốt hơn với vùng  $\alpha$  thấp. Vì vậy, để tìm giá

trị tối ưu  $\alpha^*$ , mô phỏng được thực hiện trong vùng  $0.01 \leq \alpha \leq 0.2$ . Kết quả mô phỏng trên Hình 5.8 cho thấy có tồn tại các giá trị tối ưu  $\alpha^*$  để OP thấp nhất trong cả hai giao thức DIRECT và COOP. Điều này được giải thích là khi  $\alpha$  nhỏ thì thời gian thu thập năng lượng không đủ, công suất phát thấp dẫn đến OP tăng. Ngược lại, khi  $\alpha$  lớn thì không đủ thời gian truyền thông tin nên hiệu năng cũng giảm. Qua khảo sát, giá trị  $\alpha^*$  trong hai giao thức hầu hết là không bằng nhau.

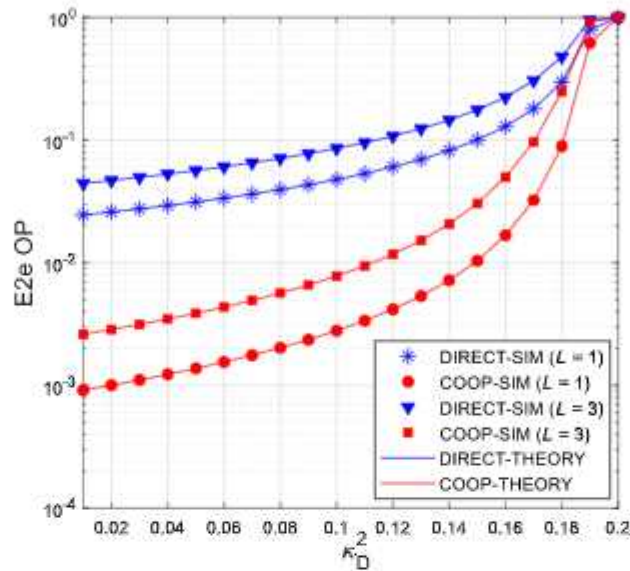
Tiếp đến, nghiên cứu sinh sử dụng thuật toán Golden Section Search [137] để tìm giá trị  $\alpha^*$  theo từng số chặng  $K$  khác nhau cho cả hai giao thức DIRECT và COOP. Thuật toán trên sẽ tìm kiếm giá trị min OP dựa trên sự thu hẹp vùng tìm kiếm  $\alpha$  so với vùng đề xuất ban đầu ở trên. Qua mỗi bước lặp, kết quả sẽ thu được vùng  $[\alpha_{low}, \alpha_{up}]$  mới. Điều kiện dừng xảy ra khi  $\alpha_{low} - \alpha_{up} \leq 0.001$ . Giá trị tối ưu rút ra được là  $\alpha^* = (\alpha_{low} + \alpha_{up})/2$ .



Hình 5.9: Biểu diễn giá trị  $\alpha^*$  theo số chặng  $K$  khi  $\Delta = 20\text{dB}$ ,  $N_B = 2$ ,  $L = 2$ .

Kết quả là giá trị tối ưu  $\alpha^*$  tính theo từng giá trị  $K$  được vẽ trong Hình 5.9. Dễ dàng nhận thấy  $\alpha^*$  giảm khi số chặng tăng lên. Bên cạnh đó, giá trị  $\alpha^*$  trong COOP luôn luôn cao hơn trong DIRECT. Nguyên nhân được lý giải là do trong pha truyền tin, COOP hiệu quả hơn DIRECT nên dành thời gian còn lại nhiều hơn cho pha thu

hoạch năng lượng, do đó góp phần cho hiệu năng tính từ đầu cuối đến đầu cuối tốt nhất. Ngoài ra, mức độ khiếm khuyết phần cứng ít ảnh hưởng đến giá trị tối ưu tìm được.



Hình 5.10: Ảnh hưởng của  $\kappa_D^2$  lên OP khi  $\Delta = 20$  dB,  $K = 5$ ,  $N_B = 5$ ,  $\alpha = 0.05$ .

Hình 5.10 biểu diễn đặc tính OP theo sự thay đổi của mức khiếm khuyết phần cứng. Như đã phân tích trong mục 5.3.4.3, xác suất dừng của cả hai giao thức là 1 khi  $\kappa_D^2 \geq \kappa_{D,\max}^2 = 1/\sigma_{\text{th}}$ . Vì vậy, với  $\kappa_{D,\max}^2 = 0.1924$  được vẽ trong hình, cả hai giao thức đều có OP = 1 tại  $\kappa_D^2 = 0.02$ . Hình vẽ cũng cho thấy hiệu năng của cả hai giao thức tốt hơn nếu số lượng trạm sơ cấp  $L$  ít hơn. Điều này một lần nữa khẳng định lại kết quả đã rút ra trong phần 5.4.1.

## 5.5 Kết luận của chương

Nội dung của chương đề xuất, phân tích, đánh giá và so sánh hiệu năng của giao thức truyền thông cộng tác COOP với giao thức truyền thông tuần tự DIRECT trong mạng MUCRN. Nghiên cứu hai giao thức được thực hiện trong cùng điều kiện hạn chế công suất phát và thu hoạch năng lượng vô tuyến để truyền tin tại các trạm thu phát, có tính đến ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng.

Xác suất dừng khi tính từ nguồn đến đích của mạng MUCRN sử dụng giao thức truyền thông cộng tác COOP thấp hơn so với giao thức truyền thông DIRECT trong cùng điều kiện. Đặc biệt, độ lợi phân tập của COOP vượt trội hơn so với DIRECT. Hơn nữa, khi có nhiều trạm phát năng lượng, hiệu năng mạng MUCRN tăng trong cả hai giao thức COOP và DIRECT. Ngược lại, khi xuất hiện nhiều trạm sơ cấp, hiệu năng mạng mục tiêu giảm.

Với một giá trị hệ số phân chia thời gian thu hoạch năng lượng vô tuyến  $\alpha$ , có thể tìm thấy số chặng thiết kế tối ưu ( $K^*$ ) để hiệu năng mạng mục tiêu là tốt nhất. Nghiên cứu cho thấy  $K^*$  trong giao thức COOP lớn hơn trong DIRECT. Khi mạng hiện tại có số chặng  $K$  không thể thay đổi được, luận án đề xuất tối ưu hệ số phân chia thời gian  $\alpha$  để cải thiện hiệu năng mạng. Dựa trên việc áp dụng thuật toán tối ưu Golden Section Search để tìm giá trị tối ưu  $\alpha^*$  tương ứng với mỗi  $K$ , nghiên cứu cho thấy  $\alpha^*$  có xu hướng thấp hơn khi mạng mục tiêu có nhiều chặng hơn ( $K$  lớn hơn). Ngoài ra, giá trị  $\alpha^*$  trong COOP luôn lớn hơn DIRECT trong cùng điều kiện khảo sát. Bên cạnh đó, mức khiếm khuyết phần cứng (HI) ít ảnh hưởng đến giá trị  $\alpha^*$ , nhưng mức HI thấp sẽ cải thiện hiệu năng mạng. Tuy nhiên, khi mức HI vượt quá giá trị giới hạn  $\kappa_{D,max}^2$  hay số chặng  $K$  vượt quá  $K_{max}$ , việc truyền tin sẽ thất bại.

## Chương 6

# PHƯƠNG THỨC CHỌN ĐƯỜNG ĐI TRONG MẠNG ĐA CHẶNG THỨ CẤP DẠNG CỤM

### 6.1 Giới thiệu

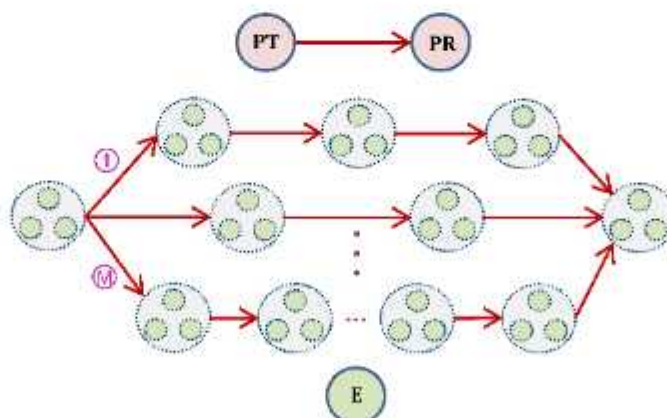
Các mô hình đề xuất ở phần trước của luận án chỉ đặt bối cảnh khi có một tuyến MUCRN duy nhất truyền thông tin từ nguồn đến đích trong điều kiện hạn chế công suất phát. Để cải thiện hiệu năng, nội dung trong Chương 5 đã đề xuất đánh giá giao thức cộng tác giữa các trạm nội bộ trong mạng MUCRN và thu được kết quả khả quan. Tuy nhiên, trong cấu trúc mạng vô tuyến Ad-hoc, WSNs, V2V, các nút mạng (các trạm thu phát) được bố trí sắp xếp theo hình lưới. Vì vậy, sẽ có đồng thời nhiều tuyến thông tin dạng MUCRN trong mạng lưới có thể thực hiện chuyển thông tin từ nguồn đến đích. Vấn đề cần nghiên cứu là làm thế nào để chọn được một tuyến đa chặng phù hợp nhất để truyền tin? Rõ ràng là nếu có một giải pháp chọn được một tuyến MUCRN tốt nhất theo một tiêu chí cho trước cũng đồng nghĩa với đó là giải pháp cải thiện hiệu năng mạng. Bên cạnh đó, các tuyến MUCRN trong mạng lưới đều hạn chế công suất phát. Các kết quả nghiên cứu trước đây cho thấy có sự suy giảm đáng kể hiệu năng của mạng MUCRN do bị hạn chế công suất từ các PUs. Giải pháp đa anten đã được nghiên cứu để nâng cao hiệu năng mạng. Tuy nhiên, số anten thường là cố định trong thiết bị và khó thay đổi. Để tăng tính linh động trong khi vẫn cải thiện được hiệu năng, mô hình nghiên cứu đề xuất dạng cụm cho các trạm trong các mạng MUCRN.

Khác với [77] dựa trên yếu tố dung lượng truyền tin, luận án đề xuất ba giao thức chọn đường đi RAND, MAXV và BEST dựa trên dung lượng bảo mật từ nguồn đến đích. Nghiên cứu cũng đồng thời so sánh ưu nhược điểm về hiệu năng của ba giao thức trên cùng với những yêu cầu về CSI đi kèm.

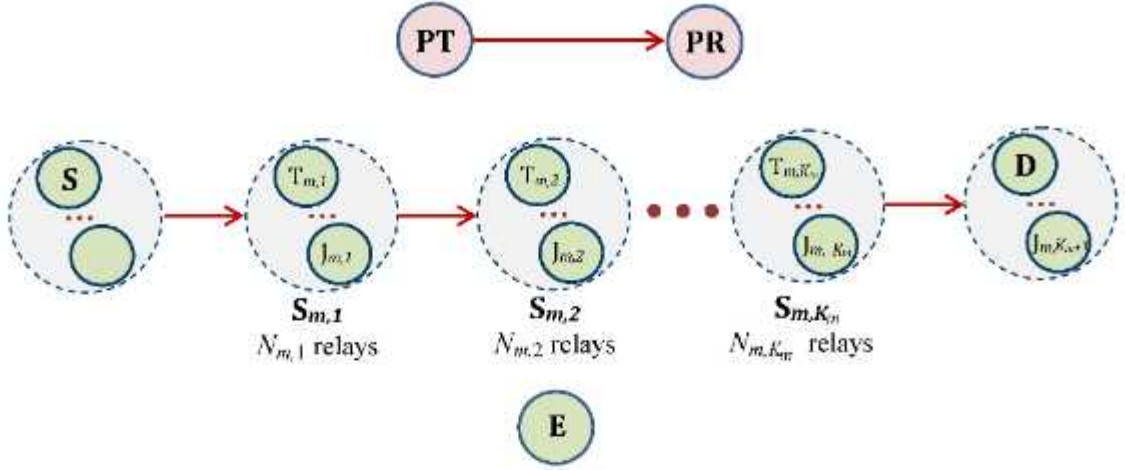
Nội dung sau đây trình bày lại các kết quả đã được nghiên cứu sinh công bố trong [C1] với tựa đề “*Secrecy Performance Enhancement Using Path Selection over Cluster-Based Cognitive Radio Networks*” tại hội nghị INISCOM2019 và được ấn bản trong “*Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering*” của Springer (SCOPUS).

## 6.2 Mô hình đề xuất

Mạng sơ cấp gồm một trạm phát (PT) phát đến một trạm thu (PR) với QoS cho trước  $\varepsilon_{op}$ . Về phần mạng thứ cấp, tổng số có  $M$  mạng MUCRN có thể truyền tin từ nguồn (hay cụm nguồn) đến đích (hay cụm đích), mỗi mạng có  $K_m + 1$  chặng. Xét mạng MUCRN thứ  $m$  ( $1 \leq m \leq M$ ) có cụm nguồn  $S \equiv S_{m,0}$ , cụm đích  $D \equiv S_{m,K_m+1}$  và các cụm chuyển tiếp trung gian  $S_{m,k}$ , ( $1 \leq k \leq K_m$ ). Hơn nữa, cụm thứ  $k$  trong mạng MUCRN thứ  $m$  ( $S_{m,k}$ ) sẽ có  $N_{m,k}$  phần tử, mỗi phần tử là một trạm thu phát và được ký hiệu là  $R_{m,k,v}$  ( $1 \leq v \leq N_{m,k}$ ). Để phân loại theo chức năng, phần tử  $R_{m,k,v}$  được chọn để chuyển tiếp gọi là  $T_{m,k}$  và được chọn để phát tín hiệu gây nhiễu là  $J_{m,k}$  (jammer). Ngoài ra, một trạm nghe lén E được thiết lập để nghe lén thông tin truyền trong mạng thứ cấp.



Hình 6.1: Mô hình đề xuất mạng lưới đa đường MUCRN.



Hình 6.2: Mạng đa chặng thứ  $m$ .

Giả sử các trạm đều được trang bị một anten và hoạt động ở chế độ HD. Các kênh truyền có đặc tính Rayleigh fading. Thông tin truyền từ cụm nguồn đến cụm đích qua  $K_m + 1$  khe thời gian tương ứng với  $K_m + 1$  chặng. Giả sử khe thời gian đầu tiên là từ cụm nguồn S đến cụm  $S_{m,1}$ . Ở khe thời gian thứ  $k$ , trạm phát  $T_{m,k-1}$  (trong cụm  $S_{m,k-1}$ ) phát đến cụm  $S_{m,k}$ ; đồng thời  $S_{m,k}$  chọn ngẫu nhiên một  $J_{m,k}$  để phát tín hiệu jamming đến E. Quá trình chọn trạm phát  $T_{m,k-1}$  thuộc cụm  $S_{m,k-1}$  dựa vào tối đa độ lợi kênh truyền của khe thời gian trước đó (ở chặng  $k - 1$ ) theo nguyên tắc sau:

$$T_{m,k-1} : \arg \max_{v=1,2,\dots,N_{m,k-1}} (\gamma_{T_{m,k-2},R_{m,k-1,v}}). \quad (6.1)$$

Dung lượng tức thời ở khe thứ  $k$  của kênh truyền sơ cấp, kênh truyền chính MUCRN và kênh nghe lén là:

$$C_{PTPR}^{(m,k)} = \frac{1}{K_m + 1} \log_2(1 + \Phi_{P,k}^m) = \frac{1}{K_m + 1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_P \gamma_{PTPR}}{P_{T_{m,k-1}} \gamma_{T_{m,k-1}PR} + P_{J_{m,k}} \gamma_{J_{m,k}PR} + N_0} \right), \quad (6.2)$$

$$C_{T_{m,k-1}T_{m,k}} = \frac{1}{K_m + 1} \log_2(1 + \Phi_{D,k}^m) = \frac{1}{K_m + 1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{T_{m,k-1}} \gamma_{T_{m,k-1}T_{m,k}}}{P_P \gamma_{PT_{m,k}} + N_0} \right), \quad (6.3)$$

$$C_{T_{m,k-1}E} = \frac{1}{K_m+1} \log_2(1 + \Phi_{E,k}^m) = \frac{1}{K_m+1} \log_2 \left( 1 + \frac{P_{T_{m,k-1}} \gamma_{T_{m,k-1}E}}{P_P \gamma_{PTE} + P_{J_{m,k}} \gamma_{J_{m,k}E} + N_0} \right). \quad (6.4)$$

Xác suất dừng của mạng sơ cấp khi thứ cấp chọn đường thứ  $m$  là:

$$OP_m = \Pr(C_{PTPR}^{(m,\min)} < R_p) = \Pr \left( \min_{k=1,2,\dots,K_m+1} (C_{PTPR}^{(m,k)}) < R_p \right). \quad (6.5)$$

Tuyến đa chặng thứ  $m$  chuyển tiếp dữ liệu qua khe thứ  $k$  có dung lượng bảo mật là:

$$C_{Sec,m,k} = \left[ C_{T_{m,k-1}T_{m,k}} - C_{T_{m,k-1}E} \right]^+, \quad (6.6)$$

với ý nghĩa ký hiệu  $[x]^+ = \max(0, x)$ . Dung lượng bảo mật của tuyến thứ  $m$  khi tính từ nguồn đến đích, dùng giao thức truyền tin RF là:

$$C_{Sec,m,e2e} = \min_{k=1,2,\dots,K_m+1} (C_{Sec,m,k}). \quad (6.7)$$

Xác suất bảo mật khác không từ nguồn đến đích tương ứng với dung lượng như sau:

$$PNSC_m = \Pr(C_{Sec,m,e2e} > 0). \quad (6.8)$$

### 6.3 Phân tích hiệu năng

#### 6.3.1 Xác suất dừng mạng sơ cấp

Từ (6.2) và (6.5), giả sử  $N_0 = 1$ , xác suất dừng mạng sơ cấp khi tuyến MUCRN thứ  $m$  được chọn để truyền tin là:

$$OP_m = 1 - \prod_{k=1}^{K_m+1} (1 - \Pr(\Phi_{P,k}^m < \sigma_p)), \quad (6.9)$$

trong đó  $\sigma_p = 2^{((K_m+1)R_p)} - 1$ . Sau khi tính toán, biểu thức (6.9) được viết lại như sau:

$$OP_m = 1 - \exp \left( - \frac{(K_m+1)\lambda_{PTPR}\sigma_p}{P_p} \prod_{k=1}^{K_m+1} \left( \frac{\lambda_{T_{m,k-1}PR} P_p}{\lambda_{T_{m,k-1}PR} P_p + \lambda_{PTPR} P_{T_{m,k-1}} \sigma_p} \cdot \frac{\lambda_{J_{m,k}PR} P_p}{\lambda_{J_{m,k}PR} P_p + \lambda_{PTPR} P_{J_{m,k}} \sigma_p} \right) \right). \quad (6.10)$$

(Chứng minh phụ lục D, công thức (6.10)).

