

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT  
THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH

ĐÀO THỊ THU THỦY

THIẾT KẾ VÀ PHÂN TÍCH CÁC GIAO THỨC NÂNG CAO  
HIỆU NĂNG MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU

LUẬN ÁN TIẾN SĨ  
NGÀNH: KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ

Tp. Hồ Chí Minh, tháng 07/2023

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT  
THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH

ĐÀO THỊ THU THỦY

THIẾT KẾ VÀ PHÂN TÍCH CÁC GIAO THỨC NÂNG CAO  
HIỆU NĂNG MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU  
NGÀNH: KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - 9520203

Người hướng dẫn khoa học: TS. Phạm Ngọc Sơn

Phản biện 1:

Phản biện 2:

Phản biện 3:

Tp. Hồ Chí Minh, tháng 07/2023

**QUYẾT ĐỊNH**

**V.v giao đề tài luận án và người hướng dẫn NCS khóa 2019 - 2022**

**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 Tp.HCM trực thuộc Bộ Giáo dục và Đào tạo;

Căn cứ Quyết định số 937/QĐ-TTg ngày 30 tháng 6 năm 2017 về việc phê duyệt đề án thí điểm đổi mới cơ chế hoạt động của trường đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM;

Căn cứ Quyết định số 2727/QĐ-ĐHSPKT ngày 24 tháng 12 năm 2018 của Hiệu Trưởng Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP Hồ Chí Minh về việc ban hành Quy chế tổ chức và hoạt động của trường đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM;

Căn cứ Thông tư số 08/2017/TT-BGDĐT ngày 04 tháng 4 năm 2017 của Bộ Giáo dục và Đào tạo về việc Ban hành Quy chế tuyển sinh và đào tạo trình độ tiến sĩ;

Xét nhu cầu công tác và khả năng cán bộ;

Xét đề nghị của Trường khoa/Viện quản ngành và Trường phòng Đào tạo,

**QUYẾT ĐỊNH:**

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

Nghiên cứu sinh : **Đào Thị Thu Thủy**

Ngành : **Kỹ thuật điện tử** Khoa: **2019 - 2022**

Tên luận án : **Thiết kế và phân tích các giao thức nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều**

Người HD thứ nhất (HD chính): **TS. Phạm Ngọc Sơn**

Người HD thứ hai :

Thời gian thực hiện : **01/10/2019 đến 01/10/2022**

**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/Viện 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, SĐH (4b).



# LÝ LỊCH CÁ NHÂN

## I. Thông tin cá nhân:

Họ và tên: ĐÀO THỊ THU THỦY

Giới tính: Nữ

Ngày sinh: 28/08/1978

Nơi sinh: Hưng Yên

## II. Quá trình đào tạo:

Từ 1996 đến 2001: sinh viên đại học khoa Điện - Điện Tử, trường Đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh.

Từ 2002 đến 2004: học viên cao học khoa Điện - Điện Tử, trường Đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh.

Từ 2019 đến nay: nghiên cứu sinh khoa Điện - Điện tử, trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh.

## III. Quá trình công tác:

Từ năm 2001 đến nay: giảng viên khoa Công Nghệ Điện Tử, trường Đại học Công nghiệp Thành phố Hồ Chí Minh.

*Thành phố Hồ Chí Minh, ngày tháng năm 2023*

Đào Thị Thu Thủy

# 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.

*Thành phố Hồ Chí Minh, ngày    tháng    năm 2023*

Đào Thị Thu Thủy

## LỜI CẢM TẠ

Đầu tiên tôi xin chân thành cảm ơn TS. Phạm Ngọc Sơn đã tận tình hướng dẫn trong quá trình nghiên cứu để tôi hoàn thành luận án này.

Tôi xin gửi lời cảm ơn đến các thầy cô trong khoa Điện - Điện tử, các thầy cô phòng Đào tạo Sau Đại học của trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh, đã tạo điều kiện cho tôi trong quá trình học tập và nghiên cứu tại trường.

Tôi xin cảm ơn Ban giám hiệu và Lãnh đạo khoa Công nghệ Điện tử của trường Đại học Công nghiệp Thành phố Hồ Chí Minh đã tạo điều kiện cho tôi trong quá trình làm nghiên cứu sinh. Xin cảm ơn các đồng nghiệp, các anh chị em đã trực tiếp và gián tiếp giúp tôi thực hiện mong muốn tiếp tục học tập và nghiên cứu của mình.

Cuối cùng, tôi xin cảm ơn gia đình thân yêu đã động viên về tinh thần và tạo động lực cho tôi trong quá trình học tập và nghiên cứu.

*Thành phố Hồ Chí Minh, ngày tháng năm 2023*

Đào Thị Thu Thủy

## TÓM TẮT

Nội dung chính của luận án là đề xuất ba mô hình và giao thức mới để nâng cao hiệu năng của mạng hợp tác hai chiều (TW: Two-Way) trong môi trường vô tuyến thông thường và vô tuyến nhận thức dạng nền. Đồng thời, các mô hình được xem xét trong các điều kiện giả định gần với thực tế hơn so với các công trình đã công bố.

Mô hình đầu tiên là mạng hợp tác hai chiều gồm hai nguồn và một cụm thiết bị chuyển tiếp. Trong mô hình sử dụng kỹ thuật lựa chọn thiết bị chuyển tiếp (RS: Relay Selection) bán phần, kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự (SIC: Successive Interference Cancellation) và kỹ thuật mã hóa mạng số (DNC: Digital Network Coding). Mô hình được khảo sát trong các điều kiện lý tưởng và thực tế của kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự và thông tin trạng thái kênh truyền (CSI: Channel State Information). Phương pháp lựa chọn thiết bị chuyển tiếp bán phần giúp giảm thiểu thời gian thu thập các CSI. Kỹ thuật SIC và DNC giúp giảm số khe thời gian truyền nhận dữ liệu. Kết quả cho thấy thông lượng hệ thống (TP: Throughput) được cải thiện so với trường hợp không sử dụng kết hợp các kỹ thuật trên. Bên cạnh đó mô hình đạt được thông lượng hệ thống cực đại tại các vị trí của cụm thiết bị chuyển tiếp nếu chọn hệ số phân chia công suất phù hợp cho hai nguồn.

Mô hình tiếp theo là mạng vô tuyến nhận thức hai chiều dạng nền sử dụng bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại (RIS: Reconfigurable Intelligent Surface). Mô hình gồm hai nguồn thứ cấp truyền tín hiệu cho nhau thông qua RIS, mô hình hoạt động ở chế độ song công (FD: Full-Duplex) và trong điều kiện hạn chế can nhiễu của một cụm máy thu sơ cấp (PR: Primary Receiver). Ưu điểm của RIS so với thiết bị chuyển tiếp truyền thống là RIS gần như không cần năng lượng khi hoạt động, không có phần cứng phức tạp, tiết kiệm chi phí triển khai và vận hành. Đồng thời, công nghệ vô tuyến nhận thức (CR: Cognitive Radio) giúp nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tần. Mô hình đã được phân tích trong điều kiện thực tế còn tồn tại

nhều vòng lặp ở anten thu của hai nguồn thứ cấp do truyền song công. Xác suất dừng (OP: Outage Probability) của hai nguồn trong hệ thống thứ cấp được khảo sát đánh giá thông qua các tham số: tỉ số ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên công suất nhiễu; tỉ số công suất phát tối đa mà phần cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu; số phần tử phản xạ của RIS; số lượng máy thu sơ cấp; khả năng triệt nhiễu vòng lặp do truyền song công; khoảng cách giữa RIS và hai nguồn; và khoảng cách giữa máy thu sơ cấp và hai nguồn.