Để đảm bảo điều kiện QoS của mạng sơ cấp, điều kiện sau đây được thỏa mãn:

$$OP_m \leq \varepsilon_{OP}. \quad (6.11)$$



### 6.3.2 Công suất trong mạng thứ cấp

Vì các trạm thu phát  $T_{m,k}$  và trạm gây nhiễu  $J_{m,k}$  trong cùng một cụm giống nhau nên công suất phát danh định của cả hai trạm được giả sử bằng nhau, do đó  $P_{T_{m,k}} = P_{J_{m,k}} = Q_{m,k}, \forall m, k$ . Ngoài ra, do cự ly thông tin của hai trạm phát riêng biệt  $T_{m,a}$  và  $T_{m,b}$  đến PR khác nhau nên giả sử trạm có cự ly lớn hơn được cấp phát công suất lớn hơn và ngược lại. Vì vậy, tỉ lệ bù công suất dựa trên cự ly thông tin là:

$$\frac{Q_{m,a}}{Q_{m,b}} = \frac{d_{T_{m,a}PR}^\eta}{d_{T_{m,b}PR}^\eta} = \frac{\lambda_{T_{m,a}PR}}{\lambda_{T_{m,b}PR}} = \bar{\alpha}. \quad (6.12)$$

Tổng hợp các phân tích ở trên, chúng ta tìm được:

$$P_{T_{m,k}} = P_{J_{m,k}} = Q_{m,k} = \bar{\alpha} \lambda_{T_{m,k}PR}. \quad (6.13)$$

Tiếp đến, để hiệu năng mạng sơ cấp thỏa mãn (6.11), công suất phát trạm thứ cấp bị hạn chế dưới mức ngưỡng công suất tối đa. Thế (6.13) vào (6.11) và giải phương trình  $OP_m = \varepsilon_{OP}$ , chúng ta tìm được ngưỡng công suất tối đa của trạm phát trong cụm thứ  $k$  trên tuyến thứ  $m$  như sau:

$$Q_{m,k} = \frac{\lambda_{T_{m,k}PR} P_p}{\lambda_{PTPR} \sigma_p} \left[ \left( (1 - \varepsilon_{OP}) \exp \left( \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \right)^{-\frac{1}{2(K_m + 1)}} - 1 \right]. \quad (6.14)$$

(Chứng minh phụ lục D, công thức (6.14)).

### 6.3.3 Xác suất dung lượng bảo mật khác không của MUCRN thứ $m$

Xác suất dung lượng bảo mật dương tính từ nguồn đến đích của mạng MUCRN thứ  $m$  được đưa ra như sau:

$$PNSC_m = \prod_{k=1}^{K_m+1} \Pr(C_{Sec,m,k} > 0) = \prod_{k=1}^{K_m+1} \Pr \left( \frac{Q_{m,k-1} \gamma_{T_{m,k-1}T_{m,k}}}{P_p \gamma_{PTT_{m,k}} + 1} > \frac{Q_{m,k-1} \gamma_{T_{m,k-1}E}}{P_p \gamma_{PTE} + Q_{m,k} \gamma_{J_{m,k}E} + 1} \right), \quad (6.15)$$

hay được trình bày rút gọn là:

$$PNSC_m = \prod_{k=1}^{K_m+1} \Pr(Z_k^D > Z_k^E) \quad (6.16)$$

$$\text{với } Z_k^D = \frac{Q_{m,k-1} \gamma_{T_{m,k-1} T_{m,k}}}{P_p \gamma_{PT T_{m,k}} + 1}, \quad Z_k^E = \frac{Q_{m,k-1} \gamma_{T_{m,k-1} E}}{P_p \gamma_{PTE} + Q_{m,k} \gamma_{J_{m,k} E} + 1}. \quad (6.17)$$

Từng thành phần của tích (6.16) được tính như sau:

$$\Pr(Z_k^D > Z_k^E) = \sum_{v=1}^{N_{m,k}} (-1)^{v+1} C_{N_{m,k}}^v \mu_{0,k,v} \nabla_k (I_{1,k,v} - I_{2,k,v} + I_{3,k,v} - I_{4,k,v}), \quad (6.18)$$

trong đó:

$$I_{1,k,v} = \frac{\exp(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v})}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k})^2} - \frac{\exp(\mu_{1,k} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{1,k} \beta_{k,v})}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k})^2} + \frac{1}{\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k}} \left( \frac{1}{\mu_{1,k}} - \beta_{k,v} \exp(\mu_{1,k} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{1,k} \beta_{k,v}) \right), \quad (6.19)$$

$$I_{2,k,v} = \frac{\exp(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v})}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{2,k})^2} - \frac{\exp(\mu_{2,k} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{2,k} \beta_{k,v})}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{2,k})^2} + \frac{1}{\mu_{0,k,v} - \mu_{2,k}} \left( \frac{1}{\mu_{2,k}} - \beta_{k,v} \exp(\mu_{2,k} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{2,k} \beta_{k,v}) \right), \quad (6.20)$$

$$I_{3,k,v} = \frac{\lambda_{T_{m,k-1} E}}{\mu_{1,k} - \mu_{0,k,v}} \left[ \exp(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v}) - \exp(\mu_{1,k} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{1,k} \beta_{k,v}) \right], \quad (6.21)$$

$$I_{4,k,v} = \frac{\lambda_{T_{m,k-1} E}}{\mu_{2,k} - \mu_{0,k,v}} \left[ \exp(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{0,k,v} \beta_{k,v}) - \exp(\mu_{2,k} \beta_{k,v}) E_1(\mu_{2,k} \beta_{k,v}) \right], \quad (6.22)$$

$$\text{và } \nabla_k = \frac{\mu_{1,k} \mu_{2,k}}{\mu_{2,k} - \mu_{1,k}}, \quad \langle \nabla \mu_{1,k}, \mu_{2,k}, \text{ ngoại trừ } \mu_{1,k} = \mu_{2,k} \rangle. \quad (6.23)$$

Ngoài ra, các giá trị  $\mu_{0,k,v}$ ,  $\mu_{1,k}$ ,  $\mu_{2,k}$  được cho trong (D.12) và (D.15). Riêng  $\beta_{k,v}$  được cho trong (D.23).

(Chứng minh phụ lục D, công thức (6.18)).

Thế (6.18) vào (6.16), chúng ta tìm được xác suất bảo mật khác không của tuyến thứ  $m$  từ đầu cuối đến đầu cuối PNSC $_m$ . Lưu ý rằng để tính PNSC $_m$ , chúng ta không cần sử dụng các giá trị CSI tức thời ở các khe thời gian.

### 6.3.4 Các giao thức chọn mạng MUCRN

#### 6.3.4.1. Giao thức BEST

Tuyến thông tin MUCRN thứ  $m^*$  được lựa chọn (trong tổng số  $M$  tuyến tồn tại) dựa theo tiêu chuẩn tối đa dung lượng kênh truyền bảo mật tính từ nguồn đến đích như sau:

$$\text{Tuyến thứ } m^*: C_{\text{Sec},m^*,e2e} = \max_{m=1,2,\dots,M} (C_{\text{Sec},m,e2e}). \quad (6.24)$$

Dựa theo xác suất dung lượng bảo mật khác không, giao thức BEST được đề xuất như sau:

$$\begin{aligned} \text{PNSC}_{\text{BEST}} &= \Pr(C_{\text{Sec},m^*,e2e} > 0) = \Pr\left(\max_{m=1,2,\dots,M} (C_{\text{Sec},m,e2e}) > 0\right) \\ &= 1 - \prod_{m=1}^M (1 - \Pr(C_{\text{Sec},m,e2e} > 0)) \\ &= 1 - \prod_{m=1}^M (1 - \text{PNSC}_m). \end{aligned} \quad (6.25)$$

#### 6.3.4.2. Giao thức MAXV

Giao thức MAXV lựa chọn tuyến dựa trên giá trị lớn nhất của PNSC trên tất cả các mạng MUCRN. Biểu diễn toán học của giao thức như sau:

$$\text{PNSC}_{\text{MAXV}} = \max_{m=1,2,\dots,M} (\text{PNSC}_m). \quad (6.26)$$

#### 6.3.4.3. Giao thức RAND

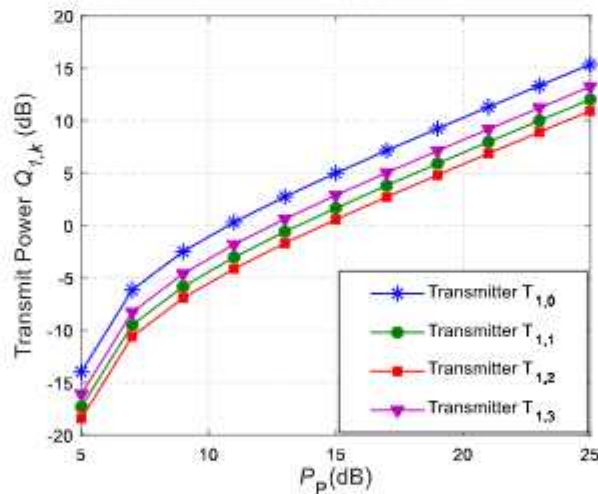
Giao thức RAND lựa chọn tuyến thông tin thứ  $m^*$  dựa trên giá trị trung bình PNSC của tất cả các tuyến MUCRN như sau:

$$\text{PNSC}_{\text{RAND}} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \text{PNSC}_m. \quad (6.27)$$

## 6.4 Các kết quả đạt được

Để thực hiện mô phỏng Monte-Carlo, nghiên cứu sinh thiết lập môi trường mô phỏng tương tự như những chương trước với nguồn  $S(0, 0)$ , đích  $D(1, 0)$ , các cụm trung gian  $S_{m,k} = (k/(K_m+1), 0)$ . Các trạm sơ cấp được cài đặt tại  $PT(x_T, y_T)$ ,  $PR(x_R, y_R)$ , với ngưỡng lỗi mạng sơ cấp  $\varepsilon_{OP} = 0.05$ . Trạm nghe lén E đặt ở  $(x_E, y_E)$ . Số mũ suy hao  $\eta = 3$ , tốc độ sơ cấp  $R_P = 0.25$ , số trạm trong mỗi cụm đều giống nhau,  $N_{m,k} = 3$ . Mô phỏng giả sử kịch bản có 3 mạng MUCRN ( $M = 3$ ) có khả năng truyền tin từ nguồn đến đích và mạng đầu tiên có  $K_1 = 2$ , mạng thứ hai có  $K_2 = 3$ , và mạng cuối cùng có  $K_3 = 4$ , tương ứng với tổng số chặng mỗi mạng lần lượt là 3, 4, 5.

### 6.4.1 Ảnh hưởng của công suất phát trạm sơ cấp đến mức hạn chế công suất thứ cấp



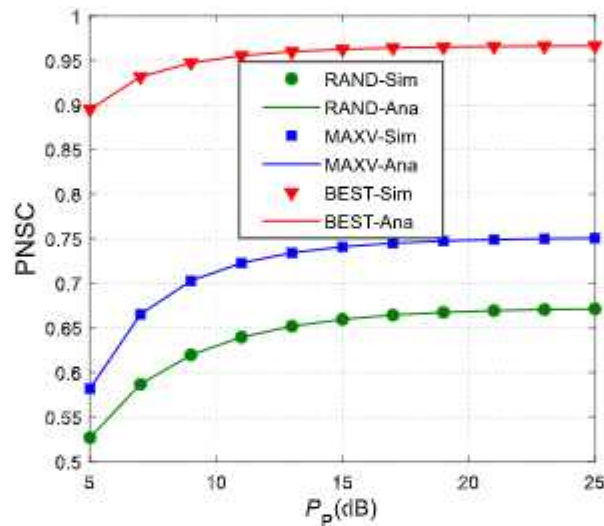
Hình 6.3: Ảnh hưởng  $P_p$  đến  $Q_{l,k}$  trên tuyến thứ nhất khi  $x_{PT} = 0.5$ ,  $y_{PT} = 1$ ,  
 $x_{PR} = 0.6$ ,  $y_{PR} = 0.6$ .

Hình 6.3 vẽ công suất phát của các trạm thứ cấp  $T_{1,0}$  (S),  $T_{1,1}$ ,  $T_{1,2}$ ,  $T_{1,3}$  (D) trong mạng 3 chặng theo công suất phát của trạm sơ cấp  $P_p$ . Vì sự tương quan vị trí giữa các cụm trung gian  $S_{l,k}$  so với PR là khác nhau nên mức công suất bị hạn chế là

khác nhau. Nguồn S có công suất phát lớn nhất do khoảng cách đến PR xa nhất theo điều kiện mô phỏng.

#### 6.4.2 Ảnh hưởng của công suất phát trạm sơ cấp lên xác suất bảo mật khác không ở mạng thứ cấp

Hình 6.4 biểu diễn sự phụ thuộc của  $PNSC_{BEST}$ ,  $PNSC_{MAXV}$ ,  $PNSC_{RAND}$  theo công suất phát  $P_p$ . Giao thức BEST đạt hiệu năng cao nhất và giao thức RAND thấp nhất. Nhìn chung, cả ba giao thức đều cải thiện khi tăng  $P_p$ . Tuy nhiên, mức độ cải thiện chỉ ở vùng  $P_p$  thấp. Khi  $P_p$  lớn hơn 20dB,  $PNSC$  có xu thế hội tụ về một giá trị hằng và không phụ thuộc vào công suất phát trạm sơ cấp nữa.

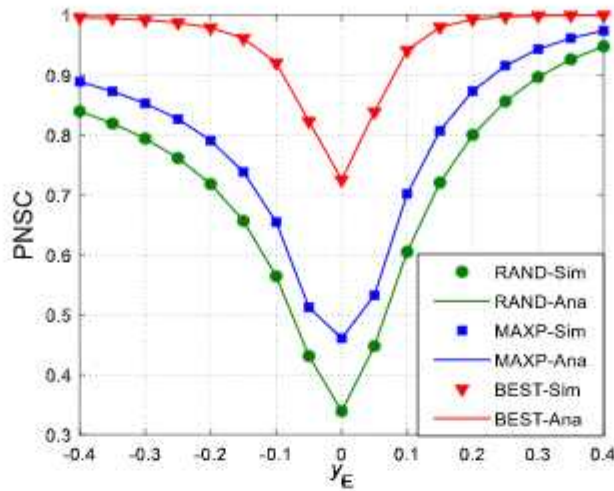


Hình 6.4: Ảnh hưởng  $P_p$  lên  $PNSC$  trong các giao thức đề xuất khi  $x_{pT} = 0.5$ ,

$$y_{pT} = 1, x_{pR} = 0.5, y_{pR} = 0.75, x_E = 0.5, y_E = -0.15.$$

#### 6.4.3 Ảnh hưởng của vị trí trạm nghe lên xác suất bảo mật khác không

Hình 6.5 đưa ra mức ảnh hưởng của vị trí trạm nghe lên hiệu năng  $PNSC$  của các giao thức. Giá trị thấp nhất của  $PNSC$  trong cả ba giao thức đều tại  $(0.5, 0)$  khi thực hiện di chuyển trạm nghe lên theo trục  $x_E = 0.5$ . Nguyên nhân là do khi trạm nghe lên ở điểm  $(0.5, 0)$  sẽ có vị trí gần các trạm phát thứ cấp nhất trên quỹ đạo dịch chuyển. Vì vậy, trong thiết kế mạng cần có giải pháp phân luồng tuyến để thay thế cho những tuyến thông tin quá gần trạm nghe lên.



Hình 6.5: Ảnh hưởng của vị trí trạm nghe lên PNSC khi  $P_p = 15$  dB,  $x_{pT} = 0.5$ ,  $y_{pT} = 1$ ,  $x_{pR} = 0.5$ ,  $y_{pR} = 0.75$ ,  $x_E = 0.5$ .

### 6.5 Kết luận của chương

Nội dung chương đề xuất và so sánh các giao thức để chọn một tuyến MUCRN hiệu quả trong một mạng lưới tồn tại nhiều mạng MUCRN có khả năng truyền thông tin đi từ nguồn đến đích ở điều kiện hạn chế công suất phát. Công suất phát  $P_p$  ảnh hưởng đến PNSC của mạng MUCRN khi có giá trị nhỏ nhưng gần như không thay đổi khi ở vùng giá trị lớn hơn 20dB.

Dựa vào thông số hiệu năng xác suất dung lượng bảo mật khác không  $PNSC_m$  của các tuyến, luận án đã phân tích ba giao thức BEST, MAXV, RAND. Giao thức BEST đạt hiệu năng cao nhất, giao thức MAXV đạt thứ hai, trong khi giao thức RAND thấp nhất so với hai giao thức còn lại. Tuy nhiên để sử dụng giao thức có hiệu năng càng cao đòi hỏi mức tính toán, ước lượng CSI càng lớn, vốn không thích hợp với các trạm có năng lực xử lý thấp. Ngoài ra, vị trí của trạm nghe lên ảnh hưởng lớn đến bảo mật. Vì vậy, luận án đề xuất khi thiết kế mạng mới hay thực hiện định tuyến trong mạng đa chặng cần có giải pháp phân luồng tuyến hợp lý để tránh sử dụng những tuyến thông tin quá gần trạm nghe lên, không đảm bảo về hiệu năng bảo mật

## Chương 7

# KẾT LUẬN

### 7.1 Kết luận và những đóng góp của luận án

Với mục đích nâng cao hiệu suất sử dụng phổ tần, toàn bộ các mô hình mạng được nghiên cứu trong luận án đều là các mạng vô tuyến đa chặng bị hạn chế công suất phát. Trong mô hình thứ nhất (Chương 3), nghiên cứu cho thấy trong trường hợp khi trạm thu phát sơ cấp và trạm thu phát thứ cấp có xảy ra can nhiễu lẫn nhau thì mức công suất phát trạm sơ cấp có ảnh hưởng đến hiệu năng mạng đa chặng thứ cấp. Tuy nhiên, mức độ ảnh hưởng chỉ đáng kể khi công suất nhỏ hơn 20 (dB). Khi công suất lớn hơn giá trị trên, hiệu năng mạng đa chặng hầu như giữ nguyên. Điều này cũng được khẳng định lại ở kết luận Chương 6. Trong trường hợp các trạm đa chặng thứ cấp không được cấp nguồn và đặt cách xa trạm phát sơ cấp, luận án đề xuất sử dụng kỹ thuật thu hoạch năng lượng vô tuyến để tạo công suất phát tại mỗi trạm. Kết quả nghiên cứu (từ Chương 4 và 5) kết luận rằng công suất trạm thứ cấp phụ thuộc nhiều vào số lượng trạm thu sơ cấp (PU), trạm phát năng lượng (PB) cùng với vị trí tương quan của chính trạm phát đó so với trạm PU hay PB. Từ đó, luận án kết luận việc hạn chế công suất phát để thực hiện truyền thông trong mạng đa chặng là hoàn toàn khả thi và tin cậy, góp phần nâng cao hiệu suất sử dụng phổ tần số, kể cả trong trường hợp không được cấp năng lượng từ nguồn điện trực tiếp.

Để nghiên cứu về hiệu năng truyền thông của mạng vô tuyến đa chặng MUCRN, luận án quan tâm đến thông số hiệu năng xác suất dừng từ nguồn đến đích (OP) và đưa ra nhiều giải pháp để nâng cao hiệu năng mạng. Giải pháp thứ nhất là xây dựng mạng đa chặng có các trạm thu phát liền kề nằm trong tầm nhìn thẳng LOS. Nghiên cứu (được trình bày trong Chương 3) cho thấy xác suất dừng OP của mạng có tầm nhìn thẳng thấp hơn hẳn so với trường hợp ngược lại (NLOS). Sự chênh lệch về OP phụ thuộc vào hệ số  $K$ -factor của kênh truyền Rician. Mức độ cải thiện hiệu năng

càng lớn khi thiết kế giá trị Rician  $K$ -factor của kênh truyền chính càng lớn. Cụ thể như  $K_D = 10$  có  $OP = 0.17$ , so sánh với  $K_D = 0$  có  $OP = 0.6$ . Giải pháp tiếp theo là sử dụng kỹ thuật đa anten với phân tập TAS/SC trong mạng sơ cấp. Kết quả nghiên cứu cho thấy đây là giải pháp hiệu quả để giảm OP của mạng đa chặng thứ cấp nếu số lượng anten được trang bị nhiều. Trong trường hợp không thể tăng số lượng anten thì việc phân chia hợp lý số lượng anten đang có giữa trạm phát và trạm thu sơ cấp cũng có tác dụng cải thiện hơn hiệu năng mạng đa chặng mục tiêu. Giải pháp thứ ba (trình bày trong Chương 5) là dùng kỹ thuật truyền thông cộng tác để nâng cao hiệu năng mạng. Cụ thể, trong giao thức truyền thông cộng tác COOP được đề xuất, thông tin có thể đi tắt để về trạm đích sớm hơn. Kết quả nghiên cứu đã cho thấy độ lợi phân tập của giao thức truyền thông cộng tác COOP được đề xuất vượt trội hơn so với giao thức truyền tuần tự thông thường DIRECT, góp phần chứng minh được hiệu quả của đề xuất trong việc nâng cao hiệu năng truyền thông. Dựa vào kết quả thu được, luận án đề xuất thiết kế số chặng tối ưu trong mạng MUCRN để giảm xác suất dừng. Các kịch bản nghiên cứu đều cho thấy mạng đa chặng được thiết kế với số chặng tối ưu có hiệu năng tốt hơn mạng hai chặng trong cùng điều kiện truyền tin.

Tiếp tục nghiên cứu về hiệu năng bảo mật thông tin bằng phương pháp bảo mật lớp vật lý, luận án đã tập trung đánh giá và đưa ra nhiều đề xuất để cải thiện hiệu năng bảo mật. Đa số các giải pháp cải thiện OP đều dẫn đến tăng xác suất nghe lén thông tin (IP) trong mạng đa chặng. Do đó, đề xuất đầu tiên là cân cân bằng giữa yếu tố truyền thông và yếu tố bảo mật trong thiết kế mạng đa chặng. Kết quả trong Chương 3 cho thấy có một giải pháp khác không cần đánh đổi OP nhưng vẫn giảm được một phần IP. Đó là thiết kế mạng có giá trị Rician  $K$ -factor thấp ở các kênh nghe lén (IP giảm lớn nhất 6% khi  $K_E$  từ 15 giảm xuống 0). Giải pháp tiếp theo là sử dụng kỹ thuật đa anten với phân tập TAS/SC ngay trong chính mạng đa chặng (được trình bày trong Chương 4). Qua nghiên cứu, luận án đề xuất trang bị số lượng anten nhiều hơn để giảm xác suất dừng bảo mật SOP. Ngoài ra, giải pháp trên sẽ tăng hiệu quả hơn nếu kết hợp với tăng số chặng trong mạng mục tiêu, ngay cả khi



trạm nghe lén cũng được tăng số anten bằng trạm chính. Xét về thông số hiệu năng xác suất dung lượng bảo mật dương (PNSC), luận án đề xuất sử dụng công nghệ có mức khiếm khuyết phần cứng (HI) thấp trong mạng đa chặng để tăng PNSC. Cụ thể hơn, HI trong trạm thu phát trong mạng đa chặng luôn thấp hơn trạm nghe lén. Giải pháp thứ ba nhằm nâng cao hiệu năng bảo mật là dựa vào PNSC để chọn tuyến thông tin đa chặng (được trình bày trong Chương 6). Luận án nghiên cứu và so sánh ba giao thức đề xuất là BEST, MAXV, RAND phù hợp các tình trạng mạng khác nhau. Giao thức BEST đạt hiệu năng bảo mật cao nhất, giao thức MAXV đạt thứ hai, trong khi giao thức RAND thấp nhất. Tuy nhiên, giao thức BEST đòi hỏi mức tính toán, ước lượng CSI đầy đủ, vốn không thích hợp với các trạm có năng lực xử lý thấp. Ngoài ra, hiệu năng bảo mật phụ thuộc rất lớn vào vị trí trạm nghe lén, vì vậy luận án đề xuất giải pháp thứ tư là khi thiết kế mạng mới hay thực hiện định tuyến trong mạng đa chặng cần có kịch bản phân luồng tuyến hợp lý để tránh sử dụng những tuyến thông tin quá gần trạm nghe lén, không đảm bảo an toàn thông tin.

Cuối cùng, luận án nghiên cứu ảnh hưởng của việc thu thập năng lượng vô tuyến truyền tin (SWIPT) lên hiệu năng mạng đa chặng. Tương tự như đề cập trước đó, việc tăng số lượng anten trong trạm thu phát chính sẽ tăng năng lượng thu hoạch được, góp phần tăng công suất phát ở mạng thứ cấp, giảm được SOP (được trình bày ở Chương 4). Vì vậy, luận án đề xuất thiết kế hệ số thời gian thu hoạch ( $\alpha$ ) nhỏ để dành nhiều thời gian truyền tin, cải thiện hiệu năng mạng đa chặng đa anten. Đối với mạng đa chặng đơn anten (được trình bày trong Chương 5), kết quả nghiên cứu cho thấy có tồn tại giá trị  $\alpha$  tối ưu ( $\alpha^*$ ) để hiệu năng tốt nhất, phù hợp với kết quả những công trình trước đây về mạng dual-hop [44, 79] hay multi-hop [138]. Đặc biệt, luận án đã đưa ra được mối liên hệ của  $\alpha^*$  với các thông số thiết kế mạng khác như số chặng  $K$  hay giao thức truyền tin được dùng trong mạng. Giải pháp tối ưu hiệu năng mạng được đưa ra là trong trường hợp mạng sử dụng một giao thức có giá trị  $\alpha$  không thể thay đổi, luận án đề xuất thiết kế tối ưu số chặng  $K = K^*$ . Ngược lại,

khi mạng có sẵn và không thể thay đổi số chặng  $K$ , luận án đề xuất sử dụng hệ số thời gian thu hoạch  $\alpha = \alpha^*$  tùy theo  $K$  hiện tại để tăng hiệu năng.

Toàn bộ những kết luận trên đây của luận án cho thấy việc thiết kế mạng truyền thông đa chặng hoạt động trong điều kiện hạn chế công suất phát là hoàn toàn khả thi. Để mạng hoạt động hiệu quả, nghiên cứu đã chứng minh được giải pháp sử dụng nguồn thay thế từ sóng vô tuyến để truyền tin. Hơn nữa, luận án đã đưa ra nhiều đề xuất có giá trị nhằm đạt được hiệu năng truyền thông cũng như hiệu năng bảo mật mạng tối ưu nhất.

## 7.2 Hướng phát triển của luận án

Mặc dù có những đóng góp cụ thể nhưng luận án chưa thể nghiên cứu hết những giải pháp để đạt được mục tiêu ban đầu. Một số hướng nghiên cứu phát triển mở rộng trong thời gian tới như sau:

- † Sử dụng các đặc tả kênh truyền ở dạng tổng quát như Nakagami- $m$ , Generalized- $K$  cho các kênh truyền vô tuyến liên quan.
- † Nghiên cứu về chênh lệch trong ước lượng kênh truyền vô tuyến lên hệ thống (kênh truyền không hoàn hảo).
- † Ứng dụng các kỹ thuật truyền thông mới vào mạng đa chặng như NOMA, Massive MIMO.
- † Nghiên cứu hiệu năng của mạng đa chặng hai chiều (two-way) hay mạng đa chặng song công (full-duplex).
- † Phát triển các giao thức mới hiệu quả hơn trong việc chọn đường đi, giao thức truy nhập lớp MAC thích hợp hơn trong môi trường mạng lưới.

## PHỤ LỤC

### A. PHỤ LỤC CHƯƠNG 3

#### † Chứng minh hàm $CDF(U/V_{\max})$

Để xác định CDF của  $F_W(w) = \Pr\left(\frac{U}{V_{\max}} < w\right)$ , trong đó  $V_{\max} = \max_{l=1,2,\dots,L}(V_l)$  là giá trị lớn nhất của  $L$  biến ngẫu nhiên có phân phối mũ và cùng tham số  $\lambda$ ,  $U$  là biến ngẫu nhiên có phân phối như (2.3), khởi đầu từ (2.2) chúng ta có:

$$F_{V_{\max}}(x) = \Pr\left(\max_{l=1,2,\dots,L}(V_l) < x\right) = \left(1 - \exp(-\lambda_{V_{\max}} x)\right)^L. \quad (\text{A.1})$$

Đặt  $\lambda_{V_{\max}} = \lambda_V$ , lấy đạo hàm (A.1) tìm PDF, sau đó khai triển nhị thức Newton  $(1+a)^n$  ta có:

$$\begin{aligned} f_{V_{\max}}(x) &= L\lambda_V \exp(-\lambda_V x) \left(1 - \exp(-\lambda_V x)\right)^{L-1} \\ &= \sum_{m=0}^{L-1} (-1)^m C_{L-1}^m L\lambda_V \exp(-(m+1)\lambda_V x), \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

với  $C_{L-1}^m = \frac{(L-1)!}{m!(L-1-m)!}$ . Do đó từ (2.3) và (A.2) ta có:

$$\begin{aligned} F_W(w) &= \Pr(U < wV_{\max}) = \int_0^{+\infty} F_U(wx) f_{V_{\max}}(x) dx. \\ &= 1 - \sum_{m=0}^{L-1} (-1)^m C_{L-1}^m L\lambda_V \underbrace{\int_0^{+\infty} Q_1\left(\sqrt{2K_U}, \sqrt{2(1+K_U)}\lambda_V wx\right) \exp(-(m+1)\lambda_V x) dx}_{I_1}. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Đặt  $y = \sqrt{x}$  và thực hiện đổi biến tích phân trong (A.3),  $I_1$  được viết lại là:

$$I_1 = 2 \int_0^{+\infty} y \exp(-(m+1)\lambda_V y^2) Q_1\left(\sqrt{2K_U}, \sqrt{2(1+K_U)}\lambda_V wy\right) dy. \quad (\text{A.4})$$

Tham khảo công thức 40 của [95] được trình bày lại như dưới đây:

$$\int_c^{\infty} y \exp\left(-\frac{p^2}{2} y^2\right) Q(b, ay) dy = \frac{1}{p^2} \left[ \exp\left(-\frac{p^2 c^2}{2}\right) Q(b, ac) - \frac{a^2}{p^2 + a^2} \exp\left(-\frac{b^2 p^2}{2(p^2 + a^2)}\right) Q\left(\frac{ab}{\sqrt{p^2 + a^2}}, c\sqrt{p^2 + a^2}\right) \right]$$

Thực hiện thế  $c = 0, p = \sqrt{2(m+1)\lambda_v}, b = \sqrt{2K_U}, a = \sqrt{2(1+K_U)\lambda_U w}$  và áp dụng công thức 2 trong [95] là  $Q(\tau, 0) = 1, (\tau < \infty)$  để tìm  $I_1$  trong (A.4), thu được:

$$I_1 = \frac{1}{(m+1)\lambda_v} \left( 1 - \frac{(1+K_U)\lambda_U w}{(m+1)\lambda_v + (1+K_U)\lambda_U w} \exp\left(-\frac{(m+1)K_U \lambda_v}{(m+1)\lambda_v + (1+K_U)\lambda_U w}\right) \right). \quad (\text{A.5})$$

Ngoài ra, theo công thức (0.155.3) của [139], ta có  $\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^{k+1}}{k+1} C_n^k = \frac{(\alpha+1)^{n+1} - 1}{n+1}$ .

Thay thế  $\alpha = -1, n = L-1, k = u$ , kết quả như sau:

$$\sum_{u=0}^{L-1} (-1)^u \frac{(-1)^u}{u+1} C_{L-1}^u = -\frac{1}{L}$$

$$\sum_{u=0}^{L-1} (-1)^u C_{L-1}^u \frac{L}{u+1} = 1, \quad \forall L \geq 1. \quad (\text{A.6})$$

Lần lượt thế (A.5) vào (A.3) và dùng  $\sum_{m=0}^{L-1} (-1)^m C_{L-1}^m \cdot L / (1+m) = 1$  từ (A.6). Sau vài bước biến đổi đại số, chúng ta thu được kết quả sau đây:

$$F_w(w) = \sum_{m=0}^{L-1} (-1)^m \frac{C_{L-1}^m L}{m+1} \cdot \frac{(1+K_U)\lambda_U w}{(m+1)\lambda_v + (1+K_U)\lambda_U w} \exp\left(\frac{-(m+1)K_U \lambda_v}{(m+1)\lambda_v + (1+K_U)\lambda_U w}\right). \quad (\text{A.7})$$

#### † Chứng minh công thức (3.20)

Từ (3.18), hàm mục tiêu  $OP_{PN}$  là hàm lũy thừa có cơ số nhỏ hơn 1, số mũ nguyên dương ( $N_T = 1, 2, 3, \dots$ ). Do đó điều kiện đạt được  $\min_{k=1, v} OP_{PN}$  trong

(3.19) tương đương với hệ sau:

$$\begin{cases} \min_{\mathcal{G}_{k-1,v}} \prod_{v=1}^{N_R} \left[ 1 - \exp \left( -\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(\mathcal{G}_{k-1,v}/N_0 + 1)}{\Delta} \right) \right], \\ \text{s.t. } \sum_{v=1}^{N_R} \mathcal{G}_{k-1,v} \leq \mathcal{G}_{\text{Tot}}, \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

Đặt  $\lambda$  là nhân tử Lagrange, chúng ta thu được hàm Lagrange như sau:

$$L(\mathcal{G}_{k-1,v}, \lambda) = \prod_{v=1}^{N_R} \left[ 1 - \exp \left( -\frac{\lambda_{pp} \sigma_p(\mathcal{G}_{k-1,v}/N_0 + 1)}{\Delta} \right) \right] + \lambda \left( \sum_{v=1}^{N_R} \mathcal{G}_{k-1,v} - \mathcal{G}_{\text{Tot}} \right). \quad (\text{A.9})$$

Dựa vào phương pháp cực trị hàm nhiều biến, lời giải tối ưu bài toán trên thỏa mãn hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \frac{\partial L(\mathcal{G}_{k-1,v}, \lambda)}{\partial \mathcal{G}_{k-1,v}} = 0, \\ \frac{\partial L(\mathcal{G}_{k-1,v}, \lambda)}{\partial \lambda} = 0 \quad \left( \text{or } \sum_{v=1}^{N_R} \mathcal{G}_{k-1,v} - \mathcal{G}_{\text{Tot}} \right) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Lấy đạo hàm (A.9), thu được kết quả sau:

$$\begin{aligned} \frac{\partial L(\mathcal{G}_{k-1,v}, \lambda)}{\partial \mathcal{G}_{k-1,v}} &= \frac{\lambda_{pp} \sigma_p}{\Delta N_0} \exp \left( -\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(\mathcal{G}_{k-1,v}/N_0 + 1)}{\Delta} \right) \\ &\quad \times \prod_{r=1, r \neq v}^{N_R} \left[ 1 - \exp \left( -\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(\mathcal{G}_{k-1,r}/N_0 + 1)}{\Delta} \right) \right] + \lambda \\ &= \frac{\lambda_{pp} \sigma_p}{\Delta N_0} \frac{X_v}{1 - X_v} \prod_{r=1}^{N_R} (1 - X_r) + \lambda, \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

$$\text{với } X_r = \exp \left( -\lambda_{pp} \frac{\sigma_p(\mathcal{G}_{k-1,r}/N_0 + 1)}{\Delta} \right).$$

Thế (A.11) vào phương trình đầu tiên của (A.10), thu được:

$$\frac{X_v}{1 - X_v} \prod_{r=1, r \neq v}^{N_R} (1 - X_r) = -\lambda \frac{\Delta N_0}{\lambda_{pp} \sigma_p}$$