Bên cạnh đó, với mục đích tiết kiệm năng lượng cho các mạng không dây chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như Mạng Cảm Biến Không Dây (WSN: Wireless Sensor Network) và mạng Internet vạn vật (IoT: Internet of Things), mô hình thứ ba được đề xuất là mạng hợp tác hai chiều có khả năng thu hoạch năng lượng (EH: Energy Harvesting) thông qua tín hiệu vô tuyến tại thiết bị chuyển tiếp. Và thực tế là các linh kiện trong thiết bị thu năng lượng là phi tuyến nên trong mô hình đã xem xét EH phi tuyến với phương pháp phân chia công suất. Kết quả nghiên cứu cho thấy tồn tại hệ số phân bổ công suất tối ưu để hệ thống có xác suất dừng nhỏ nhất.

Tóm lại, ba mô hình và giao thức được đề xuất của mạng hợp tác hai chiều đã cải thiện các tiêu chí đánh giá hiệu năng khác nhau như giảm xác suất dừng, tăng thông lượng, tăng hiệu quả sử dụng phổ, hiệu quả sử dụng năng lượng hoặc giảm chi phí khi triển khai hệ thống. Các tiêu chí đánh giá hiệu năng của tất cả các mô hình và giao thức đều được phân tích đánh giá bằng phương pháp toán học và được kiểm chứng bằng mô phỏng Monte Carlo. Các biểu thức toán học được biểu diễn dạng tường minh chính xác, gần đúng và tiếp cận mang lại cái nhìn tổng quan trong việc đánh giá và tối ưu hệ thống khi quy hoạch và thiết kế mạng. Cuối cùng các kết quả đã được biện luận để nổi bật các ưu điểm của mô hình được đề xuất.



## ABSTRACT

The main content of the dissertation is the proposal of three new models and protocols to enhance the performance of two-way cooperative networks in both conventional radio and the underlay cognitive radio environments. Additionally, the models considered under hypothetical conditions are more realistic than those in the previous works.

The first model is a two-way cooperative network consisting of two sources and a cluster of relay devices. The model employs partial Relay Selection (RS), Successive Interference Cancellation (SIC) and Digital Network Coding (DNC) techniques. The model is investigated under both ideal and real conditions of SIC and Channel State Information (CSI). The partial RS method helps to minimize the time for collecting CSI. The SIC and DNC techniques reduce the number of time slots required for data transmission and reception. The results show that the system Throughput (TP) has improved compared to the case where these techniques are not combined. Besides, the model achieves the maximum throughput at specific positions of the relay cluster by selecting suitable values of power coefficients for the two sources.

The next model is a two-way cooperative network in the underlay cognitive radio environment using a Reconfigurable Intelligent Surface (RIS). The model consists of two secondary sources that transmit signals to each other, operating in Full-Duplex (FD) mode and under interference-limited conditions of a Primary Receiver (PR) cluster. The advantage of RIS compared to traditional relay devices is that RIS requires almost no energy when operating, has no complicated hardware and operates across all frequency bands, thus saving energy, deployment, and operational costs. Additionally, Cognitive Radio (CR) technology helps to improve spectrum efficiency. The model has been analyzed under the realistic condition that exists the residual loop-back interference in the receiving antenna of two secondary

sources due to the FD mode. The Outage Probability (OP) of two secondary sources is investigated and evaluated through parameters: the maximum interference power to plus noise ratio that PRs can decode information in the primary network; the maximum signal-to-plus-noise ratio that the secondary sources hardware can satisfy; the number of metasurfaces; the number of primary receivers; the loop interference suppression ability of FD transmission; the distances between the RIS and two secondary sources; and the distances between the PR cluster and two secondary sources.

Moreover, to save energy for low-cost and resource-constrained wireless networks such as wireless sensor networks (WSN) and the Internet of Things (IoT), the third proposed model is a two-way cooperative network with energy harvesting (EH) capability through wireless signals at the relay. In reality, the components in the energy harvesting device are nonlinear. Therefore, the model considers nonlinear EH with the power splitting method. The research results show the existence of an optimal power allocation ratio for the system to achieve the minimum outage probability.

In summary, three proposed models and protocols for the two-way cooperative network have improved various performance criteria such as reducing outage probability, increasing throughput, improving spectrum utilization efficiency, enhancing energy efficiency, and minimizing cost during deployment. The performance evaluation criteria of the models and protocols are investigated through mathematical analysis and verified through Monte Carlo simulations. The mathematical expressions are expressed in exact, approximate and asymptotic forms to help network planners and designers have an overview in the system evaluation and optimization. Finally, the results were discussed to highlight the advantages of the proposed models.

# MỤC LỤC

LÝ LỊCH CÁ NHÂN .....	i
LỜI CAM ĐOAN .....	ii
LỜI CẢM ƠN.....	iii
TÓM TẮT .....	iv
MỤC LỤC.....	viii
DANH SÁCH HÀM TOÁN HỌC.....	xii
DANH SÁCH CHỮ VIẾT TẮT .....	xiii
DANH SÁCH CÁC HÌNH .....	xvi
DANH SÁCH CÁC BẢNG .....	xix
MỞ ĐẦU.....	1
1. Lý do chọn đề tài.....	1
2. Mục tiêu và nội dung nghiên cứu.....	2
3. Nhiệm vụ nghiên cứu .....	3
4. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu.....	3
5. Hướng tiếp cận và phương pháp nghiên cứu .....	4
6. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu .....	5
7. Cấu trúc của luận án.....	5
Chương 1. TỔNG QUAN NHỮNG VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU.....	8
1.1 Giới thiệu .....	8
1.2 Các công bố quốc tế về mạng hợp tác hai chiều.....	8
1.3 Các công bố trong nước về mạng hợp tác hai chiều.....	15

1.4 Kết luận.....	17
Chương 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT.....	19
2.1 Mạng hợp tác hai chiều.....	19
2.2 Các kỹ thuật nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều.....	21
2.2.1 Mã hóa mạng số.....	21
2.2.2 Đa truy cập phi trực giao miền công suất và triệt can nhiễu tuần tự.....	22
2.2.3 Kỹ thuật lựa chọn chuyển tiếp.....	25
2.2.4 Thu hoạch năng lượng vô tuyến.....	26
2.2.5 Bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại.....	27
2.2.6 Công nghệ vô tuyến nhận thức.....	29
2.3 Kênh truyền vô tuyến.....	30
2.3.1 Mô hình toán học mô tả kênh truyền vô tuyến.....	30
2.3.2 Thông tin trạng thái kênh truyền.....	33
Chương 3. MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU SỬ DỤNG KỸ THUẬT TRIỆT CAN NHIỄU TUẦN TỰ VÀ MÃ HÓA MẠNG SỐ.....	35
3.1 Giới thiệu.....	35
3.2 Mô hình nghiên cứu.....	36
3.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu.....	37
3.4 Phân tích hiệu năng mạng.....	42
3.4.1 Xác suất dừng của giao thức SIC-2TS.....	42

3.4.2	Xác suất dừng của giao thức SIC-3TS .....	45
3.4.3	Xác suất dừng của giao thức CONV-4TS .....	45
3.4.4	Thông lượng của ba giao thức .....	46
3.5	Mô phỏng và thảo luận các kết quả .....	47
3.5.1	Xác suất dừng hoạt động của hai nguồn.....	47
3.5.2	Thông lượng của hệ thống.....	51
3.6	Kết luận.....	55
Chương 4.	MẠNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC HAI CHIỀU SỬ DỤNG BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH.....	57
4.1	Giới thiệu .....	57
4.2	Mô hình nghiên cứu .....	58
4.3	Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu .....	60
4.4	Phân tích hiệu năng mạng.....	62
4.5	Mô phỏng và thảo luận các kết quả .....	68
4.6	Kết luận.....	77
Chương 5.	THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG PHI TUYẾN TRONG MẠNG VÔ TUYẾN HỢP TÁC HAI CHIỀU .....	79
5.1	Giới thiệu .....	79
5.2	Mô hình nghiên cứu.....	80
5.3	Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu .....	81