Phương trình trên chỉ là cách biểu diễn rút gọn cho một hệ phương trình tương ứng với từng giá trị  $v \in \{1, 2, \dots, N_R\}$ . Tổng quát, biểu diễn phương trình trên với hai giá trị đại diện bất kì  $a, b \in \{1, 2, \dots, N_R\}$ ,  $a \neq b$  như sau:

$$\begin{aligned} \frac{X_a}{1-X_a} \prod_{r=1, r \neq a}^{N_R} (1-X_r) &= -\lambda \frac{\Delta N_0}{\lambda_{pp} \sigma_p} = \frac{X_b}{1-X_b} \prod_{r=1, r \neq b}^{N_R} (1-X_r) \\ \frac{X_a}{(1-X_a)(1-X_a)} \prod_{r=1}^{N_R} (1-X_r) &= \frac{X_b}{(1-X_b)(1-X_b)} \prod_{r=1}^{N_R} (1-X_r) \\ X_a &= X_b \quad (\forall a, b \in \{1, 2, \dots, N_R\}, a \neq b) \\ \Leftrightarrow \mathcal{G}_{k-1, a} &= \mathcal{G}_{k-1, b} \\ \Leftrightarrow \mathcal{G}_{k-1, a} &= \mathcal{G}_{\text{Tot}} / N_R \quad (\forall a) \end{aligned} \tag{A.12}$$

Từ (3.18) thế điều kiện tối ưu (A.12), suy ra được (3.20)  $\square$

#### † Chứng minh công thức (3.21)

Từ (3.20) và  $I_p = \frac{\mathcal{G}_{\text{Tot}}}{N_R N_0}$ , suy ra điều kiện tối ưu mức cân nhiều tính như sau:

$$\text{OP}_{\text{PN}} = \left[ 1 - \exp\left(-\lambda_{pp} \frac{\sigma_p (I_p + 1)}{\Delta}\right) \right]^{N_T N_R} = \varepsilon_{\text{OP}} \tag{A.13}$$

Hay (A.13) tương đương:

$$\exp\left(-\lambda_{pp} \frac{\sigma_p (I_p + 1)}{\Delta}\right) = 1 - (\varepsilon_{\text{OP}})^{\frac{1}{N_T N_R}} \tag{A.14}$$

Vì  $I_p \geq 0$  nên từ (A.14) suy ra (3.21)  $\square$

#### † Chứng minh công thức (3.26)

Đặt  $W_k = \gamma_{S_{k-1} S_k} / X_{\text{max}}$ , biểu thức  $\text{OP}_k$  trong (3.26) có thể viết lại thành:

$$\text{OP}_k = \Pr\left(W_k < \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta \gamma_{\text{PT}_u S_k} + \frac{\sigma_s}{I_p}\right) = \int_0^{+\infty} F_{W_k}\left(\frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p}\right) f_{\gamma_{\text{PT}_u S_k}}(x) dx. \tag{A.15}$$

Dùng kết quả  $\text{CDF}(U / V_{\text{max}})$  ở công thức (A.7), thu được:

$$F_{W_k} \left( \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p} \right) = \sum_{m=0}^{N_R-1} (-1)^m \frac{C_{N_R-1}^m N_R}{m+1} \frac{(1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \left( \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p} \right)}{(m+1) \lambda_{S_{k-1}P} + (1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \left( \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p} \right)} \times \exp \left[ - \frac{(m+1) K_{D,k} \lambda_{S_{k-1}P}}{(m+1) \lambda_{S_{k-1}P} + (1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \left( \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p} \right)} \right]. \quad (\text{A.16})$$

Sau vài bước rút gọn (A.16), kết quả như sau:

$$F_{W_k} \left( \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p} \right) = \sum_{i=0}^{N_R-1} \beta_0 \frac{\beta_1 x + \beta_2}{\beta_1 x + \beta_3} \exp \left( - \frac{\beta_4}{\beta_1 x + \beta_3} \right), \quad (\text{A.17})$$

$$\text{với } \beta_0 = (-1)^m \frac{C_{N_R-1}^m N_R}{m+1}, \quad \beta_1 = (1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \frac{\sigma_s \Delta}{I_p}, \quad \beta_2 = \frac{\beta_1}{\Delta},$$

$\beta_3 = (m+1) \lambda_{S_{k-1}P} + \beta_2$ ,  $\beta_4 = (m+1) K_{D,k} \lambda_{S_{k-1}P}$ . Thay thế (A.17) cùng với biểu thức  $f_{\gamma_{PT_u S_k}}(x) = \lambda_{PS_k} \exp(-\lambda_{PS_k} x)$  vào (A.15) để suy ra (3.26) □

#### † Chứng minh công thức (3.28)

Thế giá trị  $I_p$  ở (3.21) vào biểu thức tính  $\beta_1$  ở (3.26), kết quả là:

$$\beta_1 = (1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \frac{\sigma_s \Delta}{I_p} = (1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \frac{\sigma_s}{\left[ \frac{1}{\lambda_{PP} \sigma_P} \ln \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right) - \frac{1}{\Delta} \right]^+}. \quad (\text{A.18})$$

Khi  $\Delta \rightarrow +\infty$ , từ (A.18) có thể viết lại như sau:

$$\beta_1 \rightarrow (1+K_{D,k}) \lambda_{S_{k-1}S_k} \lambda_{PP} \sigma_P \cdot \sigma_s \ln^{-1} \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_T N_R}}} \right) = \beta_5, \quad \beta_2 = \frac{\beta_1}{\Delta} \rightarrow 0.$$

Thế tất cả  $\lim_{\Delta \rightarrow +\infty} \beta_i (i=1,2,3,4)$  vào (3.26) để tìm  $\lim_{\Delta \rightarrow +\infty} OP_k$ . Tiếp đến, dùng các kết quả vừa thu được thế vào (3.25). Thu gọn lại kết quả thành (3.28) □

† **Chứng minh công thức (3.29)**

Khi  $K_{D,k} = 0$ , hàm phân phối xác suất tương ứng với kênh truyền  $S_{k-1} \rightarrow S_k$  là

$F_{\gamma_{S_{k-1}S_k}}(x) = 1 - \exp(-\lambda_{S_{k-1}S_k} x)$ , hàm phân phối xác suất của  $W_k$  trong (A.15)

được viết lại thành:

$$\begin{aligned} F_{W_k}(z) &= \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{S_{k-1}S_k}}(zx) f_{V_{\max}}(x) dx \\ &= 1 - \sum_{k=0}^{N_R-1} (-1)^k C_{N_R-1}^k N_R \lambda_{S_{k-1}P} \int_0^{+\infty} \exp(-\lambda_{S_{k-1}S_k} zx) \exp(-(k+1)\lambda_{S_{k-1}P} x) dx \\ &= 1 - \sum_{k=0}^{N_R-1} (-1)^k C_{N_R-1}^k \frac{N_R \lambda_{S_{k-1}P}}{(k+1)\lambda_{S_{k-1}P} + \lambda_{S_{k-1}S_k} z}. \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Tiếp đến, thay thế  $z = \frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p}$  vào (A.19):

$$\begin{aligned} F_{W_k}\left(\frac{\sigma_s}{I_p} \Delta x + \frac{\sigma_s}{I_p}\right) &= 1 - \sum_{m=0}^{N_R-1} (-1)^m C_{N_R-1}^m \frac{N_R \lambda_{S_{k-1}P}}{(m+1)\lambda_{S_{k-1}P} + \lambda_{S_{k-1}S_k} (\sigma_s \Delta x / I_p + \sigma_s / I_p)} \\ &= 1 - \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{\beta_6}{\beta_7 x + \beta_8}, \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

trong đó:

$$\beta_6 = (-1)^m C_{N_R-1}^m N_R \lambda_{S_{k-1}P}, \beta_7 = \lambda_{S_{k-1}S_k} \sigma_s \Delta / I_p, \beta_8 = (m+1)\lambda_{S_{k-1}P} + \lambda_{S_{k-1}S_k} \sigma_s / I_p.$$

Kết hợp (A.20) và (A.15), sau vài phép biến đổi thu được  $OP_k$ . Thay thế  $OP_k$  vào (3.26) chúng ta thu được (3.29) □

† **Chứng minh công thức (3.30)**

Thế  $I_p$  trong (3.21) vào biểu thức tính  $\beta_7, \beta_8$  của (3.29) tương ứng, thu được:

$$\beta_7 = \frac{\lambda_{S_{k-1}S_k} \sigma_s}{\left[ \frac{1}{\lambda_{PP} \sigma_P} \ln \left( \frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{N_T N_R}} \right) - \frac{1}{\Delta} \right]^+},$$



$$\beta_8 = (m+1)\lambda_{S_{k-1}P} + \frac{\lambda_{S_{k-1}S_k}\sigma_s}{\left[\frac{\Delta}{\lambda_{PP}\sigma_P} \ln\left(\frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_r N_k}}}\right) - 1\right]^+}.$$

Khi  $\Delta \rightarrow +\infty$ , suy ra:

$$\beta_7 \rightarrow \lambda_{PP}\sigma_P\lambda_{S_{k-1}S_k}\sigma_s \ln^{-1}\left(\frac{1}{1 - (\varepsilon_{OP})^{\frac{1}{N_r N_k}}}\right) = \beta_9$$

$$\beta_8 \rightarrow (m+1)\lambda_{S_{k-1}P}.$$

Thế giá trị  $\lim_{\Delta \rightarrow +\infty} \beta_i$  ( $i = 6, 7, 8$ ) vào (3.29), kết quả thu được là (3.30)  $\square$

## B. PHỤ LỤC CHƯƠNG 4

### † Chứng minh công thức (4.15)

Từ (4.14), biểu diễn  $Z_k^{\min} = \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,b} \text{PU}})$  với hàm phân phối là:

$$\begin{aligned} \Pr(Z_k^{\min} \leq z) &= \Pr\left(\min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,b} \text{PU}}) \leq z\right) = 1 - \Pr\left(z \leq \min(\mu_1 X_k^{\text{sum}}, \mu_2 / \gamma_{S_{k,b} \text{PU}})\right) \\ &= 1 - \Pr\left(z \leq \mu_1 X_k^{\text{sum}}, z \leq \mu_2 / \gamma_{S_{k,b} \text{PU}}\right) = 1 - \Pr(\mu_1 X_k^{\text{sum}} \geq z) \Pr(\mu_2 / \gamma_{S_{k,b} \text{PU}} \geq z) \\ &= 1 - \left[1 - \Pr(\mu_1 X_k^{\text{sum}} < z)\right] \left[1 - \Pr(\mu_2 / \gamma_{S_{k,b} \text{PU}} < z)\right]. \end{aligned}$$

Do đó:

$$F_{Z_k^{\min}}(z) = 1 - \left(1 - F_{X_k^{\text{sum}}}(z / \mu_1)\right) F_{\gamma_{S_{k,b} \text{PU}}}(\mu_2 / z). \quad (\text{B.1})$$

Theo (4.3), với  $X_k^{\text{sum}}$  là tổng của các phân bố mũ dạng i.i.d được xem như là phân bố Gamma với tham số hình dạng (shape)  $N_D$  và tham số co (scale)  $\lambda_{\text{PBS}_k}$  [44]. Hàm phân phối xác suất của  $X_k^{\text{sum}}$  như sau [77]:

$$F_{X_k^{\text{sum}}}(z) = 1 - \sum_{t=0}^{N_D-1} \frac{1}{t!} \left(\lambda_{\text{PBS}_k} z\right)^t \exp(-\lambda_{\text{PBS}_k} z). \quad (\text{B.2})$$

Thế  $F_{\gamma_{S_{k,b} \text{PU}}}(x) = 1 - \exp(-\lambda_{S_{k,b} \text{PU}} x)$  và  $F_{X_k^{\text{sum}}}(z)$  từ (B.2) vào (B.1) tìm được (4.16). Thế (4.16) vào (4.14), tìm được (4.15)  $\square$

† **Chứng minh công thức (4.22)**

Từ (4.8) và (4.9), hàm phân phối xác suất tương ứng là:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{S_k, b, S_{k+1}, c}}(x) &= \prod_{m=1}^{N_D} \prod_{n=1}^{N_D} F_{\gamma_{S_k, m, S_{k+1}, n}}(x) = \left(1 - \exp(-\lambda_{S_k, S_{k+1}} x)\right)^{N_D^2} \\ &= 1 + \sum_{v=1}^{N_D^2} (-1)^v C_{N_D^2}^v \exp(-v \lambda_{S_k, S_{k+1}} x). \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$F_{\gamma_{S_k, b, E_g}}(x) = \prod_{p=1}^{N_E} F_{\gamma_{S_k, b, E_p}}(x) = \left(1 - \exp(-\lambda_{S_k, E} x)\right)^{N_E}. \quad (\text{B.4})$$

Và hàm mật độ xác suất là:

$$f_{\gamma_{S_k, b, E_g}}(x) = N_E \lambda_{S_k, E} \exp(-\lambda_{S_k, E} x) \left(1 - \exp(-\lambda_{S_k, E} x)\right)^{N_E - 1}. \quad (\text{B.5})$$

Mặt khác từ (4.20), xác suất dừng bảo mật được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_k(Q_v) &= \Pr\left(\left(\omega_0 - \omega_{3,v} \gamma_{S_k, b, E_g}\right) \gamma_{S_k, b, S_{k+1}, c} < \omega_{1,v} + \omega_2 \gamma_{S_k, b, E_g}\right) \\ &= \Pr\left(\gamma_{S_k, b, E_g} \geq \frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}\right) + \Pr\left(\gamma_{S_k, b, E_g} < \frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}, \gamma_{S_k, b, S_{k+1}, c} < \frac{\omega_{1,v} + \omega_2 \gamma_{S_k, b, E_g}}{\omega_0 - \omega_{3,v} \gamma_{S_k, b, E_g}}\right) \\ &= 1 - F_{\gamma_{S_k, b, E_g}}\left(\frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}\right) + \int_0^{\omega_0/\omega_{3,v}} F_{\gamma_{S_k, b, S_{k+1}, c}}\left(\frac{\omega_{1,v} + \omega_2 x}{\omega_0 - \omega_{3,v} x}\right) f_{\gamma_{S_k, b, E_g}}(x) dx. \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Thế (B.3), (B.4) và (B.5) vào (B.6), kết quả rút gọn biểu thức như sau:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_k(Q_v) &= 1 + \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E - 1} (-1)^{n+m} C_{N_D^2}^n C_{N_E - 1}^m N_E \lambda_{S_k, E} \\ &\quad \int_0^{\omega_0/\omega_{3,v}} \exp(-(m+1)\lambda_{S_k, E} x) \exp\left(-n \lambda_{S_k, S_{k+1}} \frac{\omega_{1,v} + \omega_2 x}{\omega_0 - \omega_{3,v} x}\right) dx. \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Đổi biến  $y = \omega_0 - \omega_{3,v} x$ , chúng ta được:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_k(Q_v) &= 1 + \sum_{n=1}^{N_D^2} \sum_{m=0}^{N_E - 1} (-1)^{n+m} C_{N_D^2}^n C_{N_E - 1}^m \frac{N_E}{\omega_{3,v}} \lambda_{S_k, E} \exp\left(n \lambda_{S_k, S_{k+1}} \frac{\omega_{1,v}}{\omega_{3,v}} - (m+1) \lambda_{S_k, E} \frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}\right) \\ &\quad \int_0^{\omega_0} \exp\left(\frac{(m+1)}{\omega_{3,v}} \lambda_{S_k, E} y\right) \exp\left(-n \lambda_{S_k, S_{k+1}} \frac{\omega_{1,v} \omega_{3,v} + \omega_0 \omega_2}{\omega_{3,v} y}\right) dy. \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Đặt  $\beta_0, \beta_1, \beta_2$  như trong (4.23) và lưu ý rằng  $\omega_{1,v}\omega_{3,v} + \omega_0\omega_2 = \rho$ , rút gọn (B.8) thu được (4.22)  $\square$

† **Chứng minh công thức (4.24)**

Từ (4.20), chúng ta có hàm phân phối xác suất tương ứng là:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_k(Q_v) &= \Pr\left(\omega_0\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}} < \omega_{1,v} + \omega_2\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}} + \omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}\right), \\ &\stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} \Pr\left(\omega_0\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}} < \omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}\right) = \Pr\left(\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}} > \frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}\right) \\ &\stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} 1 - F_{\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}}\left(\frac{\omega_0}{\omega_{3,v}}\right). \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

Vì  $\omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}} \gg \omega_{1,v} + \omega_2\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}$  khi  $P_s/N_0 \rightarrow +\infty$ . Thế (B.4) vào (B.9) thu được (4.24)  $\square$

† **Chứng minh công thức (4.25)**

Tương tự như phân tích ở (B.6), kết quả như sau:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_k(Q_v) &= \Pr\left(\left(\omega_0 - \omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}\right)\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}} < \omega_{1,v} + \omega_2\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}\right) \\ &= \Pr\left(\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}} < \frac{\omega_{1,v} + \omega_2\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}}{\omega_0 - \omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}}\right) \\ &= \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}}\left(\frac{\omega_{1,v} + \omega_2x}{\omega_0 - \omega_{3,v}x}\right) f_{\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}}(x) dx. \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Thế (B.3), (B.5) vào (B.10), xác định được  $\text{SOP}_k(Q_v)$  như trong (4.25)  $\square$

† **Chứng minh công thức (4.26)**

Tương tự như phân tích ở (B.9), kết quả thu được là:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_k(Q_v) &= \Pr\left(\omega_0\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}} < \omega_{1,v} + \omega_2\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}} + \omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}\right) \\ &\stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} \Pr\left(-\omega_{3,v}\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}} < \omega_2\gamma_{S_{k,b}E_{\mathcal{E}}}\right) \\ &\stackrel{P_s/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} F_{\gamma_{S_{k,b}S_{k+1,c}}}\left(-\frac{\omega_2}{\omega_{3,v}}\right). \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

Thế (B.3) vào (B.11), thu được (4.26)□

† **Chứng minh công thức (4.27)**

Từ  $SOP_k(Q_v)$  ở (4.20), xét riêng trường hợp  $\omega_0 > 0, \omega_{3,v} = 0$ , được viết lại là:

$$\begin{aligned} SOP_k(Q_v) &= \Pr\left(\omega_0 \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} < \omega_{1,v} + \omega_2 \gamma_{S_{k,b} E_g}\right) \\ &= \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}\left(\frac{\omega_{1,v}}{\omega_0} + \frac{\omega_2}{\omega_0} x\right) f_{\gamma_{S_{k,b} E_g}}(x) dx. \end{aligned} \quad (B.12)$$