5.4 Phân tích hiệu năng mạng .....	84
5.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả .....	87
5.6 Kết luận.....	91
Chương 6. KẾT LUẬN .....	92
6.1 Kết luận.....	92
6.2 Hướng phát triển của luận án.....	94
PHỤ LỤC.....	95
A. Chứng minh công thức (3.17).....	95
B. Chứng minh công thức (3.19).....	96
C. Chứng minh công thức (4.10) và (4.11) .....	97
D. Chứng minh công thức (5.20) và (5.21) .....	99
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	101

## DANH SÁCH HÀM TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa
$\text{Pr}(\cdot)$	Toán tử xác suất.
$F_Y(\cdot)$	Hàm phân bố xác suất tích lũy.
$f_Y(\cdot)$	Hàm mật độ phân bố xác suất.
$E[\cdot]$	Toán tử kỳ vọng.
$V[\cdot]$	Toán tử phương sai.
$\oplus$	Toán tử XOR.
$\max(\cdot)$	Hàm tính giá trị lớn nhất.
$\text{argmax}(\cdot)$	Hàm tìm một phần tử để đạt giá trị lớn nhất.
$\Gamma[\cdot]$	Hàm Gamma.
$\gamma[\cdot, \cdot]$	Hàm Gamma không hoàn chỉnh dưới.
$\Gamma[\cdot, \cdot]$	Hàm Gamma không hoàn chỉnh trên.
$W, 0$	Hàm Whittaker.
$  $	Toán tử biên độ.
$  ^2$	Toán tử độ lợi.

## DANH SÁCH CHỮ VIẾT TẮT

AF	Amplify-and-Forward	Khuyếch đại và chuyển tiếp
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều cộng có phân bố Gaussian
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bit
BS	Base Station	Trạm gốc
CDF	Cumulative Distribution Function	Hàm phân bố xác suất tích lũy
CE	Cost Efficiency	Hiệu quả chi phí
CONV	Conventional	Thông thường
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh truyền
CR	Cognitive Radio	Vô tuyến nhận thức
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
DNC	Digital Network Coding	Mã hóa mạng số
EE	Energy Efficiency	Hiệu quả năng lượng
EGC	Equal Gain Combining	Kết hợp đồng độ lợi
EH	Energy Harvesting	Thu hoạch năng lượng
FD	Full-Duplex	Truyền song công
HD	Half-Duplex	Truyền bán song công
i.i.d	Independent & Identically Distributed	Phân bố giống nhau và độc lập nhau
IoT	Internet of Things	Internet vạn vật
ipCSI	Imperfect Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh truyền không hoàn hảo
ipSIC	Imperfect Successive Interference Cancellation	Triệt can nhiễu tuần tự không hoàn hảo
LoS	Line of Sight	Đường truyền thẳng



MAC	Medium Access Control	Điều khiển truy nhập môi trường
MIMO	Multiple Input and Multiple Output	Đa đầu vào đa đầu ra
MRC	Maximal Ratio Combiner	Kết hợp tỉ lệ cực đại
MS	Metasurfaces	Siêu bề mặt
NEH	Nonlinear Energy Harversting	Thu hoạch năng lượng phi tuyến
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập phi trực giao
OMA	Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập trực giao
OP	Outage Probability	Xác suất dừng
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ phân bố xác suất
PS	Power Splitting	Phân chia theo công suất
pCSI	Perfect Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh truyền hoàn hảo
pSIC	Perfect Successive Interference Cancellation	Triệt can nhiễu tuần tự hoàn hảo
PR	Primary Receiver	Thiết bị thu sơ cấp
R	Relay	Thiết bị chuyển tiếp
RIS	Reconfigurable Intelligent Surface	Bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại
RS	Relay Selection	Lựa chọn thiết bị chuyển tiếp
RV	Random Variable	Biến ngẫu nhiên
S	Source	Nguồn
SC	Selection Combine	Kết hợp chọn lọc
SE	Spectral Efficiency	Hiệu quả phổ tần
SER	Symbol Error Rate	Tỉ lệ lỗi kí tự
SIC	Successive Interference Cancellation	Triệt can nhiễu tuần tự
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu

SINR	Signal to Interference Plus Noise Ratio	Tỉ số công suất tín hiệu trên can nhiễu cộng nhiễu nội.
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer	Truyền năng lượng và thông tin đồng thời
SU	Secondary User	Người dùng thứ cấp
TP	Throughput	Thông lượng
TS	Time Slot	Khe thời gian
TW	Two-Way	Hai chiều
WSN	Wireless Sensor Network	Mạng cảm biến không dây

## DANH SÁCH CÁC HÌNH

Hình 2.1: Các mô hình truyền nhận tín hiệu của mạng hợp tác hai chiều .....	20
Hình 2.2: Mô hình NOMA đường xuống cơ bản [7].....	23
Hình 2.3: Mô hình NOMA hợp tác đường xuống có người dùng gần có chức năng chuyển tiếp [21].....	24
Hình 2.4: Mô hình NOMA hợp tác đường xuống có thiết bị chuyển tiếp [24] .....	24
Hình 2.5: Mô hình NOMA đường lên [26].....	25
Hình 2.6: Mô hình bề mặt phản xạ thông minh [84].....	28
Hình 2.7: Mô hình kênh phân bố fading Rayleigh.....	30
Hình 2.8: Mô hình kênh phân bố fading Rician.....	31
Hình 2.9: Mô hình kênh phân bố Nakagami-m fading .....	32
Hình 3.1: Mô hình mạng hợp tác hai chiều SIC-2TS. ....	36
Hình 3.2: Xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS theo $P_S / N_0(dB)$ với hai trường hợp pSIC và ipSIC. ....	48
Hình 3.3: Xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS theo $P_S / N_0(dB)$ với hai trường hợp pSIC- pCSI và ipSIC- ipCSI. ....	49
Hình 3.4: Xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS và CONV-4TS theo $P_S / N_0(dB)$ với hai trường hợp pCSI và ipCSI. ....	50
Hình 3.5: Thông lượng hệ thống của các giao thức SIC-2TS, CONV-4TS và SIC-3TS theo $P_S / N_0(dB)$ trong hai trường hợp pCSI và ipCSI. ....	51

Hình 3.6: Thông lượng hệ thống của hai giao thức SIC-2TS và CONV-4TS theo $d_1$ . .....	52
Hình 3.7: Thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS theo $\alpha_1$ và $d_1$ . .....	53
Hình 3.8: Thông lượng hệ thống của hai giao thức SIC-2TS theo $d_1$ và $\rho$ . .....	55
Hình 4.1: Mô hình mạng vô tuyến nhận thức hai chiều MPR-UTW-RIS .....	59
Hình 4.2: Giá trị sai số $\xi_p$ (%) theo $M$ với số các phần tử phản xạ khác nhau. ....	69
Hình 4.3: Xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo $Q(dB)$ với số phần tử phản xạ khác nhau.....	70
Hình 4.4: Xác suất dừng của $S_1$ và $S_2$ theo $\gamma_0 = P_{\max} / N_0(dB)$ với số phần tử phản xạ khác nhau.....	71
Hình 4.5: Xác suất dừng của $S_1$ và $S_2$ theo $Q(dB)$ với số lượng máy thu sơ cấp khác nhau.....	73
Hình 4.6: Xác suất dừng của $S_1$ và $S_2$ theo $Q(dB)$ khi giá trị nhiễu vòng lặp khác nhau. ....	74
Hình 4.7: Xác suất dừng của $S_1$ và $S_2$ theo $x_R$ và $y_R$ .....	75
Hình 4.8: Xác suất dừng của $S_1$ và $S_2$ theo $x_{PR}$ và $y_{PR}$ .....	76
Hình 4.9: Xác suất dừng của $S_1$ và $S_2$ trong mô hình MPR-UTW-RIS và mô hình hai chiều song công dùng thiết bị chuyển tiếp AF trong [63] theo $Q(dB)$ . .....	77
Hình 5.1: Mô hình mạng EH hai chiều NEH-TW-DNC.....	80
Hình 5.2: Xác suất dừng của hai nguồn theo $P_s / N_0(dB)$ với $P_{th}$ thay đổi. ....	88

Hình 5.3: Xác suất dừng của nguồn  $S_1$  theo  $P_{th}(dB)$  khi  $P_s / N_0$  và  $d_1$  thay đổi.....89

Hình 5.4: Xác suất dừng của nguồn theo  $S_1$  theo  $\rho$  với ba giá trị  $P_{th}$  .....90

## DANH SÁCH CÁC BẢNG

Bảng 3.1: Các giá trị thông lượng lớn nhất tương ứng với khoảng cách $d_1$ và hệ số phân chia công suất $\alpha_1$ . . . . .	54
Bảng 4.1: Giá trị sai số tối thiểu tương ứng với số lượng phần tử phản xạ $T$ và số lượng số hạng đầu của tổng vô hạn $M$ . . . . .	69
Bảng 5.1: Giao thức truyền ba khe thời gian của mô hình NEH-TW-DN. . . . .	81

# MỞ ĐẦU

## 1. Lý do chọn đề tài

Ngày nay, với sự phát triển vượt bậc của khoa học kỹ thuật, cuộc cách mạng 4.0 và các ứng dụng công nghệ IoT dẫn đến số lượng người dùng và thiết bị sử dụng kết nối vô tuyến tăng nhanh, cùng với đó là lượng dữ liệu được lưu thông trên môi trường vô tuyến cũng tăng với tốc độ đột biến. Điều này gia tăng các thách thức cho mạng truyền thông vô tuyến như: sử dụng hiệu quả năng lượng (EE), sử dụng hiệu quả phổ tần (SE), tăng dung lượng, cải thiện tốc độ dữ liệu, giảm độ trễ và tăng chất lượng của dịch vụ. Mạng vô tuyến hợp tác là một giải pháp có thể đáp ứng các thách thức này vì có độ phân tập không gian cao, giảm ảnh hưởng của suy hao đường truyền, cải thiện thông lượng điểm truy cập mạng, cải thiện chất lượng vùng phủ sóng so với mạng truyền trực tiếp [1, 2].

Đồng thời, mạng vô tuyến hai chiều giúp nâng cao SE so với mạng một chiều bởi vì hai thiết bị trong mạng hai chiều không phân biệt là thiết bị phát hay thu, mà có thể đồng thời truyền nhận thông tin qua lại cho nhau, còn trong mạng một chiều là phân biệt rõ một thiết bị phát và một thiết bị thu [3]. Mạng hợp tác hai chiều có một hoặc nhiều thiết bị chuyển tiếp đặc biệt hữu ích trong nâng cao hiệu năng hệ thống khi đường truyền trực tiếp giữa hai thiết bị có suy hao lớn [4, 5].

Hiệu năng mạng vô tuyến hợp tác được cải thiện nhờ các kỹ thuật xử lý và kết hợp tín hiệu tại thiết bị chuyển tiếp. Đầu tiên là kỹ thuật đa truy cập phi trực giao (NOMA) giúp cải thiện hiệu quả phổ, mở rộng kết nối, giảm độ trễ truy cập và nâng cao tính công bằng giữa những thiết bị người dùng [6, 7]. Giải pháp sử dụng cụm chuyển tiếp tận dụng sự ngẫu nhiên của kênh truyền từ nguồn phát đến các thiết bị thu trong cụm và chọn được chuyển tiếp tốt nhất tùy theo tiêu chí cụ thể để truyền tín hiệu giúp tăng chất lượng truyền tin [8]. Bên cạnh đó công nghệ vô tuyến nhận

thức (CR) giúp nâng cao SE vì các thiết bị trong mạng thứ cấp được phép dùng chung dải phổ đã được cấp phép của người dùng sơ cấp [9]. Gần đây công nghệ hỗ trợ chuyển tiếp thông tin mới RIS được nghiên cứu và mang lại lợi ích như tăng hiệu quả sử dụng phổ, tiết kiệm năng lượng và giảm chi phí đầu tư ban đầu [10, 11]. Với mạng hợp tác hai chiều, sử dụng kỹ thuật mã hóa mạng giúp tăng thông lượng hệ thống, cải thiện tốc độ truyền do giảm khe thời gian truyền giữa các thiết bị [12]. Ngoài ra còn có các kỹ thuật ảnh hưởng đến hiệu năng mạng như truyền song công (FD), bán song công (HD), mã hóa dữ liệu, thu thập thông tin kênh truyền, thu hoạch năng lượng và khảo sát hệ thống dưới các điều kiện ràng buộc khi vận hành thực tế. Nhiều vấn đề nâng cao hiệu năng mạng hai chiều như đã từng thực hiện cho mạng hợp tác một chiều vẫn cần nghiên cứu và triển khai.

Trong đề tài “**THIẾT KẾ VÀ PHÂN TÍCH CÁC GIAO THỨC NÂNG CAO HIỆU NĂNG MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU**”, nghiên cứu sinh đề xuất và phân tích các giao thức mới nhằm nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều, cụ thể như tăng thông lượng (TP), giảm xác suất dừng hoạt động (OP), tăng hiệu quả sử dụng phổ tần, đạt tốc độ truyền tin cao, tăng hiệu quả sử dụng năng lượng và tiết kiệm chi phí (CE) trong thực thi hệ thống. Các giao thức mạng hai chiều được đề xuất và các thông số đánh giá hiệu năng sẽ được phân tích dưới dạng biểu thức toán học tường minh, sau đó được kiểm chứng bằng phương pháp mô phỏng Monte Carlo. Đề tài nghiên cứu đóng góp hữu ích cho cộng đồng nghiên cứu, cho các công ty sản xuất thiết bị viễn thông để hướng tới cung cấp chất lượng dịch vụ tốt hơn cho khách hàng. Kết quả nghiên cứu của luận án có thể được dùng trong mạng IoT, mạng không đồng nhất, mạng cảm biến không dây (WSN), mạng robot trong công nghiệp.

## **2. Mục tiêu và nội dung nghiên cứu**

- Thiết kế các mô hình và các giao thức mới để nâng cao hiệu năng mạng như tăng thông lượng, giảm xác suất dừng, tăng SE, tăng EE, tăng tốc độ truyền tin cho mạng hợp tác hai chiều trong mạng vô tuyến thông thường và vô tuyến nhận thức.



- Phân tích các tiêu chí đánh giá hiệu năng của các giao thức được đề xuất dưới dạng biểu thức toán học tường minh chính xác, biểu thức toán học xấp xỉ hoặc biểu thức tiệm cận.
- Luận án xem xét các mô hình trong điều kiện giả định thực tế hơn so với các công bố đã có như: thông tin trạng thái kênh truyền không hoàn hảo; điều kiện triệt can nhiễu tuân tự không hoàn hảo; còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu trong truyền song công, thu hoạch năng lượng phi tuyến.