Để dàng thế (B.3), (B.5) vào (B.12) tìm ra (4.27)□

† **Chứng minh công thức (4.28)**

Từ (B.12),  $SOP_k(Q_v)$  có thể viết lại như sau:

$$\begin{aligned} SOP_k(Q_v) &= \Pr\left(\omega_0 \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} < \omega_{1,v} + \omega_2 \gamma_{S_{k,b} E_g}\right) \\ &\stackrel{P_S/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} \Pr\left(\omega_0 \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} < \omega_2 \gamma_{S_{k,b} E_g}\right) \\ &\stackrel{P_S/N_0 \rightarrow +\infty}{\approx} \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} x\right) f_{\gamma_{S_{k,b} E_g}}(x) dx. \end{aligned} \quad (B.13)$$

Thế (B.3) và (B.5) vào (B.13), thu được (4.28)□

† **Chứng minh công thức (4.30)**

Tương tự như (4.18),  $PNSC_k$  được tính như sau:

$$PNSC_k = \sum_{v=1}^M \Pr(P_{k,b} = Q_v) \Pr\left(\frac{1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}{\kappa_D^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} + N_0}}{1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} E_g}}{\kappa_E^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} E_g} + N_0}} > 1\right).$$

Dựa vào định nghĩa  $SOP_k(Q_v)$  trong (4.18), suy ra:

$$1 - SOP_k(Q_v) = \Pr\left(\left(1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}}}{\kappa_D^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} S_{k+1,c}} + N_0}\right) \left/ \left(1 + \frac{Q_v \gamma_{S_{k,b} E_g}}{\kappa_E^2 Q_v \gamma_{S_{k,b} E_g} + N_0}\right) > \rho\right.\right).$$

Do đó:

$$\text{PNSC}_k = \sum_{v=1}^W \Pr(P_{k,b} = Q_v) \left( 1 - \text{Lim}_{\rho \rightarrow 1} (\text{SOP}_k(Q_v)) \right).$$

Thế  $\rho = 1$  vào (4.21) được  $\omega_0 = 1, \omega_{1,v} = 0, \omega_2 = 1, \omega_{3,v} = \frac{Q_v}{N_0} (\kappa_D^2 - \kappa_E^2)$ . Kết quả tiếp theo được thế vào (4.22) khi  $\omega_{3,v} > 0$ , thế vào (4.25) khi  $\omega_{3,v} < 0$  và (4.27) khi  $\omega_{3,v} = 0$ . Từ đó tìm được (4.30)  $\square$

### C. PHỤ LỤC CHƯƠNG 5

#### † Chứng minh công thức (5.12)

Dạng của  $X_{\text{PBS}_t}^{\text{sum}} = \sum_{n=1}^{N_B} \gamma_{\text{PBS}_t}$  trong (5.3) tương tự như  $X_k^{\text{sum}}$  trong (B.2), do đó:

$$F_{X_{\text{PBS}_t}^{\text{sum}}}(x) = 1 - \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{x^p}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t})^p. \quad (\text{C.1})$$

Từ (5.6), chúng ta viết lại  $X_{S_t, \text{PU}}^{\text{max}} = \max_{i=1, \dots, L} (\gamma_{S_t, \text{PU}_i})$ , do đó:

$$F_{X_{S_t, \text{PU}}^{\text{max}}}(x) = \Pr\left(\max_{i=1, \dots, L} (\gamma_{S_t, \text{PU}_i}) < x\right) = \prod_{i=1}^L \Pr(\gamma_{S_t, \text{PU}_i} < x) = \left(1 - \exp(-\lambda_{S_t, \text{PU}} x)\right)^L \quad (\text{C.2})$$

Khai triển Newton cho  $\left(1 - \exp(-\lambda_{S_t, \text{PU}} x)\right)^L$ , ta có:

$$F_{X_{S_t, \text{PU}}^{\text{max}}}(x) = \sum_{q=0}^L (-1)^q C_L^q \exp(-\lambda_{S_t, \text{PU}} x)^q = 1 - \sum_{q=1}^L (-1)^{q+1} C_L^q \exp(-q \lambda_{S_t, \text{PU}} x), \quad (\text{C.3})$$

trong đó  $C_L^q = \frac{L!}{q!(L-q)!}$ , và  $C_L^0 = 1$ .

Từ (5.11),  $Y_t = \min(X_{\text{PBS}_t}^{\text{sum}}, I_p / X_{S_t, \text{PU}}^{\text{max}})$  kết hợp phụ lục B công thức (B.1) ta có:

$$\begin{aligned} F_{Y_t}(x) &= 1 - \left(1 - F_{X_{\text{PBS}_t}^{\text{sum}}}(x)\right) F_{X_{S_t, \text{PU}}^{\text{max}}}(I_p/x) \\ &= 1 - \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{x^p}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t})^p \left[ 1 - \sum_{q=1}^L (-1)^{q+1} C_L^q \exp\left(-q \lambda_{S_t, \text{PU}} \frac{I_p}{x}\right) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
F_{Y_t}(x) &= 1 - \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{x^p}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_t})^p \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \\
&\quad + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1}}{p!} C_L^q (\lambda_{\text{PBS}_t})^p x^p \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \exp\left(-q \lambda_{\text{S}_t \text{PU}} \frac{I_p}{x}\right)
\end{aligned} \tag{C.4}$$

Dễ dàng thấy rằng (C.4) chính là (5.12) □

#### † Chứng minh công thức (5.17)

Thế  $f_{\gamma_{\text{S}_t \text{S}_r}}(x)$  trong (2.1) và  $F_{Y_t}(x)$  trong (5.12) vào (5.16) ta được:

$$\begin{aligned}
\int_0^{+\infty} F_{Y_t}\left(\frac{\omega}{x}\right) f_{\gamma_{\text{S}_t \text{S}_r}}(x) dx &= \int_0^{+\infty} \lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} \exp(-\lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} x) \\
&\quad \left[ 1 - \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{1}{x^p} \frac{(\lambda_{\text{PBS}_t} \omega)^p}{p!} \exp\left(-\lambda_{\text{PBS}_t} \frac{\omega}{x}\right) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1}}{p!} C_L^q (\lambda_{\text{PBS}_t})^p \left(\frac{\omega}{x}\right)^p \exp\left(-\lambda_{\text{PBS}_t} \frac{\omega}{x}\right) \exp\left(-q \lambda_{\text{S}_t \text{PU}} \frac{I_p \omega}{x}\right) \right] dx \\
&= 1 - \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{(\lambda_{\text{PBS}_t} \omega)^p}{p!} \lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} \int_0^{+\infty} \frac{1}{x^p} \exp\left(-\lambda_{\text{PBS}_t} \frac{\omega}{x}\right) \exp(-\lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} x) dx \\
&\quad + \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1}}{p!} C_L^q (\lambda_{\text{PBS}_t} \omega)^p \lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} \int_0^{+\infty} \frac{1}{x^p} \exp\left(-\frac{\lambda_{\text{PBS}_t} \omega}{x}\right) \exp(-\mu_1 x) dx
\end{aligned} \tag{C.5}$$

$\mu_1 = \lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} + q \frac{\lambda_{\text{S}_t \text{PU}} I_p}{\omega}$  cho trong (5.18). Từ công thức §3.478.4 trong [139] ta có:

$$\int_0^{+\infty} x^{\nu-1} \exp(-\beta x^p - \gamma x^{-p}) dx = \frac{2}{p} \left(\frac{\gamma}{\beta}\right)^{\frac{\nu}{2p}} K_{\frac{\nu}{p}}(2\sqrt{\beta\gamma}) \text{ với } \beta > 0, \gamma > 0, \tag{C.6}$$

Suy ra:

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{x^p} \exp\left(-\lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} x - \lambda_{\text{PBS}_t} \frac{\omega}{x}\right) dx = 2 \left(\frac{\omega \lambda_{\text{PBS}_t}}{\lambda_{\text{S}_t \text{S}_r}}\right)^{\frac{1-p}{2}} K_{1-p}\left(2\sqrt{\lambda_{\text{S}_t \text{S}_r} \lambda_{\text{PBS}_t} \omega}\right). \tag{C.7}$$

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{x^p} \exp\left(-\mu_1 x - \frac{\lambda_{\text{PBS}_t} \omega}{x}\right) dx = 2 \left(\frac{\omega \lambda_{\text{PBS}_t}}{\mu_1}\right)^{\frac{1-p}{2}} K_{1-p}\left(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t} \omega \mu_1}\right). \tag{C.8}$$

Thế (C.7), (C.8) vào (C.5), thu được (5.17)□

† **Chứng minh công thức (5.21)**

Khi  $\mathbf{H} \neq \{\emptyset\}$ , từ  $\mathcal{J}(x)$  trong (5.20), ta có:

$$\begin{aligned}\mathcal{J}(x) &= \prod_{v=1}^n \left(1 - F_{\gamma_{S_t S_{v_t}}} \left(\frac{\omega}{x}\right)\right) \prod_{r=1}^m \left(F_{\gamma_{S_t S_{u_r}}} \left(\frac{\omega}{x}\right)\right) \\ &= \prod_{v=1}^n \exp\left(-\lambda_{S_t S_{v_t}} \frac{\omega}{x}\right) \prod_{r=1}^m \left(1 - \exp\left(-\lambda_{S_t S_{u_r}} \frac{\omega}{x}\right)\right) \\ &= \exp\left(-\sum_{v=1}^n \lambda_{S_t S_{v_t}} \frac{\omega}{x}\right) \left[1 - \sum_{r=1}^m (-1)^{r+1} \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}} \exp\left(-\sum_{w=1}^r \lambda_{T_r, T_{u_w}} \frac{\omega}{x}\right)\right] \\ \mathcal{J}(x) &= \exp\left(-\frac{\mu_2}{x}\right) - \sum_{r=1}^m (-1)^{r+1} \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}} \exp\left(-\frac{\mu_4}{x}\right),\end{aligned}\tag{C.9}$$

Với  $\mu_2, \mu_4$  cho trong (5.22). Lấy đạo hàm (C.9), thu được:

$$\frac{\partial \mathcal{J}(x)}{\partial x} = \frac{\mu_2}{x^2} \exp\left(-\frac{\mu_2}{x}\right) - \sum_{r=1}^m (-1)^{r+1} \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}} \frac{\mu_4}{x^2} \exp\left(-\frac{\mu_4}{x}\right),\tag{C.10}$$

Tích phân trong (5.20) được tính khi đặt  $z_1 = F_{Y_t}(x) - 1$ ,  $dz_2 = \frac{\partial \mathcal{J}(x)}{\partial x} dx$  như sau:

$$\text{OP}_{S_t(\mathbf{H}, \mathbf{G})} = \int_0^{+\infty} \mathcal{J}(x) f_{Y_t}(x) dx = \mathcal{J}(x) F_{Y_t}(x) \Big|_0^{+\infty} - \int_0^{+\infty} [1 - F_{Y_t}(x)] \frac{\partial \mathcal{J}(x)}{\partial x} dx\tag{C.11}$$

Vì  $\mathcal{J}(x)$  và  $F_{Y_t}(x)$  là các hàm phân bố xác suất, chúng ta dễ dàng tính được cận tích phân:  $\mathcal{J}(0) \rightarrow 0$ ,  $\mathcal{J}(\infty) \rightarrow 1$ ,  $F_{Y_t}(0) \rightarrow 0$ ,  $F_{Y_t}(+\infty) \rightarrow 1$ . Do đó, (C.11) biến đổi thành:

$$\text{OP}_{S_t(\mathbf{H}, \mathbf{G})} = \int_0^{+\infty} \frac{\partial \mathcal{J}(x)}{\partial x} [1 - F_{Y_t}(x)] dx\tag{C.12}$$

Thế  $F_{Y_t}(x)$  ở (5.12),  $\frac{\partial \mathcal{J}(x)}{\partial x}$  ở (C.10) vào (C.12), tìm được:

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_i(\mathbf{H}, \mathbf{G})} &= \sum_{p=0}^{N_B-1} \frac{(\lambda_{\text{PBS}_i})^p}{p!} \mu_2 \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_i} x) \exp\left(-\frac{\mu_2}{x}\right) dx \\
&- \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \frac{(-1)^{q+1} C_K^q}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_i})^p \mu_2 \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_i} x) \exp\left(-\frac{\mu_5}{x}\right) dx \\
&- \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{h_1=h_2=\dots=h_r=1, \\ h_1 < h_2 < \dots < h_r}} \frac{(-1)^{r+1}}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_i})^p \mu_4 \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_i} x) \exp\left(-\frac{\mu_4}{x}\right) dx \\
&+ \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{h_1=h_2=\dots=h_r=1, \\ h_1 < h_2 < \dots < h_r}} \frac{(-1)^{r+q} C_K^q}{p!} (\lambda_{\text{PBS}_i})^p \mu_4 \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_i} x) \exp\left(-\frac{\mu_6}{x}\right) dx
\end{aligned} \tag{C.13}$$

Với  $\mu_2, \mu_4, \mu_5 = \mu_2 + q\lambda_{S_i, \text{PU}} I_P$ ,  $\mu_6 = \mu_4 + q\lambda_{S_i, \text{PU}} I_P$  trong (5.22).

Cả 4 tích phân trong (C.13) đều có dạng giống nhau, chúng ta sử dụng công thức §3.478.4 trong [139] (được viết lại ở (C.6)) để rút gọn. Kết quả như sau:

$$I_1 = \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp\left(-\lambda_{\text{PBS}_i} x - \frac{\mu_2}{x}\right) dx = 2 \left(\frac{\mu_2}{\lambda_{\text{PBS}_i}}\right)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}\left(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_i} \mu_2}\right), \tag{C.14}$$

$$I_2 = \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_i} x) \exp\left(-\frac{\mu_5}{x}\right) dx = 2 \left(\frac{\mu_5}{\lambda_{\text{PBS}_i}}\right)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}\left(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_i} \mu_5}\right), \tag{C.15}$$

$$I_3 = \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_i} x) \exp\left(-\frac{\mu_4}{x}\right) dx = 2 \left(\frac{\mu_4}{\lambda_{\text{PBS}_i}}\right)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}\left(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_i} \mu_4}\right), \tag{C.16}$$

$$I_4 = \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp\left(-\lambda_{\text{PBS}_i} x - \frac{\mu_6}{x}\right) dx = 2 \left(\frac{\mu_6}{\lambda_{\text{PBS}_i}}\right)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1}\left(2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_i} \mu_6}\right). \tag{C.17}$$

Thế các giá trị trong (C.14), (C.15), (C.16), (C.17) vào (C.13), kết quả được (5.21)□

#### † Chứng minh công thức (5.24)

Tương tự như kỹ thuật dùng ở (C.9),  $\mathfrak{R}(x)$  trong (5.23) được viết lại như sau:



$$\begin{aligned}\mathfrak{R}(x) &= \prod_{r=1}^m \left( F_{\gamma_{S_r S_{w_r}}} \left( \frac{\omega}{x} \right) \right) = \prod_{r=1}^m \left( 1 - \exp \left( -\lambda_{S_r S_{w_r}} \frac{\omega}{x} \right) \right) \\ &= 1 - \sum_{r=1}^m (-1)^{r+1} \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \exp \left( -\frac{\mu_3}{x} \right)\end{aligned}\quad (\text{C.18})$$

$$\frac{\partial \mathfrak{R}(x)}{\partial x} = \sum_{r=1}^m (-1)^{r+1} \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{\mu_3}{x^2} \exp \left( -\frac{\mu_3}{x} \right), \quad (\text{C.19})$$

với  $\mu_3 = \sum_{w=1}^r \omega \lambda_{S_r S_{w_r}}$  định nghĩa trong (5.22).

Dùng tích phân từng phần tính (5.23) tương tự trong (C.11) với cận trong tích phân được tính từ (C.18) là  $\mathfrak{R}(0) \rightarrow 1$ ,  $\mathfrak{R}(\infty) \rightarrow 0$ ,  $F_{Y_t}(0) \rightarrow 0$ ,  $F_{Y_t}(+\infty) \rightarrow 1$ ,

kết quả như sau:

$$\begin{aligned}\text{OP}_{S_t(\mathcal{O}, \mathcal{C})} &= 1 - \int_0^{+\infty} \frac{\partial \mathfrak{R}(x)}{\partial x} [1 - F_{Y_t}(x)] dx = 1 - \\ &\left[ \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{(-1)^{r+1}}{p!} \lambda_{\text{PBS}_t}^p \mu_3 \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \exp\left(-\frac{\mu_3}{x}\right) dx \right] \\ &+ \left[ \sum_{p=0}^{N_B-1} \sum_{q=1}^L \sum_{r=1}^m \sum_{\substack{l_1=l_2=\dots=l_r=1, \\ l_1 < l_2 < \dots < l_r}}^m \frac{(-1)^{r+q}}{p!} C_L^q \lambda_{\text{PBS}_t}^p \mu_3 \int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \exp\left(-\frac{\mu_7}{x}\right) dx \right]\end{aligned}\quad (\text{C.20})$$

với  $\mu_7 = \mu_3 + q \lambda_{S_r P_U} J_p$  định nghĩa trong (5.25).