### **3. Nhiệm vụ nghiên cứu**

- Đầu tiên nghiên cứu sinh khảo sát các công bố về mạng vô tuyến hai chiều để phát hiện các vấn đề còn tồn tại và có thể phát triển liên quan đến đề tài. Từ đó đề xuất và thiết kế các mô hình và giao thức giúp nâng cao hiệu năng mạng vô tuyến hai chiều.
- Phân tích các tiêu chí đánh giá hiệu năng của mô hình đã được đề xuất. Dựa trên các biểu thức phân tích toán nhằm tìm ra các đặc điểm tối ưu của đề xuất và dùng phương pháp mô phỏng Monte Carlo để chứng minh tính hợp lý và chính xác của các biểu thức.
- So sánh các kỹ thuật được đề xuất với các kỹ thuật đã được công bố.

### **4. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu**

- Mạng hợp tác hai chiều, mạng vô tuyến nhận thức hai chiều, các tiêu chí đánh giá hiệu năng mạng như OP và TP.
- Các kỹ thuật nâng cao hiệu năng mạng hai chiều: mã hóa mạng số; lựa chọn thiết bị chuyển tiếp; đa truy cập phi trực giao; triệt can nhiễu tuân tự; thu hoạch năng lượng vô tuyến; truyền song công.
- Sử dụng kỹ thuật hỗ trợ truyền thông tin mới RIS trong mạng hai chiều.

- Các điều kiện ràng buộc thực tế như: thông tin kênh truyền không hoàn hảo; triệt can nhiễu tuần tự không hoàn hảo; còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu trong truyền song công; nhiễu thiết bị thu sơ cấp; thu hoạch năng lượng phi tuyến.
- Các kênh truyền fading Rayleigh có phân bố giống nhau và độc lập nhau (i.i.d).

## **5. Hướng tiếp cận và phương pháp nghiên cứu**

### **a. Hướng tiếp cận:**

Phân tích và đánh giá các kết quả nghiên cứu và các điều kiện giả thiết khoa học của các công bố trong và ngoài nước liên quan đến đề tài luận án. Từ đó xác định được các vấn đề còn tồn tại và đưa ra hướng thực hiện của đề tài. Tiếp theo là thiết kế các mô hình/giao thức và giải pháp để nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều tốt hơn và khảo sát các mô hình/giao thức ở các điều kiện môi trường truyền thông thực tế hơn.

### **b. Phương pháp nghiên cứu:**

Các phương pháp nghiên cứu được sử dụng trong luận án là: phân tích và tổng hợp; mô hình hóa bằng công cụ toán học với việc vận dụng lý thuyết phân tích tín hiệu, lý thuyết toán giải tích và lý thuyết xác suất; và so sánh. Cụ thể:

- Phân tích và tổng hợp các kết quả của các công trình đã được công bố từ đó đề xuất ra các mô hình và giao thức mới cho mục tiêu của đề tài.
- Từ mô hình/giao thức đã đề xuất cùng với các giả thiết toán học được chọn, xây dựng mô hình toán và chọn các tiêu chí để đánh giá hiệu năng. Tìm và phân tích các biểu thức chính xác, xấp xỉ hay tiệm cận của tiêu chí để đánh giá hiệu năng được chọn. Khảo sát các biểu thức theo các thông số của mạng ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống, và hướng đến bài toán tối ưu là chọn được các bộ thông số để hệ thống có hiệu năng tốt nhất.

- Viết chương trình mô phỏng để kiểm chứng tính đúng đắn của mô hình toán và các biểu thức phân tích.
- So sánh các kết quả thu được với các kết quả của các công bố đã có để thấy được ưu điểm của mô hình/giao thức đã được đề xuất.

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

- Đề xuất giải pháp kết hợp các kỹ thuật mã hóa mạng số, triệt can nhiễu tuần tự và cụm thiết bị chuyển tiếp giúp giảm khe thời gian truyền tín hiệu, tăng khả năng truyền tín hiệu thành công dẫn đến tăng thông lượng cho mạng hợp tác hai chiều. Đồng thời xem xét hệ thống trong các điều kiện giả định gần thực tế hơn như thông tin kênh truyền không hoàn hảo và triệt can nhiễu không hoàn hảo.
- Đề xuất giải pháp mạng vô tuyến nhận thức hợp tác hai chiều sử dụng RIS giúp tăng EE và CE. Đồng thời cải thiện hiệu quả sử dụng phổ tần vô tuyến hữu hạn vì dùng chung dải tần theo dạng nền của công nghệ CR. Phân tích hệ thống trong điều kiện thực tế của truyền song công là còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu và mạng thứ cấp bị giới hạn công suất bởi nhiễu máy thu sơ cấp.
- Sử dụng nguồn năng lượng sạch từ sóng vô tuyến, hỗ trợ cho các mạng vô tuyến hợp tác hai chiều chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như mạng WSN và mạng IoT. Và cũng xem xét điều kiện thực tế là các linh kiện điện tử của bộ thu năng lượng của thiết bị chuyển tiếp có đặc tính phi tuyến.

## 7. Cấu trúc của luận án

Luận án gồm phần mở đầu và 6 chương như sau:

**Mở đầu:** Trình bày những thách thức cần giải quyết của mạng truyền thông vô tuyến và nêu lý do chọn đề tài, mục tiêu, nội dung, nhiệm vụ, đối tượng và phạm vi nghiên cứu của đề tài. Tiếp theo là đưa ra hướng tiếp cận và phương pháp nghiên cứu cùng với ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài.

## **Chương 1: Tổng quan**

Trong chương này, nghiên cứu sinh phân tích, tổng hợp, so sánh các công bố liên quan tới mạng vô tuyến hai chiều và mạng vô tuyến hợp tác hai chiều những năm gần đây. Từ đó nghiên cứu sinh xác định các vấn đề còn tồn tại, các nội dung còn có thể phát triển và đề xuất các hướng nghiên cứu của luận án.

## **Chương 2: Cơ sở lý thuyết**

Trong chương này, nghiên cứu sinh trình bày ngắn gọn cơ sở lý thuyết về các mô hình mạng vô tuyến hợp tác hai chiều và các mô hình kênh truyền vô tuyến. Các lý thuyết về các kỹ thuật mã hóa mạng, lựa chọn thiết bị chuyển tiếp, đa truy cập phi trực giao, triệt can nhiễu tuần tự, công nghệ vô tuyến nhận thức và thu hoạch năng lượng vô tuyến có sử dụng trong các chương tiếp theo.

## **Chương 3: Mạng hợp tác hai chiều sử dụng kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự và mã hóa mạng số**

Nghiên cứu mô hình mạng hợp tác hai chiều với sự hỗ trợ của nhiễu thiết bị chuyển tiếp. Một thiết bị chuyển tiếp được chọn theo tiêu chí tối ưu độ lợi kênh truyền của nguồn gán và sau đó sử dụng kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự và mã hóa mạng số để xử lý tín hiệu. Đồng thời mô hình được xem xét trong điều kiện lý tưởng và các điều kiện thực tế như ipSIC/ipCSI. Phân tích OP và TP của hệ thống theo các thông số tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu, và so sánh với các hệ thống không dùng đồng thời các kỹ thuật trên.

## **Chương 4: Mạng vô tuyến nhận thức hai chiều sử dụng bề mặt phản xạ thông minh**

Nghiên cứu mô hình mạng vô tuyến nhận thức hợp tác hai chiều với sự hỗ trợ của RIS để truyền tin. Mô hình sử dụng phương thức truyền song công. Mô hình có xem xét điều kiện thực tế là còn tồn tại nhiễu vòng lặp ở anten thu của hai nguồn thứ cấp

do truyền FD. OP của hệ thống được phân tích theo các thông số: ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các nguồn thu sơ cấp (PR); tỉ số công suất phát tối đa mà phần cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu; vị trí tương đối của RIS và của cụm PR; sự thay đổi số lượng phần tử phản xạ của RIS; và khả năng triệt nhiễu vòng lặp của đường truyền FD.