Cả 2 tích phân ở (C.20) được tính tương tự nhau nhờ §3.478.4 trong tài liệu [139] là:

$$\int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \exp\left(-\frac{\mu_3}{x}\right) dx = 2 \left( \frac{\mu_3}{\lambda_{\text{PBS}_t}} \right)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1} \left( 2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t} \mu_3} \right) \quad (\text{C.21})$$

$$\int_0^{+\infty} x^{p-2} \exp(-\lambda_{\text{PBS}_t} x) \exp\left(-\frac{\mu_7}{x}\right) dx = 2 \left( \frac{\mu_7}{\lambda_{\text{PBS}_t}} \right)^{\frac{p-1}{2}} K_{p-1} \left( 2\sqrt{\lambda_{\text{PBS}_t} \mu_7} \right) \quad (\text{C.22})$$

Thế các giá trị trong (C.21), (C.22) vào (C.20), ta thu được (5.24)  $\square$

## D. PHỤ LỤC CHƯƠNG 6

### † Chứng minh công thức (6.10)

Theo (6.2),  $\Pr(\Phi_{P,k}^m < \sigma_p)$  được xác định như sau:

$$\begin{aligned} \Pr(\Phi_{P,k}^m < \sigma_p) &= \Pr\left(\gamma_{PTPR} < \frac{P_{T_{m,k-1}} \sigma_p}{P_p} \gamma_{T_{m,k-1}PR} + \frac{P_{J_{m,k}} \sigma_p}{P_p} \gamma_{J_{m,k}PR} + \frac{\sigma_p}{P_p}\right) \\ &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{PTPR}}\left(\frac{P_{T_{m,k-1}} \sigma_p}{P_p} x + \frac{P_{J_{m,k}} \sigma_p}{P_p} y + \frac{\sigma_p}{P_p}\right) f_{\gamma_{T_{m,k-1}PR}}(x) f_{\gamma_{J_{m,k}PR}}(y) dx dy. \end{aligned} \quad (D.1)$$

Dùng PDF trong (2.1) và CDF ở (2.2), thế vào hai thành phần trong (D.1) thu được hai biểu thức sau:

$$f_{\gamma_{T_{m,k-1}PR}}(x) f_{\gamma_{J_{m,k}PR}}(y) = \lambda_{T_{m,k-1}PR} \lambda_{J_{m,k}PR} \exp\left(-\left(\lambda_{T_{m,k-1}PR} x + \lambda_{J_{m,k}PR} y\right)\right) \quad (D.2)$$

$$F_{\gamma_{PTPR}}\left(\frac{P_{T_{m,k-1}} \sigma_p}{P_p} x + \frac{P_{J_{m,k}} \sigma_p}{P_p} y + \frac{\sigma_p}{P_p}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \left(P_{T_{m,k-1}} x + P_{J_{m,k}} y + 1\right)\right) \quad (D.3)$$

Tiếp tục thế (D.2), (D.3) vào (D.1), thu được:

$$\begin{aligned} \Pr(\Phi_{P,k}^m < \sigma_p) &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \left(1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \left(P_{T_{m,k-1}} x + P_{J_{m,k}} y + 1\right)\right)\right) \\ &\quad \times \lambda_{T_{m,k-1}PR} \lambda_{J_{m,k}PR} \exp\left(-\left(\lambda_{T_{m,k-1}PR} x + \lambda_{J_{m,k}PR} y\right)\right) dx dy \\ \Pr(\Phi_{P,k}^m < \sigma_p) &= \lambda_{T_{m,k-1}PR} \lambda_{J_{m,k}PR} \left\langle \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \exp\left(-\lambda_{T_{m,k-1}PR} x\right) \exp\left(-\lambda_{J_{m,k}PR} y\right) dx dy \right. \\ &\quad \left. - \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \exp\left[-\left(\lambda_{T_{m,k-1}PR} x + \lambda_{J_{m,k}PR} y\right) - \frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \left(P_{T_{m,k-1}} x + P_{J_{m,k}} y + 1\right)\right] dx dy \right\rangle \end{aligned} \quad (D.4)$$

Mặt khác:

$$\int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \exp\left(-\lambda_{T_{m,k-1}PR} x\right) \exp\left(-\lambda_{J_{m,k}PR} y\right) dx dy = \frac{1}{\lambda_{T_{m,k-1}PR}} \frac{1}{\lambda_{J_{m,k}PR}}. \quad (D.5)$$

$$\begin{aligned}
& \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \exp \left[ - \left( \lambda_{T_{m,k-1}PR} x + \lambda_{J_{m,k}PR} y \right) - \frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \left( P_{T_{m,k-1}} x + P_{J_{m,k}} y + 1 \right) \right] dx dy \\
&= \exp \left( - \frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \exp \left[ - \left( \lambda_{T_{m,k-1}PR} + \frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} P_{T_{m,k-1}} \right) x - \left( \lambda_{J_{m,k}PR} + \frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} P_{J_{m,k}} \right) y \right] dx dy \\
&= \exp \left( - \frac{\lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \frac{P_p}{\lambda_{T_{m,k-1}PR} P_p + \lambda_{PTPR} \sigma_p P_{T_{m,k-1}}} \frac{P_p}{\lambda_{J_{m,k}PR} P_p + \lambda_{PTPR} \sigma_p P_{J_{m,k}}} \quad (D.6)
\end{aligned}$$

Thế (D.5), (D.6) vào (D.4), sau đó thế kết quả  $\Pr(\Phi_{p,k}^m < \sigma_p)$  vừa tính vào (6.9), sau một số bước rút gọn, kết quả cuối cùng thu được trong (6.10).  $\square$

#### † Chứng minh công thức (6.14)

Từ (6.13) thế  $P_{T_{m,k}} = P_{J_{m,k}} = Q_{m,k} = \delta \lambda_{T_{m,k}PR}$  vào (6.10):

$$\begin{aligned}
OP_m &= 1 - \exp \left( - \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \prod_{k=1}^{K_m+1} \left( \frac{\frac{Q_{m,k-1} P_p}{\delta}}{\frac{Q_{m,k-1} P_p}{\delta} P_p + \lambda_{PTPR} Q_{m,k-1} \sigma_p} \frac{\frac{Q_{m,k} P_p}{\delta}}{\frac{Q_{m,k} P_p}{\delta} P_p + \lambda_{PTPR} Q_{m,k} \sigma_p} \right) \\
&= 1 - \exp \left( - \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \prod_{k=1}^{K_m+1} \left( \frac{P_p}{P_p + \lambda_{PTPR} \delta \sigma_p} \right)^2 \\
&= 1 - \exp \left( - \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \left( \frac{P_p}{P_p + \lambda_{PTPR} \delta \sigma_p} \right)^{2(K_m+1)} \quad (D.7)
\end{aligned}$$

Từ (D.7), phương trình  $OP_m = \varepsilon_{OP}$  được viết lại như sau:

$$\begin{aligned}
1 - \exp \left( - \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \left( \frac{P_p}{P_p + \lambda_{PTPR} \delta \sigma_p} \right)^{2(K_m+1)} &= \varepsilon_{OP} \\
\Leftrightarrow \left( \frac{P_p}{P_p + \lambda_{PTPR} \delta \sigma_p} \right)^{2(K_m+1)} &= (1 - \varepsilon_{OP}) \exp \left( \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \\
\Leftrightarrow \frac{P_p}{P_p + \lambda_{PTPR} \delta \sigma_p} &= \left( (1 - \varepsilon_{OP}) \exp \left( \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \right)^{\frac{1}{2(K_m+1)}} \\
\Leftrightarrow P_p &= (P_p + \lambda_{PTPR} \delta \sigma_p) \left( (1 - \varepsilon_{OP}) \exp \left( \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \right)^{\frac{1}{2(K_m+1)}}
\end{aligned}$$

$$\Leftrightarrow \delta = \frac{P_p}{\lambda_{PTPR} \sigma_p} \left[ \left( (1 - \varepsilon_{OP}) \exp \left( \frac{(K_m + 1) \lambda_{PTPR} \sigma_p}{P_p} \right) \right)^{\frac{1}{2(K_m + 1)}} - 1 \right]. \quad (D.8)$$

Thế giá trị  $\delta$  tìm được ở (D.8) vào (6.13), cuối cùng chúng ta tìm được (6.14).  $\square$

#### † Chứng minh công thức (6.18)

Từ (6.16) và  $Z_k^D = \frac{Q_{m,k-1} \gamma_{T_{m,k-1} T_{m,k}}}{P_p / \gamma_{PTT_{m,k}} + 1}$ ,  $Z_k^E = \frac{Q_{m,k-1} \gamma_{T_{m,k-1} E}}{P_p \gamma_{PTE} + Q_{m,k} \gamma_{T_{m,k} E} + 1}$ , ta có:

$$\begin{aligned} F_{Z_k^D}(x) &= \Pr(Z_k^D < x) = \Pr(\gamma_{T_{m,k-1} T_{m,k}} < P_p xy + x) \\ &= \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{T_{m,k-1} T_{m,k}}}(P_p xy + x) f_{\gamma_{PTT_{m,k}}}(y) dy. \end{aligned} \quad (D.9)$$

Bên cạnh đó  $\gamma_{T_{m,k-1} T_{m,k}} = \max_{v=1,2,\dots,N_{m,k}} (\gamma_{T_{m,k-1} R_{m,k,v}})$ , ứng dụng nhị thức Newton:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{T_{m,k-1} T_{m,k}}}(P_p xy + x) &= \left( 1 - \exp(-\lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}}(P_p xy + x)) \right)^{N_{m,k}} \\ &= \sum_{v=0}^{N_{m,k}} (-1)^v C_{N_{m,k}}^v \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} x) \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} P_p xy) \\ &= 1 + \sum_{v=1}^{N_{m,k}} (-1)^v C_{N_{m,k}}^v \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} x) \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} P_p xy). \end{aligned} \quad (D.10)$$

Thế (D.10) và biểu thức  $f_{\gamma_{PTT_{m,k}}}(y) = \lambda_{PTT_{m,k}} \exp(-\lambda_{PTT_{m,k}} y)$  vào (D.9),  $F_{Z_k^D}(x)$  được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} F_{Z_k^D}(x) &= \int_0^{+\infty} \lambda_{PTT_{m,k}} \exp(-\lambda_{PTT_{m,k}} y) dy \\ &\quad + \int_0^{+\infty} \lambda_{PTT_{m,k}} \exp(-\lambda_{PTT_{m,k}} y) \sum_{v=1}^{N_{m,k}} (-1)^v C_{N_{m,k}}^v \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} x) \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} P_p xy) dy \\ &= 1 + \lambda_{PTT_{m,k}} \sum_{v=1}^{N_{m,k}} (-1)^v C_{N_{m,k}}^v \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} x) \int_0^{+\infty} \exp(-(\lambda_{PTT_{m,k}} + v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} P_p x) y) dy \\ &= 1 + \sum_{v=1}^{N_{m,k}} \frac{(-1)^v C_{N_{m,k}}^v \lambda_{PTT_{m,k}}}{\lambda_{PTT_{m,k}} + v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} P_p x} \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} x) \\ &= 1 + \sum_{v=1}^{N_{m,k}} (-1)^v C_{N_{m,k}}^v \frac{\mu_{0,k,v}}{\mu_{0,k,v} + x} \exp(-v \lambda_{T_{m,k-1} T_{m,k}} x). \end{aligned} \quad (D.11)$$

$$\text{Với } \mu_{0,k,v} = \frac{\lambda_{\text{PTT}_{m,k}}}{v\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}}P_p} \quad (\text{D.12})$$

Tương tự với (D.9), việc tính  $F_{Z_k^E}(x)$  có kết quả là:

$$\begin{aligned} F_{Z_k^E}(x) &= \Pr(\gamma_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} < P_p xy + Q_{m,k} xz + x) \\ &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} F_{\gamma_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}}}(P_p xy + Q_{m,k} xz + x) f_{\gamma_{\text{PTE}}}(y) f_{\gamma_{\text{T}_{m,k}\text{E}}}(z) dy dz. \end{aligned} \quad (\text{D.13})$$

$$\text{Mà } F_{\gamma_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}}}(P_p xy + Q_{m,k} xz + x) = 1 - \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}}(P_p xy + Q_{m,k} xz + x))$$

Thế  $f_{\gamma_{\text{PTE}}}(y) = \lambda_{\text{PTE}} \exp(-\lambda_{\text{PTE}} y)$ ,  $f_{\gamma_{\text{T}_{m,k}\text{E}}}(z) = \lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} z)$  vào (D.13) được

$$\begin{aligned} F_{Z_k^E}(x) &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} (1 - \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}}(P_p xy + Q_{m,k} xz + x))) \lambda_{\text{PTE}} \exp(-\lambda_{\text{PTE}} y) \lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} z) dy dz \\ &= 1 - \lambda_{\text{PTE}} \lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} x) \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \exp(-(\lambda_{\text{PTE}} + \lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} P_p x) y) \exp(-(\lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} + Q_{m,k} x) z) dy dz \\ &= 1 - \frac{\lambda_{\text{PTE}}}{\lambda_{\text{PTE}} + \lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} P_p x} \frac{\lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}}}{\lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}} + \lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} Q_{m,k} x} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} x) \\ &= 1 - \frac{\mu_{1,k}}{\mu_{1,k} + x} \frac{\mu_{2,k}}{\mu_{2,k} + x} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} x), \end{aligned} \quad (\text{D.14})$$

$$\text{với } \mu_{1,k} = \frac{\lambda_{\text{PTE}}}{\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} P_p}, \mu_{2,k} = \frac{\lambda_{\text{T}_{m,k}\text{E}}}{\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} Q_{m,k}}. \quad (\text{D.15})$$

Xét trường hợp  $\mu_{1,k} \neq \mu_{2,k}$ , đặt  $\nabla_k = \frac{\mu_{1,k} \mu_{2,k}}{\mu_{2,k} - \mu_{1,k}}$  như trong (6.23), khi đó hệ số

nhân của hàm mũ trong (D.14) như sau:

$$\frac{\mu_{1,k}}{\mu_{1,k} + x} \frac{\mu_{2,k}}{\mu_{2,k} + x} = \frac{\nabla_k (\mu_{2,k} - \mu_{1,k})}{(\mu_{1,k} + x)(\mu_{2,k} + x)} = \frac{\nabla_k}{\mu_{1,k} + x} - \frac{\nabla_k}{\mu_{2,k} + x}.$$

Do đó, biểu thức (D.14) được viết lại như sau:

$$F_{Z_k^E}(x) = 1 - \frac{\nabla_k}{\mu_{1,k} + x} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} x) + \frac{\nabla_k}{\mu_{2,k} + x} \exp(-\lambda_{\text{T}_{m,k-1}\text{E}} x). \quad (\text{D.16})$$

Đạo hàm biểu thức (D.16), thu được:

$$f_{Z_k^E}(x) = \frac{\nabla_k}{(\mu_{1,k} + x)^2} \exp(-\lambda_{T_{m,k-1}^E} x) + \frac{\nabla_k \lambda_{T_{m,k-1}^E}}{\mu_{1,k} + x} \exp(-\lambda_{T_{m,k-1}^E} x) - \frac{\nabla_k}{(\mu_{2,k} + x)^2} \exp(-\lambda_{T_{m,k-1}^E} x) - \frac{\nabla_k \lambda_{T_{m,k-1}^E}}{\mu_{2,k} + x} \exp(-\lambda_{T_{m,k-1}^E} x). \quad (D.17)$$

Thay thế (D.11), (D.17) vào biểu thức sau:

$$\begin{aligned} \Pr(Z_k^D > Z_k^E) &= \int_0^{+\infty} (1 - F_{Z_k^D}(x)) f_{Z_k^E}(x) dx. \\ &= \sum_{v=1}^{N_{m,k}} (-1)^{v+1} C_{N_{m,k}}^v \mu_{0,k,v} \nabla_k (I_{1,k,v} - I_{2,k,v} + I_{3,k,v} - I_{4,k,v}), \end{aligned} \quad (D.18)$$

Trong đó:

$$I_{1,k,v} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{0,k,v} + x)(\mu_{1,k} + x)^2} \exp(-\beta_{k,v} x) dx, \quad (D.19)$$

$$I_{2,k,v} = \int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{0,k,v} + x)(\mu_{2,k} + x)^2} \exp(-\beta_{k,v} x) dx, \quad (D.20)$$

$$I_{3,k,v} = \int_0^{+\infty} \frac{\lambda_{T_{m,k-1}^E}}{(\mu_{0,k,v} + x)(\mu_{1,k} + x)} \exp(-\beta_{k,v} x) dx, \quad (D.21)$$

$$I_{4,k,v} = \int_0^{+\infty} \frac{\lambda_{T_{m,k-1}^E}}{(\mu_{0,k,v} + x)(\mu_{2,k} + x)} \exp(-\beta_{k,v} x) dx, \quad (D.22)$$

$$\text{với } \beta_{k,v} = v\lambda_{T_{m,k-1}^E} + \lambda_{T_{m,k-1}^E}, \quad (D.23)$$

và  $\mu_{0,k,v}$  trong (D.12). Mặt khác dạng toán học của (D.19) và (D.20) giống nhau, dạng của (D.21) và (D.22) giống nhau nên ta chỉ chứng minh  $I_{1,k,v}$  và  $I_{3,k,v}$ . Phân tích nhân tử hàm mũ của (D.19) như sau:

$$\frac{1}{(\mu_{0,k,v} + x)(\mu_{1,k} + x)^2} = \frac{1}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k})^2} \left( -\frac{1}{(\mu_{1,k} + x)} + \frac{\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k}}{(\mu_{1,k} + x)^2} + \frac{1}{(\mu_{0,k,v} + x)} \right).$$

Thế kết quả phân tích trên vào (D.19),  $I_{1,k,v}$  có thể viết lại là:

$$\begin{aligned}
I_{1,k,v} &= \frac{1}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k})^2} \int_0^{+\infty} \frac{1}{\mu_{0,k,v} + x} \exp(-\beta_{k,v}x) dx \\
&\quad - \frac{1}{(\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k})^2} \int_0^{+\infty} \frac{1}{\mu_{1,k} + x} \exp(-\beta_{k,v}x) dx \\
&\quad + \frac{1}{\mu_{0,k,v} - \mu_{1,k}} \int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{1,k} + x)^2} \exp(-\beta_{k,v}x) dx.
\end{aligned} \tag{D.24}$$

Áp dụng công thức (3.352.2) và (3.353.2) trong [139] tính tích phân hàm mũ, sau đó chuyển đổi từ hàm  $Ei(\cdot)$  thành hàm  $E_1(\cdot)$ , thu được:

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{\mu_{0,k,v} + x} \exp(-\beta_{k,v}x) dx = \exp(\mu_{0,k,v}\beta_{k,v}) E_1(\mu_{0,k,v}\beta_{k,v}), \tag{D.25}$$

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{\mu_{1,k} + x} \exp(-\beta_{k,v}x) dx = \exp(\mu_{1,k}\beta_{k,v}) E_1(\mu_{1,k}\beta_{k,v}), \tag{D.26}$$

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{1,k} + x)^2} \exp(-\beta_{k,v}x) dx = \frac{1}{\mu_{1,k}} - \beta_{k,v} \exp(\mu_{1,k}\beta_{k,v}) E_1(\mu_{1,k}\beta_{k,v}). \tag{D.27}$$

Thế (D.25), (D.26), (D.27) vào (D.24), tìm được  $I_{1,k,v}$  như (6.19). Thay đổi vai trò  $\mu_{1,k}$  thành  $\mu_{2,k}$ , kết quả  $I_{2,k,v}$  trong (6.20) được chứng minh. Để tính  $I_{3,k,v}$  trong (D.21), áp dụng phương pháp phân tích như (D.26), kết quả như sau:

$$\begin{aligned}
I_{3,k,v} &= \lambda_{T_{m,k-1}E} \int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{0,k,v} + x)(\mu_{1,k} + x)} \exp(-\beta_{k,v}x) dx \\
&= \frac{\lambda_{T_{m,k-1}E}}{\mu_{1,k} - \mu_{0,k,v}} \int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{0,k,v} + x)} \exp(-\beta_{k,v}x) dx - \frac{\lambda_{T_{m,k-1}E}}{\mu_{1,k} - \mu_{0,k,v}} \int_0^{+\infty} \frac{1}{(\mu_{1,k} + x)} \exp(-\beta_{k,v}x) dx \\
&= \frac{\lambda_{T_{m,k-1}E}}{\mu_{1,k} - \mu_{0,k,v}} \left( \exp(\mu_{0,k,v}\beta_{k,v}) E_1(\mu_{0,k,v}\beta_{k,v}) - \exp(\mu_{1,k}\beta_{k,v}) E_1(\mu_{1,k}\beta_{k,v}) \right).
\end{aligned}$$

Kết quả thu gọn được viết lại trong (6.21). Tương tự cho cách chứng minh  $I_{4,k,v}$  ở (D.22), chúng ta cũng thu được kết quả trong (6.22). Cuối cùng, thế tất cả kết quả tính  $I_{1,k,v}, I_{2,k,v}, I_{3,k,v}, I_{4,k,v}$  vào (D.18), chúng ta thu được (6.18).  $\square$

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] I. A. E. S. Society, "IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands," *IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984)*, pp. 0\_1-3, 2003.
- [2] M. Hilbert and P. López, "The World's Technological Capacity to Store, Communicate, and Compute Information," *Science*, vol. 332, no. 6025, pp. 60-65, 2011.
- [3] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 2, pp. 649-658, 2007.
- [4] T. Novlan, J. G. Andrews, I. Sohn, R. K. Ganti, and A. Ghosh, "Comparison of Fractional Frequency Reuse Approaches in the OFDMA Cellular Downlink," in *2010 IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2010*, 2010, pp. 1-5.
- [5] H. E. E. O. M. Elfadil, M. A. I. Ali, and M. Abas, "Fractional frequency reuse in LTE networks," in *2015 2nd World Symposium on Web Applications and Networking (WSWAN)*, 2015, pp. 1-6.
- [6] V. Gazis *et al.*, "A survey of technologies for the internet of things," in *2015 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, 2015, pp. 1090-1095.
- [7] T. Yashiro, S. Kobayashi, N. Koshizuka, and K. Sakamura, "An Internet of Things (IoT) architecture for embedded appliances," in *2013 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference*, 2013, pp. 314-319.
- [8] M. Zhao, A. Kumar, T. Ristaniemi, and P. H. J. Chong, "Machine-to-Machine Communication and Research Challenges: A Survey," *Wireless Pers Commun* vol. 97, pp. 3569–3585, 2017.



- [9] B. W. Khoueir and M. R. Soleymani, "A Novel Machine-to-Machine Communication Strategy Using Rateless Coding for the Internet of Things," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 3, no. 6, pp. 937-950, 2016.
- [10] W. Dahech, M. Pätzold, C. A. Gutiérrez, and N. Youssef, "A Non-Stationary Mobile-to-Mobile Channel Model Allowing for Velocity and Trajectory Variations of the Mobile Stations," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 3, pp. 1987-2000, 2017.
- [11] K. Fujimura and T. Hasegawa, "Performance Evaluation of Multi-hop Inter-Vehicle Communication for Vehicle Safety Using Road to Vehicle Communication to Control," in *2007 IEEE Intelligent Transportation Systems Conference*, 2007, pp. 630-635.
- [12] J. Kim, H. Chung, S. Choi, I. G. Kim, and Y. Han, "Mobile hotspot network enhancement system for high-speed railway communication," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 2885-2889.
- [13] A. Gonzalez-Plaza *et al.*, "5G communications in high speed and metropolitan railways," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 658-660.
- [14] M. Hua, C. Li, Y. Huang, and L. Yang, "Throughput maximization for UAV-enabled wireless power transfer in relaying system," in *2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, 2017, pp. 1-5.
- [15] B. Wang, Y. Sun, and S. Li, "Social Coalition-Aware Task Assignment in Flying Internet of Things," in *INISCOM2019, Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering*, 2019, vol. 293, pp. 141-151: Springer.
- [16] T. L. Thanh, V. N. Q. Bao, and T. T. Duy, "Capacity analysis of multi-hop decode-and-forward over Rician fading channels," in *2014 International*

- Conference on Computing, Management and Telecommunications (ComManTel)*, Danang, Vietnam, 2014, pp. 134-139.
- [17] T. T. Duy and V. N. Q. Bao, "Performance Analysis of Cooperative-based Multi-hop Transmission Protocols in Underlay Cognitive Radio with Hardware Impairment," *VNU Journal of Science: Computer Science and Communication Engineering*, vol. 31, no. 2, pp. 15-28, 2015.
- [18] V. Asghari, A. Maaref, and S. Aïssa, "Symbol Error Probability Analysis for Multihop Relaying over Nakagami Fading Channels," in *2010 IEEE Wireless Communication and Networking Conference*, 2010, pp. 1-6.
- [19] V. Asghari, D. B. d. Costa, and S. Aïssa, "Performance Analysis for Multihop Relaying Channels with Nakagami- $m$  Fading: Ergodic Capacity Upper-Bounds and Outage Probability," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 60, no. 10, pp. 2761-2767, 2012.
- [20] G. E. Moore, "Progress in digital integrated electronics [Technical literature, Copyright 1975 IEEE. Reprinted, with permission. Technical Digest. International Electron Devices Meeting, IEEE, 1975, pp. 11-13.]," *IEEE Solid-State Circuits Society Newsletter*, vol. 11, no. 3, pp. 36-37, 2006.
- [21] P. K. Bondyopadhyay, "Moore's law governs the silicon revolution," *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 1, pp. 78-81, 1998.
- [22] S. Kim *et al.*, "High-Efficiency PCB- and Package-Level Wireless Power Transfer Interconnection Scheme Using Magnetic Field Resonance Coupling," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 5, no. 7, pp. 863-878, 2015.
- [23] S. Hsieh, P. Lee, H. Shih, C. Wang, and T. C. Lee, "Next Generation High-Q Compact Size IPD Diplexer for RF Frond End SiP," in *2017 IEEE 67th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, 2017, pp. 1419-1424.

- [24] T. K. Gachovska *et al.*, "High density control circuit integration for low cost grid tied inverter," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 466-469.
- [25] S. Chaudhury and S. K. Sinha, "Carbon Nanotube and Nanowires for Future Semiconductor Devices Applications," in *Nanoelectronics - Devices, Circuits and Systems Advanced Nanomaterials*: Elsevier, 2019, pp. 375-398.
- [26] Takizawa and Nishijima, "Technologies to Reduce Size and Weight of Power Electronics Equipment for Rolling Stock," *Power Electronics Business Group, Fuji Electronic Co., Ltd.*, vol. 61, no. 1, 2015.
- [27] L. R. Varshney, "Transporting information and energy simultaneously," in *2008 IEEE International Symposium on Information Theory*, Toronto, 2008, pp. 1612-1616: IEEE.
- [28] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho, "Wireless information and power transfer: Architecture design and rate-energy tradeoff," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 11, pp. 4754 - 4767, 2013.
- [29] T. D. P. Perera, D. N. K. Jayakody, S. K. Sharma, S. Chatzinotas, and J. Li, "Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT): Recent Advances and Future Challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 1, pp. 264-302, 2018.
- [30] S. K. Routray, M. K. Jha, L. Sharma, R. Nyamangoudar, A. Javali, and S. Sarkar, "Quantum cryptography for IoT: A Perspective," in *2017 International Conference on IoT and Application (ICIOT)*, 2017, pp. 1-4.
- [31] M. Moizuddin, J. Winston, and M. Qayyum, "A comprehensive survey: Quantum cryptography," in *2017 2nd International Conference on Anti-Cyber Crimes (ICACC)*, 2017, pp. 98-102.
- [32] W. Du, J. Deng, Y. S. Han, and P. K. Varshney, "A Pairwise Key Predistribution Scheme for Wireless Sensor Networks," *ACM Transactions on Information and System Security*, vol. 8, no. 2, pp. 228-258, 2005.

- [33] A. D. Wyner, "The wire-tap channel," *The Bell System Technical Journal*, vol. 54, no. 8, pp. 1355-1387, 1975.
- [34] I. Csiszar and J. Korner, "Broadcast channels with confidential messages," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 24, no. 3, pp. 339-348, 1978.
- [35] P. K. Gopala, L. Lai, and H. E. Gamal, "On the Secrecy Capacity of Fading Channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 10, pp. 4687-4698, 2008.
- [36] H. Fang, L. Xu, and X. Wang, "Coordinated Multiple-Relays Based Physical-Layer Security Improvement: A Single-Leader Multiple-Followers Stackelberg Game Scheme," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 13, no. 1, pp. 197-209, 2018.
- [37] S. Mohanty and S. K. Routray, "CE-Driven Trends in Global Communications: Strategic sectors for economic growth and development," *IEEE Consumer Electronics Magazine*, vol. 6, no. 1, pp. 61-65, 2017.
- [38] J. Mitola and G. Q. Maguire, "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13-18, 1999.
- [39] R. W. Thomas, L. A. DaSilva, and A. B. MacKenzie, "Cognitive networks," presented at the First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2005. DySPAN 2005., Baltimore, MD, USA, 8-11 Nov. 2005, 2005.
- [40] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking Spectrum Gridlock With Cognitive Radios: An Information Theoretic Perspective," *Proc IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894-914, 2009.
- [41] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Stanford University Press, 2005.
- [42] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems .I. Characterization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90-100, 1997.
- [43] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani, and R. A. Kennedy, "Throughput and ergodic capacity of wireless energy harvesting based DF relaying network,"

- in *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2014, pp. 4066-4071, Sydney.
- [44] S. S. Kalamhar and A. Banerjee, "Interference-Assisted Wireless Energy Harvesting in Cognitive Relay Network with Multiple Primary Transceivers," presented at the GLOBECOM, San Diego, 2015.
- [45] K. Lee, C. Chae, R. W. Heath, and J. Kang, "MIMO Transceiver Designs for Spatial Sensing in Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 11, pp. 3570-3576, 2011.
- [46] T. T. Duy, A. Anpalagan, and H. Kong, "Multi-hop cooperative transmission using fountain codes over Rayleigh fading channels," *Journal of Communications and Networks*, vol. 14, no. 3, pp. 267-272, 2012.
- [47] X. Lei, L. Fan, D. S. Michalopoulos, P. Fan, and R. Q. Hu, "Outage Probability of TDBC Protocol in Multiuser Two-Way Relay Systems with Nakagami- $m$  Fading," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 3, pp. 487-490, 2013.
- [48] C. Tang, G. Pan, and T. Li, "Secrecy Outage Analysis of Underlay Cognitive Radio Unit Over Nakagami- $m$  Fading Channels," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 3, no. 6, pp. 609-612, 2014.
- [49] C. Zhong, T. Ratnarajah, and K. Wong, "Outage Analysis of Decode-and-Forward Cognitive Dual-Hop Systems With the Interference Constraint in Nakagami- $m$  Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 6, pp. 2875-2879, 2011.
- [50] P. Kochatta and V. Gupta, "Spectrum sensing in presence of Rician fading and AWGN channel conditions using DWPT approach," in *2014 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research*, 2014, pp. 1-4.
- [51] M. F. Hanif and P. J. Smith, "On the statistics of cognitive radio capacity in shadowing and fast fading environments," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 844-852, 2010.

- [52] T. Q. Duong, T. T. Duy, M. Matthaiou, T. Tsiftsis, and G. K. Karagiannidis, "Cognitive cooperative networks in dual-hop asymmetric fading channels," presented at the Global Communications Conference (GLOBECOM), Atlanta, GA, USA, 2013.
- [53] X. Kang, R. Zhang, Y. C. Liang, and H. K. Garg, "Optimal Power Allocation Strategies for Fading Cognitive Radio Channels with Primary User Outage Constraint," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 2, pp. 374-383, 2011.
- [54] A. I. Sulyman, G. Takahara, H. S. Hassanein, and M. Kousa, "Multi-hop capacity of MIMO-multiplexing relaying systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 6, pp. 3095-3103, 2009.
- [55] A. H. A. El-Malek, F. S. Al-Qahtani, R. M. Radaydeh, S. A. Zummo, and H. Alnuweiri, "Performance Analysis and Power Allocation for Underlay Cognitive MIMO Relaying Networks with Transmit Antenna Selection Under Antenna Correlation," *Wireless Personal Communications*, vol. 94, no. 4, pp. 3057-3089, 2016.
- [56] M. ElKashlan, P. L. Yeoh, N. Yang, T. Q. Duong, and C. Leung, "A Comparison of Two MIMO Relaying Protocols in Nakagami- $m$  Fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 1416-1422, 2012.
- [57] H. A. Suraweera, P. J. Smith, A. Nallanathan, and J. S. Thompson, "Amplify-and-Forward Relaying with Optimal and Suboptimal Transmit Antenna Selection," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 6, pp. 1874-1885, 2011.
- [58] H. Ding, J. Ge, D. B. d. Costa, and T. Tsiftsis, "A Novel Distributed Antenna Selection Scheme for Fixed-Gain Amplify-and-Forward Relaying Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 6, pp. 2836-2842, 2012.

- [59] D. C. González, D. B. d. Costa, and J. C. S. S. Filho, "Distributed TAS/MRC and TAS/SC Schemes for Fixed-Gain AF Systems With Multiantenna Relay: Outage Performance," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 6, pp. 4380-4392, 2016.
- [60] P. L. Yeoh, M. ElKashlan, N. Yang, D. B. d. Costa, and T. Q. Duong, "MIMO multi-relay networks with TAS/MRC and TAS/SC in Weibull fading channels," in *2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - (PIMRC)*, 2012, pp. 2314-2318.
- [61] P. L. Yeoh, M. ElKashlan, N. Yang, D. B. d. Costa, and T. Q. Duong, "Unified Analysis of Transmit Antenna Selection in MIMO Multirelay Networks," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 2, pp. 933-939, 2013.
- [62] V. N. Q. Bao, P. Bui Pham Lan, and T. Tran Thien, "Performance analysis of TAS/SC-based MIMO decode-and-forward relaying for multi-hop transmission over Rayleigh fading channels," in *2012 Fourth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2012, pp. 150-155.
- [63] T. Q. Duong and H. Zepernick, "Average symbol error rate of cooperative spatial multiplexing in composite channels," in *2008 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems*, 2008, pp. 335-339.
- [64] Y. Han, A. Pandharipande, and S. H. Ting, "Cooperative decode-and-forward relaying for secondary spectrum access," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 10, pp. 4945-4950, 2009.
- [65] T. T. Duy and P. N. Son, "Secrecy Performances of Multicast Underlay Cognitive Protocols with Partial Relay Selection and without Eavesdropper's Information," *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 9, no. 11, pp. 4623-4643, 2015.
- [66] T. D. Hieu, T. T. Duy, L. T. Dung, and S. G. Choi, "Performance Evaluation of Relay Selection Schemes in Beacon-Assisted Dual-Hop Cognitive Radio

- Wireless Sensor Networks under Impact of Hardware Noises," *Sensors (Basel, Switzerland)*, vol. 18, no. 6, p. 1843, 2018.
- [67] M. Bloch, J. Barros, M. R. D. Rodrigues, and S. W. McLaughlin, "Wireless Information-Theoretic Security," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, no. 6, pp. 2515-2534, 2008.
- [68] M. N. Pham, "On the secrecy outage probability and performance trade-off of the multi-hop cognitive relay networks," *Telecommunication Systems*, vol. 73, no. 3, pp. 349-358, 2020 2020.
- [69] P. M. Nam, P. T. Tin, and M. Tran, "Intercept probability analysis in DF time switching full-duplex relaying network with impact of Co-channel interference at the eavesdropper," *TELKOMNIKA Telecommunication, Computing, Electronics and Control*, vol. 18, no. 5, pp. 2235-2240, 2020.
- [70] J. M. Moualeu, W. Hamouda, and F. Takawira, "Intercept Probability Analysis of Wireless Networks in the Presence of Eavesdropping Attack With Co-Channel Interference," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41490-41503, 2018.
- [71] T. T. Duy, V. N. Q. Bao, and T. Q. Duong, "Secured communication in cognitive MIMO schemes under hardware impairments," in *2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, 2014, pp. 109-112.
- [72] J. Mo, M. Tao, and Y. Liu, "Relay Placement for Physical Layer Security: A Secure Connection Perspective," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 6, pp. 878-881, 2012.
- [73] G. Sun, Z. Han, J. Jiao, Z. Wang, and D. Wang, "Physical layer security in MIMO wiretap channels with antenna correlation," *China Communications*, vol. 14, no. 8, pp. 149-156, 2017.
- [74] H. He, P. Ren, Q. Du, L. Sun, and Y. Wang, "Jamming or Forwarding? Full-Duplex Relaying for Physical Layer Security," in *2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2016, pp. 1-6.



- [75] N. Kolokotronis and M. Athanasakos, "Improving physical layer security in DF relay networks via two-stage cooperative jamming," in *2016 24th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, 2016, pp. 1173-1177.
- [76] M. R. Bhatnagar, "Performance analysis of max-min path selection scheme in multi-hop DF cooperative system over Nakagami- $m$  channels," in *2014 International Conference on Signal Processing and Communications (SPCOM)*, 2014, pp. 1-6.
- [77] T. D. Hieu, T. T. Duy, and B. Kim, "Performance Enhancement for Multihop Harvest-to-Transmit WSNs With Path-Selection Methods in Presence of Eavesdroppers and Hardware Noises," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 12, pp. 5173-5186, 2018.
- [78] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani, and R. A. Kennedy, "Relaying Protocols for Wireless Energy Harvesting and Information Processing," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 7, pp. 3622-3636, 2013.
- [79] Y. Gu and S. Aïssa, "Interference aided energy harvesting in decode-and-forward relaying systems," in *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Sydney, NSW, Australia, 2014, pp. 5378-5382: IEEE.
- [80] S. S. Kalamkar and A. Banerjee, "Interference-Aided Energy Harvesting: Cognitive Relaying With Multiple Primary Transceivers," *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vol. 3, no. 3, pp. 313-327, 2017.
- [81] T. N. Nguyen, T. T. Duy, G. T. Luu, P. T. Tran, and M. Vozňák, "Energy harvesting-based spectrum access with incremental cooperation, relay selection and hardware noises," *Radioengineering Journal*, vol. 26, no. 1, pp. 240-250, 2017.