## **Chương 5: Thu hoạch năng lượng phi tuyến trong mạng vô tuyến hợp tác hai chiều**

Nghiên cứu mô hình EH phi tuyến trong mạng hợp tác hai chiều. Mô hình hoạt động truyền nhận thông tin trong ba khe thời gian và sử dụng phương pháp thu năng lượng phân chia theo công suất kết hợp kỹ thuật mã hóa mạng số. Các biểu thức OP chính xác và gần đúng của các nguồn được phân tích để đánh giá hiệu năng hệ thống. Đồng thời hệ số phân bổ công suất tối ưu được xác định để mô hình có OP nhỏ nhất.

## **Chương 6: Kết luận**

Trình bày những kết quả đạt được, những đóng góp mới của luận án và hướng phát triển của đề tài.

# Chương 1. TỔNG QUAN NHỮNG VẤN ĐỀ NGHIÊN CỨU

## 1.1 Giới thiệu

Mạng hợp tác hai chiều gồm hai nguồn truyền thông tin cho nhau thông qua các thiết bị chuyển tiếp. Hai phương thức xử lý tín hiệu tại thiết bị chuyển tiếp là giải mã - chuyển tiếp (DF) và khuếch đại - chuyển tiếp (AF) ở chế độ FD hoặc HD [13]. Đối với kỹ thuật DF tín hiệu sau khi được giải mã sẽ được mã hóa lại trước khi chuyển tiếp đến nút đích, còn với kỹ thuật AF tín hiệu sẽ được khuếch đại và truyền đi tiếp mà không được giải mã. Kỹ thuật AF được thực hiện đơn giản nhưng lại khuếch đại cả nhiễu trong tín hiệu nhận. Trong mạng hợp tác hai chiều cơ bản, quá trình truyền tín hiệu thông thường diễn ra trong bốn khe thời gian, trong đó nguồn thứ nhất truyền tín hiệu đến nguồn thứ hai thông qua thiết bị chuyển tiếp trong hai khe thời gian đầu tiên, và sau đó nguồn thứ hai truyền tín hiệu ngược lại cho nguồn thứ nhất trong hai khe kế tiếp [14].

Để tăng hiệu năng mạng hợp tác hai chiều các công bố tập trung vào các giải pháp giúp giảm khe thời gian truyền, tăng độ tin cậy khi truyền tín hiệu, tăng SE và tăng EE. Các công bố sử dụng các kỹ thuật như kỹ thuật mã hóa mạng, kỹ thuật lựa chọn thiết bị chuyển tiếp tối ưu, kỹ thuật đa truy cập phi trực giao, kỹ thuật thu hoạch năng lượng, truyền song công và sử dụng thiết bị hỗ trợ truyền thông tin mới RIS. Chương này sẽ tóm tắt và phân tích tình hình nghiên cứu liên quan đến hiệu năng mạng hợp tác hai chiều và đưa ra hướng nghiên cứu của luận án.

## 1.2 Các công bố quốc tế về mạng hợp tác hai chiều

**Mã hóa mạng** đã được dùng từ khá lâu trong mạng hợp tác hai chiều giúp giảm số khe thời gian truyền nhận thông tin dẫn đến giảm tổng thời gian truyền và tăng hiệu

qua sử dụng băng thông, tăng thông lượng hệ thống so với kiểu truyền cơ bản bốn khe thời gian [12, 15-19]. Trong [16] [17] truyền ba khe thời gian sử dụng chuyển tiếp DF và kỹ thuật DNC. Trong [17], khi có đường trực tiếp giữa hai nguồn ở hai khe thời gian đầu, thì mã hóa kênh-mạng kết hợp được sử dụng. Trong giải pháp này, mã hóa kênh được sử dụng ở hai nguồn và mã hóa mạng áp dụng tại thiết bị chuyển tiếp. Trong [18] đã đề xuất mô hình hai khe thời gian giải mã-chuyển tiếp kết hợp. Trong khe thời gian thứ nhất, tốc độ truyền được lựa chọn đảm bảo thiết bị chuyển tiếp có thể nhận và giải mã các tín hiệu, sau đó dùng DNC để mã hóa lại tín hiệu và phát về hai nguồn trong khe thời gian thứ hai. Trong [19] mô hình hai khe thời gian sử dụng thiết bị chuyển tiếp AF, gọi là mã hóa mạng tương tự, kỹ thuật này chỉ khuếch đại của tín hiệu được nhận của thiết bị chuyển tiếp trong khe thời gian thứ nhất và phát về hai nguồn trong khe thời gian thứ hai. Khi xem xét OP của hệ thống, các tác giả trong [12] chỉ ra rằng khi có tồn tại của đường truyền trực tiếp thì hệ thống sử dụng mã hóa mạng số có xác suất dừng nhỏ hơn sử dụng mã hóa mạng tương tự. Với mô hình dùng hai khe thời gian thì có thông lượng hệ thống cao hơn mô hình dùng ba khe thời gian.

**Đa truy cập phi trực giao** là một kỹ thuật giúp tăng dung lượng hệ thống và tăng tính công bằng giữa các thiết bị người dùng so với các kỹ thuật đa truy cập trực giao (OMA) [6, 7]. Có nhiều nghiên cứu về NOMA trong mạng truyền thông một chiều đã được công bố liên quan đến việc bảo mật năng lượng, thu hoạch năng lượng, NOMA đồng bộ/bất đồng bộ [20] trong các điều kiện thực tế như SIC hoàn hảo/không hoàn hảo (pSIC/ipSIC), thu thập CSI hoàn hảo/không hoàn hảo (pCSI/ipCSI), các lỗi phần cứng [21-26]. Gần đây các nghiên cứu mạng hợp tác hai chiều sử dụng NOMA cũng được quan tâm nhằm tận dụng các ưu điểm của NOMA. Phân tích hiệu năng của mạng hợp tác hai chiều DF dùng NOMA cho đường lên và đường xuống của hai thiết bị người dùng được nghiên cứu trong công bố [27, 28]. Trong [27], mô hình hoạt động ở chế độ FD và xem xét cả hai trường hợp pSIC và ipSIC. Hiệu năng hệ thống được phân tích dựa trên xác suất dừng, tỉ lệ Ergodic và thông lượng. Hệ thống song công nên tín hiệu được truyền và nhận

trong cùng một khe thời gian, do đó hiệu quả phổ của mô hình mạng hai chiều trong công bố [27] được cải thiện so với hệ thống bán song công [28] có mô hình tương tự. Trong [29, 30] phân tích OP và TP của một hệ thống có hai nhóm người dùng NOMA truyền tín hiệu cho nhau thông qua một thiết bị chuyển tiếp DF ở chế độ HD và pSIC [29], và điều kiện thực tế bị lỗi phần cứng và ipSIC [30]. Trong [31] tốc độ bảo mật ergodic của mô hình mạng hợp tác hai chiều dựa trên NOMA với hai thiết bị người dùng hợp pháp, một thiết bị chuyển tiếp và nhiều thiết bị nghe trộm thụ động đã được phân tích. Kết quả cho thấy mạng chuyển tiếp hai chiều dựa trên NOMA tăng khả năng bảo mật và cải thiện hiệu quả phổ tần.