- [82] S. Javadi and E. Soleimani-Nasab, "Outage analysis of cognitive two-way AF relaying systems with wireless power transfer," presented at the Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Tehran, 2017.
- [83] C. Xu, M. Zheng, W. Liang, H. Yu, and Y. C. Liang, "End-to-End Throughput Maximization for Underlay Multi-Hop Cognitive Radio Networks With RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 6, pp. 3561-3572, 2017.
- [84] C. Xu, M. Zheng, W. Liang, H. Yu, and Y.-C. Liang, "Outage Performance of Underlay Multihop Cognitive Relay Networks With Energy Harvesting," *IEEE Communications Letters* vol. 20, no. 6, pp. 1148 - 1151, 2016.
- [85] N. P. Le, "Throughput Analysis of Power-Beacon-Assisted Energy Harvesting Wireless Systems Over Non-Identical Nakagami-  $m$  Fading Channels," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 4, pp. 840-843, 2018.
- [86] T. T. Duy, T. V. Hiếu, T. T. Lâm, P. T. Đ. Ngọc, and V. N. Q. Bảo, "Mô hình truyền đa chặng sử dụng truyền thông công tác tăng cường trong vô tuyến nhận thức dạng nền," in *Hội thảo quốc gia 2014 về Điện Tử, Truyền Thông và Công Nghệ Thông Tin (ECIT2014)*, Nha Trang, 2014.
- [87] P. M. Quang, T. T. Duy, and V. N. Q. Bảo, "Khảo sát sự ảnh hưởng của phân cứng không hoàn hảo lên mạng chuyển tiếp đa chặng trong các môi trường Fading khác nhau," in *Hội thảo Quốc Gia 2015 về Điện Tử, Truyền Thông và Công Nghệ Thông Tin (ECIT 2015)*, Tp.HCM, 2015.
- [88] N. A. Tuấn, V. N. Q. Bảo, and L. Q. Cường, "Đề xuất phương pháp phân tích hiệu năng mới cho mạng MIMO hai chặng chuyển tiếp thu thập năng lượng," *Tạp chí khoa học công nghệ thông tin và truyền thông* vol. 1, no. 1, pp. 50-56, 2017.
- [89] C. T. Dung, V. N. Q. Bảo, and N. L. Nhật, "Đánh Giá Hiệu Năng Bảo Mật Của Mạng Vô Tuyến Nhận Thức Chuyển Tiếp Đa Chặng," *Tạp chí khoa học công nghệ thông tin và truyền thông* vol. 1, no. 1-2, pp. 65-73, 2018.

- [90] N. A. Tuan, T. T. Thanh, and V. N. Q. Bao, "Phân tích xác suất dừng hệ thống chuyển tiếp hai chiều sử dụng công nghệ thu thập năng lượng," *Tạp chí khoa học công nghệ thông tin và truyền thông* vol. 1, no. 1-2, pp. 29-36, 2018.
- [91] L. Yang, J. Chen, Y. Kuo, and H. Zhang, "Outage Performance of DF-Based Cooperative Multicast in Spectrum-Sharing Cognitive Relay Networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 1250-1253, 2014.
- [92] C. Conne and I.-M. Kim, "Outage probability of multi-hop amplify-and-forward relay systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications* vol. 9, no. 2, pp. 1139-1149, 2010.
- [93] T. T. Duy and V. N. Q. Bao, "Multi-hop transmission with diversity combining techniques under interference constraint," in *2013 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2013)*, 2013, pp. 131-135.
- [94] Y. Alghorani, G. Kaddoum, S. Muhaidat, and S. Pierre, "On the Approximate Analysis of Energy Detection Over Rayleigh Fading Channels Through Cooperative Spectrum Sensing," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 413-416, 2015.
- [95] A. H. Nuttall, "Some integrals involving the Q-function," Naval Underwater Systems Center AD743066, 1972.
- [96] T. T. Duy, C. N. Trang, V. N. Q. Bao, and T. Hanh, "Joint impact of hardware impairment and co-channel interference on multi-hop relaying," in *2015 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2015, pp. 88-92.
- [97] J. A. Hussein, S. S. Ikki, S. Boussakta, C. C. Tsimenidis, and J. Chambers, "Performance Analysis of a Multi-Hop UCRN With Co-Channel Interference," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 10, pp. 4346-4364, 2016.

- [98] T. T. D. Beongku An, Hyung-Yun Kong, "A Cooperative Transmission Strategy using Entropy-based Relay Selection in Mobile Ad-hoc Wireless Sensor Networks with Rayleigh Fading Environments," *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 3, no. 2, pp. 147-162, 2009.
- [99] T. T. Duy and H. Y. Kong, "Secrecy Performance Analysis of Multihop Transmission Protocols in Cluster Networks," *Wireless Personal Communications*, vol. 82, no. 4, pp. 2505–2518, 2015.
- [100] P. T. Tin, T. T. Duy, T. T. Phuong, and M. Voznak, "Secrecy Performance of Joint Relay and Jammer Selection Methods in Cluster Networks: With and Without Hardware Noises," presented at the AETA 2016.
- [101] M. R. Bhatnagar, R. K. Mallik, and O. Tirkkonen, "Performance Evaluation of Best-Path Selection in a Multihop Decode-and-Forward Cooperative System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 4, pp. 2722-2728, 2016.
- [102] S. J. Kim, N. Devroye, P. Mitran, and V. Tarokh, "Comparison of bi-directional relaying protocols," in *2008 IEEE Sarnoff Symposium*, 2008, pp. 1-5.
- [103] C. Cai, Y. Cai, W. Yang, and W. Yang, "Secure Connectivity Using Randomize-and-Forward Strategy in Cooperative Wireless Networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 1340-1343, 2013.
- [104] I. C. Society, "Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," *IEEE Standard*, no. 11, 2012.
- [105] H. Jasani and N. Alaraje, "Evaluating the performance of IEEE 802.11 network using RTS/CTS mechanism," in *2007 IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, 2007, pp. 616-621.
- [106] A. F. Molisch and M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 46-56, 2004.

- [107] A. Bletsas, A. Khisti, D. P. Reed, and A. Lippman, "A simple Cooperative diversity method based on network path selection," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 3, pp. 659-672, 2006.
- [108] T. Sugimoto, N. Komuro, H. Sekiya, S. Sakata, and K. Yagyu, "Maximum throughput analysis for RTS/CTS-used IEEE 802.11 DCF in wireless multi-hop networks," in *International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE'10)*, 2010, pp. 1-6.
- [109] Y. Yin, Y. Gao, S. Manzoor, and X. Hei, "Optimal RTS Threshold for IEEE 802.11 WLANs: Basic or RTS/CTS?," in *2019 IEEE SmartWorld, Ubiquitous Intelligence & Computing, Advanced & Trusted Computing, Scalable Computing & Communications, Cloud & Big Data Computing, Internet of People and Smart City Innovation*, Leicester, United Kingdom, 2019, pp. 1620-1625.
- [110] P. T. D. Ngoc, T. T. Duy, V. N. Q. Bao, and K. Ho-Van, "Performance enhancement for underlay cognitive radio with partial relay selection methods under impact of hardware impairment," in *2015 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2015, pp. 645-650.
- [111] T. Q. Duong, P. L. Yeoh, V. N. Q. Bao, M. ElKashlan, and N. Yang, "Cognitive Relay Networks With Multiple Primary Transceivers Under Spectrum-Sharing," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 19, no. 11, pp. 741-744, 2012.
- [112] E.Hossain and K.G.MadushanThilina, *Cognitive radio networks and spectrum sharing* (Chapter 13). Academic Press, 2016.
- [113] E. Bjornson, M. Matthaiou, and M. Debbah, "A New Look at Dual-Hop Relaying: Performance Limits with Hardware Impairments," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 11, pp. 4512-4525, 2013.
- [114] B. J. Thijssen, E. A. M. Klumperink, P. Quinlan, and B. Nauta, "Feedforward Phase Noise Cancellation Exploiting a Sub-Sampling Phase Detector," *IEEE*

- Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 11, pp. 1574-1578, 2018.
- [115] M. Beheshti, M. J. Omid, and A. M. Doost-Hoseini, "Joint Compensation of Transmitter and Receiver IQ Imbalance for MIMO-OFDM Over Doubly Selective Channels," *Wireless Personal Communications*, vol. 70, no. 2, pp. 537-559, 2013.
- [116] A. A. Boulogeorgos, V. M. Kapinas, R. Schober, and G. K. Karagiannidis, "I/Q-Imbalance Self-Interference Coordination," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 15, no. 6, pp. 4157-4170, 2016.
- [117] D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1755-1764, 2000.
- [118] M. Matthaiou, A. Papadogiannis, E. Bjornson, and M. Debbah, "Two-Way Relaying Under the Presence of Relay Transceiver Hardware Impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1136-1139, 2013.
- [119] P. T. Tin, D. T. Hung, T. T. Duy, and M. Voznak, "Security-Reliability Analysis of Noma-Based Multi-Hop Relay Networks in Presence of an Active Eavesdropper with Imperfect Eavesdropping CSI," *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 15, no. 4, pp. 591-597, 2017.
- [120] S. Q. Nguyen and H. Y. Kong, "Exact outage analysis of the effect of co-channel interference on secured multi-hop relaying networks," *International Journal of Electronics*, vol. 103, no. 11, pp. 1822-1838, 2016/11/01 2016.
- [121] N. Q. Sang, H. Y. Kong, and T. T. Duy, "Cognitive multihop cluster-based transmission under interference constraint," in *The 18th IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE 2014)*, 2014, pp. 1-3.
- [122] C. T. Dung, V. N. Q. Bao, N. L. Nhat, and H. V. Cuu, "Effect of imperfect CSI on secrecy performance of cluster based relaying networks," in *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2016, pp. 114-119.

- [123] D. Li, "Performance Analysis of MRC Diversity for Cognitive Radio Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp. 849-853, 2012.
- [124] W. Xu, J. Zhang, and P. Zhang, "Comments on "Performance Analysis of MRC Diversity for Cognitive Radio Systems"," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 6, pp. 2876-2878, 2012.
- [125] A. Dinamani, S. Das, L. Bijendra, R. Shruti, S. Babina, and B. Kiran, "Performance of a hybrid MRC/SC diversity receiver over Rayleigh fading channel," in *2013 International conference on Circuits, Controls and Communications (CCUBE)*, 2013, pp. 1-4.
- [126] M. K. Simon and M. Alouini, "A unified performance analysis of digital communication with dual selective combining diversity over correlated Rayleigh and Nakagami- $m$  fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no. 1, pp. 33-43, 1999.
- [127] Q. T. Zhang, "A simple approach to probability of error for equal gain combiners over Rayleigh channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 4, pp. 1151-1154, 1999.
- [128] S. E. Safavi, B. H. Khalaj, and F. Saheban, "Asymptotic analysis of error probability and outage behavior of equal-gain combining," in *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 2009, pp. 868-872.
- [129] W. Diffie and M. Hellman, "New directions in cryptography," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 22, no. 6, pp. 644-654, 1976.
- [130] Y. Gu and S. Aïssa, "RF-Based Energy Harvesting in Decode-and-Forward Relaying Systems: Ergodic and Outage Capacities," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 11, pp. 6425-6434, 2015.
- [131] P. M. Nam, T. T. Duy, and P. V. Ca, "Performance of Cluster-based Cognitive Multihop Networks under Joint Impact of Hardware Noises and Non-identical Primary Co-channel Interference," *TELKOMNIKA*

- Telecommunication, Computing, Electronics and Control*, vol. 17, no. 1, 2019.
- [132] F. Jameel, Faisal, M. A. A. Haider, and A. A. Butt, "Performance analysis of VANETs under Rayleigh, Rician, Nakagami- $m$  and Weibull fading," in *2017 International Conference on Communication, Computing and Digital Systems (C-CODE)*, 2017, pp. 127-132.
- [133] F. Hou and K. Xiao, "Performance analysis of TAS/SC in MIMO relay systems with outdated CSI in the presence of co-channel interference," in *2016 8th IEEE International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN)*, 2016, pp. 181-185.
- [134] P. M. Nam, P. V. Ca, P. V. Tuan, T. T. Duy, and V. N. Q. Bao, "Security versus Reliability Study for Multi-hop Cognitive M2M Networks With Joint Impact of Interference Constraint and Hardware Noises," presented at the International Conference on Advanced Technologies for Communications, Ho Chi Minh, 2018.
- [135] P. M. Nam, D.-T. Do, N. T. Tung, and P. T. Tin, "Energy harvesting assisted cognitive radio: random location-based transceivers scheme and performance analysis," *Telecommunication Systems*, vol. 65, no. 1, pp. 123–132, 2018.
- [136] T. T. Nguyen, N. M. Pham, and D. T. Do, "Wireless powered underlay cognitive radio network with multiple primary transceivers: Energy constraint, node arrangement, and performance analysis," *International Journal of Communication Systems*, vol. 30, no. 18, pp. 1-11, 2017.
- [137] E. K. P. Chong and S. H. Zak, *An Introduction to Optimization, 4th Edition*. John Wiley & Sons, 2013.
- [138] T. Nguyen and B. An, "Cognitive Multihop Wireless Powered Relaying Networks Over Nakagami- $m$  Fading Channels," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 154600-154616, 2019.
- [139] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th ed. San Diego, CA: Elsevier Inc, 2007.



## DANH MỤC CÔNG TRÌNH CÔNG BỐ CỦA TÁC GIẢ

### A. Công bố trên tạp chí quốc tế

- [J1] **P. M. Nam**, T. T. Duy, P. V. Ca, P. N. Son, and N. H. An, "Outage Performance of Power Beacon-Aided Multi-Hop Cooperative Cognitive Radio Protocol Under Constraint of Interference and Hardware Noises," *Electronics*, vol. 9, no. 6, p. 1054, 2020. (SCIE – IF 2.42)
- [J2] **P. M. Nam**, T. T. Duy, and P. V. Ca, "End-to-end security-reliability analysis of multi-hop cognitive relaying protocol with TAS/SC-based primary communication, total interference constraint and asymmetric fading channels," *International Journal of Communication Systems*, vol. 32, no. 2, pp. 1-16, 2019 (SCIE – IF 1.278).
- [J3] **M. N. Pham**, "On the secrecy outage probability and performance trade-off of the multi-hop cognitive relay networks," *Telecommunication Systems*, vol. 73, no. 3, pp. 349-358, 2020. (SCIE – IF 1.99).
- [J4] **P. M. Nam**, D.-T. Do, N. T. Tung, and P. T. Tin, "Energy harvesting assisted cognitive radio: random location-based transceivers scheme and performance analysis," *Telecommunication Systems*, vol. 65, no. 1, pp. 123–132, 2018. (SCIE – IF 1.99)
- [J5] **P. M. Nam**, T. T. Duy, and P. V. Ca, "Performance of Cluster-based Cognitive Multihop Networks under Joint Impact of Hardware Noises and Non-identical Primary Co-channel Interference," *TELKOMNIKA Telecommunication, Computing, Electronics and Control*, vol. 17, no. 1, 2019 (SCOPUS).
- [J6] P. T. Tin, **P. M. Nam**, T. T. Duy, P. T. Tran, and M. Voznak, "Secrecy Performance of TAS/SC-Based Multi-Hop Harvest-to-Transmit Cognitive

- WSNs Under Joint Constraint of Interference and Hardware Imperfection," *Sensors*, vol. 19, no. 5, p. 1160, 2019 (SCIE – IF 3.031)
- [J7] N. T. Tung, **P. M. Nam**, and P. T. Tin, "Performance evaluation of two-way with energy harvesting and hardware noises," *Digital Communications and Networks*, 2020. (SCIE – IF 3.41)
- [J8] T. T. Nguyen, **N. M. Pham**, and D. T. Do, "Wireless powered underlay cognitive radio network with multiple primary transceivers: Energy constraint, node arrangement, and performance analysis," *International Journal of Communication Systems*, vol. 30, no. 18, pp. 1-11, 2017. (SCIE – IF 1.278)
- [J9] P. T. Tin, **P. M. Nam**, T. T. Duy, and M. Voznak, "Security–Reliability Analysis for a Cognitive Multi-hop Protocol in Cluster Networks with Hardware Imperfections," *IEIE Transactions on Smart Processing & Computing*, vol. 6, no. 3, pp. 200-209, 2017 2017.
- [J10] **P. M. Nam** and P. T. Tin, "Analysis of Security-Reliability Trade-off for Multi-hop Cognitive Relaying Protocol with TAS/SC Technique," *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, vol. 5, no. 5, pp. 54-62, 2020 (SCOPUS).

#### **B. Công bố trên hội nghị quốc tế - trong nước**

- [C1] **P. M. Nam**, P. V. Ca, T. T. Duy, and K. N. Le, "Secrecy Performance Enhancement Using Path Selection over Cluster-Based Cognitive Radio Networks," in *INISCOM2019, Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering*, Springer, vol. 293, pp. 65-80, 2019 (SCOPUS).
- [C2] **P. M. Nam**, P. V. Ca, P. V. Tuan, T. T. Duy, and V. N. Q. Bao, "Security versus Reliability Study for Multi-hop Cognitive M2M Networks With Joint Impact of Interference Constraint and Hardware Noises," presented at the

*International Conference on Advanced Technologies for Communications, Ho Chi Minh, 2018 (IEEE Indexed).*

- [C3] P. T. Tin, **P. M. Nam**, T. T. Duy, T. T. Phuong, and M. Voznak, "Throughput Analysis of Power Beacon-Aided Multi-hop Relaying Networks Employing Non-Orthogonal Multiple Access With Hardware Impairments," presented at the AETA2018, *part of the Lecture Notes in Electrical Engineering book series* Ostrava-Poruba, Czech Republic 2018.
- [C4] N. X. Tuyên, **P. M. Nam**, T. T. Duy, and P. V. Ca, "Phân tích hiệu năng mạng chuyển tiếp đa chặng sử dụng NOMA dưới sự ảnh hưởng của giao thoa đồng kênh và khiếm khuyết phân cứng," in *Hội thảo Quốc gia lần thứ XXII về điện tử, Truyền thông và Công nghệ Thông tin (REV-ECIT 2019)*, Hanoi, Vietnam, 2019, vol. 2, pp. 106-111.