Trong [32] đề xuất mô hình mạng hai chiều có một thiết bị chuyển tiếp hỗ trợ truyền thông tin và sử dụng NOMA miền công suất cho đường lên và mã hóa mạng số cho đường xuống (Hybrid -TWRS), đồng thời so sánh với 2 trường hợp: sử dụng OMA cho đường lên và mã hóa mạng cho đường xuống (NC-TWRS); NOMA cho đường lên và cho đường xuống (NOMA-TWRS). Các kết quả đã cho thấy giao thức Hybrid -TWRS có các ưu điểm trội hơn hẳn khi so với giao thức NC-TWRS và NOMA-TWRS về cải thiện TP do kết hợp được lợi ích ghép kênh của NOMA và lợi ích nén không mất dữ liệu của DNC. Hybrid-TWRS có tỉ lệ lỗi bit (BER) nhỏ hơn so với giao thức NOMA-TWRS. Hơn nữa, độ phức tạp trong xử lý tín hiệu của Hybrid-TWRS thấp hơn NOMA-TWRS và tiết kiệm được tài nguyên tính toán. *Như vậy kết hợp của NOMA và DNC đã mang lại hiệu năng mạng cao hơn hai trường hợp còn lại.*

Để tăng độ tin cậy, giảm xác suất dừng hoạt động cho mạng vô tuyến, **cụm thiết bị chuyển tiếp** đã được sử dụng. Cụm chuyển tiếp được định nghĩa là gồm nhiều thiết bị chuyển tiếp được đặt gần nhau với điều kiện sự chênh lệch khoảng cách truyền tín hiệu là không đáng kể. Một chuyển tiếp tốt nhất theo một tiêu chí cụ thể sẽ được chọn để hỗ trợ truyền nhận tín hiệu. Các phương pháp RS trong mạng hợp tác hai chiều sử dụng hai khe thời gian truyền nhận tín hiệu với phương thức bán song công gồm hai nguồn và một cụm thiết bị chuyển tiếp AF được nghiên cứu trong [33]. Ở



khe thời gian thứ nhất, hai nguồn phát đến tất cả các thiết bị chuyển tiếp đồng thời, sau đó một thiết bị chuyển tiếp có tổng tỷ lệ lỗi bit nhỏ nhất sẽ được chọn để phát tín hiệu đã nhận trở lại cả hai nguồn. Các tác giả đã xem xét hai phương pháp: phương pháp lựa chọn tối ưu và phương pháp Min-Max BER dẫn đến Max-Min tỉ lệ tín hiệu trên nhiễu của để giải mã hai tín hiệu được truyền từ hai nguồn. Trong [34] các tác giả phân tích hiệu năng dựa trên BER, dung lượng trung bình và OP với lựa chọn thiết bị chuyển tiếp AF tối ưu. Chuyển tiếp tối ưu được chọn theo tiêu chuẩn Max-Min của độ lợi kênh truyền giữa hai nguồn và thiết bị chuyển tiếp. Và với phương pháp này các tác giả đã chứng minh là tối ưu trong việc tối thiểu xác suất dừng hoạt động và tỷ lệ lỗi ký hiệu và cũng tối đa dung lượng Ergodic. Trong [35], mạng hợp tác hai chiều AF với thiết bị chuyển tiếp được chọn khi có tốc độ bảo mật lớn nhất theo các công suất truyền của thiết bị chuyển tiếp và các nguồn. Mô hình sử dụng phương pháp RS tối ưu gần đúng dùng thuật toán tối ưu bầy đàn và so sánh với phương pháp RS ngẫu nhiên. Các kết quả cho thấy phương pháp tối ưu gần đúng tốt hơn phương pháp lựa chọn ngẫu nhiên và cải thiện hiệu năng hệ thống với mức độ phức tạp thấp.

*Lựa chọn thiết bị chuyển tiếp là giải pháp tối ưu trong truyền thông hợp tác cũng như hợp tác hai chiều để nhằm nâng cao tối đa hiệu năng hệ thống dựa trên mức độ thu thập CSI. Tuy nhiên cũng cần nhiều thời gian để thu thập CSI, tăng thời gian trễ, và độ phức tạp trong xử lý tín hiệu. Làm sao để chọn một giải pháp phù hợp đáp ứng được các yêu cầu cụ thể là một hướng cũng cần quan tâm và nghiên cứu.*

**Giải pháp thu hoạch năng lượng (EH)** giúp các mạng vô tuyến hạn chế tài nguyên năng lượng như không thể được thay thế hoặc nạp năng lượng cho pin/accu duy trì thời gian hoạt động. Các giao thức thu hoạch năng lượng được giới thiệu trong [36] bao gồm: phân chia theo thời gian (TS) và phân chia theo công suất (PS). Trong giao thức TS, thời gian hoạt động được chia thành ít nhất hai khe thời gian: một cho EH và các khe thời gian còn lại để xử lý tín hiệu. Đối với giao thức PS, tín hiệu vô

tuyến được chia thành các tín hiệu công suất thấp hơn cho thu năng lượng và giải mã tín hiệu trong cùng một khe thời gian.

Các công bố liên quan đến EH cho mạng hợp tác hai chiều như [37-40]. Trong [37] sử dụng giao thức PS cho mạng hợp tác hai chiều DF ba khe thời gian, tỉ lệ phân bổ công suất tại thiết bị chuyển tiếp được thay đổi theo độ lợi kênh tức thời để giảm thiểu OP của hệ thống. Trong [40] khảo sát bốn giao thức EH và truyền tín hiệu trong mạng hợp tác hai chiều AF có một cụm thiết bị chuyển tiếp và hoạt động ở chế độ FD. Giao thức thứ nhất là mô hình TS, thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng trong khe thời gian đầu và khe thời gian hai là dùng năng lượng thu được để truyền và nhận tín hiệu. Giao thức thứ hai là mô hình PS, thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng từ hai nguồn đồng thời truyền và nhận tín hiệu trong một khe thời gian. Giao thức thứ ba là thiết bị thu năng lượng và nhận tín hiệu từ hai nguồn trong khe thời gian thứ nhất, và trong khe thời gian thứ hai thiết bị truyền tín hiệu về hai nguồn đồng thời thu hoạch năng lượng từ chính tín hiệu tự can nhiễu của mình. Giao thức thứ tư giống giao thức thứ hai hoạt động trong một khe thời gian, nhưng thêm phần thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng tự can nhiễu của mình. Các giao thức này giúp tăng thông lượng trung bình của hệ thống so với truyền ở chế độ HD, bên cạnh đó trong giao thức ba và bốn tận dụng được nguồn năng lượng từ tín hiệu tự can nhiễu để nạp năng lượng cho thiết bị chuyển tiếp. Trong [38, 39] khảo sát mô hình mạng hợp tác hai chiều có thu hoạch năng lượng và có thiết bị nghe trộm. Trong [38], thiết bị chuyển tiếp DF thu hoạch năng lượng với kỹ thuật TS trong mạng hợp tác hai chiều có thiết bị nghe trộm. Trong [39], thiết bị chuyển tiếp AF thu hoạch năng lượng từ hai nguồn và từ máy phát nhiễu nhân tạo, sử dụng hai giao thức TS ba khe thời gian và PS hai khe thời gian. Thiết bị chuyển tiếp điều khiển các tỷ lệ phân bổ công suất và tỉ lệ phân chia thời gian để đạt được sự cân bằng giữa dữ liệu nhận và năng lượng thu hoạch để tối đa hóa dung lượng bảo mật. Các tác giả chỉ ra rằng giao thức thu EH dùng kỹ thuật PS có kết quả tốt hơn sử dụng TS.

Thực tế mô hình của mạch EH là một hàm phi tuyến tính theo công suất tín hiệu đầu vào thay vì mô hình tuyến tính như các giả định lý tưởng. Và các nghiên cứu về EH phi tuyến trong mạng một chiều đã được nhiều quan tâm [41-44], gần đây có các nghiên cứu EH phi tuyến trong mạng hợp tác hai chiều [45-48]. Trong [45], hiệu năng của hệ thống hai chiều AF với giao thức thu hoạch năng lượng kết hợp TS-PS với điều kiện có lỗi phân cứng trong quá trình thu phát được phân tích. Trong [46], các tác giả đã khảo sát OP của mô hình mạng hai chiều DF với EH phi tuyến. Thiết bị chuyển tiếp sử dụng phương pháp PS và tỷ lệ phân bổ công suất được thay đổi động theo độ lợi kênh tức thời để tối đa hóa công suất thu được của hệ thống. Mô hình sử dụng ba khe thời gian, hai khe đầu thiết bị chuyển tiếp lần lượt EH đồng thời nhận và giải mã tín hiệu từ hai nguồn. Tiếp theo thiết bị chuyển tiếp dùng mã hóa xếp chồng tạo ra một tín hiệu mới và truyền tín hiệu này về hai nguồn trong khe thời gian thứ ba. Sau đó hai nguồn sẽ sử dụng SIC để giải mã tín hiệu thu được. Trong [47], các tác giả khảo sát thông lượng của mô hình mạng hợp tác hai chiều AF bốn khe thời gian và có đường truyền trực tiếp giữa hai nguồn. Thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng TS phi tuyến trong khe thời gian thứ nhất, hai nguồn truyền tín hiệu trong hai khe thời gian tiếp theo và thiết bị chuyển tiếp truyền tín hiệu về hai nguồn trong khe thời gian thứ tư. Trong [48] là mô hình thu hoạch năng lượng và truyền tín hiệu trong mạng vô tuyến hợp tác nhận thức. Hệ thống sơ cấp là truyền thông hai chiều và thứ cấp là một chiều. Thiết bị chuyển tiếp AF của mạng thứ cấp dùng kỹ thuật PS để EH từ tín hiệu của mạng sơ cấp và dùng năng lượng này để hỗ trợ truyền nhận thông tin. *Thu hoạch năng lượng phi tuyến chưa được nghiên cứu một cách toàn diện trong mạng vô tuyến hai chiều và đây cũng là một hướng nghiên cứu trong luận án này.*

Ngoài ra, một công nghệ hỗ trợ trong truyền thông vô tuyến giúp nâng cao EE và tiết kiệm chi phí triển khai mới là **bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại** [10]. RIS gồm các phần tử phản xạ gần như thụ động và một bộ điều khiển có thể tùy chỉnh môi trường vô tuyến, cho phép các nhà thiết kế hệ thống kiểm soát được các đặc tính của tín hiệu phản xạ từ bề mặt của thiết bị [49, 50]. Gần đây, có nhiều

nghiên cứu về sử dụng RIS để hỗ trợ truyền tín hiệu trong mạng vô tuyến một chiều như [51-57]. Các nghiên cứu hiệu năng trong mô hình mạng vô tuyến hai chiều sử dụng RIS cũng đã được quan tâm và nhưng vẫn còn ở mức sơ khai [58, 59]. Trong [58], các tác giả đã phân tích xác suất dừng và thông lượng của mô hình mạng hai chiều sử dụng RIS theo SNR của nguồn phát và số lượng phần tử phản xạ của RIS. Mô hình hoạt động song công, không có đường truyền trực tiếp (LoS) giữa hai nguồn, đồng thời giả sử kênh truyền có fading độc lập và tương hỗ. Các pha truyền tín hiệu của RIS được tối ưu. Trong [59], các tác giả có đưa hai mô hình truyền một khe thời gian và hai khe thời gian trong điều kiện kênh truyền fading Rayleigh tương hỗ và không tương hỗ. Với mô hình truyền hai khe thời gian giống như hai lần truyền một chiều được ghép lại, hai nguồn lần lượt truyền tín hiệu cho nhau thông qua RIS. Với mô hình một khe thời gian hai nguồn đồng thời truyền tín hiệu cho nhau nên hai nguồn sử dụng phương thức truyền song công và chịu ảnh hưởng của nhiễu vòng lặp và tự nhiễu do phản xạ từ RIS. OP và SE được phân tích cho cả hai trường hợp kênh truyền tương hỗ và không tương hỗ. Kết quả đã chứng minh rằng tốc độ tăng của SE hoặc EE giảm khi số lượng phần tử phản xạ của RIS tăng lên. Hệ thống với kênh truyền tương hỗ có OP thấp hơn so với trường hợp kênh truyền không tương hỗ, còn SE thì như nhau. Công bố [60, 61] nghiên cứu tối ưu trong mạng hai chiều sử dụng RIS để truyền tin giữa nhiều thiết bị người dùng và một trạm gốc. Trong [60], hệ thống đa người dùng và tối ưu hóa ma trận tiền mã hóa của trạm gốc và hệ số phản xạ của RIS được nghiên cứu để tối đa hóa tốc độ tối thiểu của tất cả người dùng theo công suất phát tối đa để nâng cao tính công bằng của người dùng. Trong [61] tối ưu dịch pha ở RIS và ma trận dạng chùm tại trạm gốc để tối đa hóa SNR tối thiểu của hai thiết bị người dùng, dưới giới hạn công suất phát tại trạm gốc. *Đã có nhiều nghiên cứu về RIS, tuy nhiên các công bố tập trung trong mảng tối ưu pha của các phần tử phản xạ và đánh giá hiệu năng trong mạng một chiều. Nghiên cứu RIS trong mạng hai chiều sẽ là một trong các hướng nghiên cứu sinh thực hiện trong luận án.*

Phổ tần vô tuyến là tài nguyên hữu hạn và do nhu cầu sử dụng mạng vô tuyến ngày càng tăng nên nhu cầu sử dụng tài nguyên phổ ngày càng lớn. Công nghệ CR ra đời giúp nâng cao SE vì cho phép các các mạng thứ cấp có thể sử dụng chung dải phổ với mạng sơ cấp (mạng được cấp phép). Trong [62, 63], các tác giả phân tích về OP của mạng hợp tác hai chiều với một cụm thiết bị chuyển tiếp trong môi trường CR dạng nền và kênh truyền fading Rayleigh. Với công bố [62], hệ thống hoạt động ở chế độ HD và chịu sự can nhiễu của máy phát sơ cấp lên hai nguồn thứ cấp. Còn trong công bố [63], hệ thống hoạt động ở chế độ FD và có phân tích BER và dung lượng kênh trung bình. Công bố [64] nghiên cứu phương pháp ghép kênh phân OMA với mô hình gồm một mạng sơ cấp có hai thiết bị người dùng và mạng thứ cấp có hai người dùng trao đổi thông tin hai chiều thông qua thiết bị chuyển tiếp AF bán song công với kênh fading Nakagami-m. Xác suất dừng hoạt động được xem xét với ba sơ đồ truyền khác nhau: hai, ba và bốn khe thời gian. Các tác giả chỉ ra rằng công suất được truyền bởi máy phát sơ cấp và các vị trí của thiết bị thu phát sơ cấp cũng như thiết bị chuyển tiếp có nhiều ảnh hưởng đến OP của mạng thứ cấp. Trong [65], các tác giả nghiên cứu giải pháp để truyền an toàn trong mạng hợp tác nhận thức hai chiều, trong đó nguồn phát nhận thức với nhiều anten giúp chuyển tiếp tín hiệu của hai nguồn phát sơ cấp và bảo vệ các nguồn này không bị nghe trộm.

### **1.3 Các công bố trong nước về mạng hợp tác hai chiều**

Trong [66-69], các tác giả sử dụng một chuyển tiếp hoặc cụm chuyển tiếp DF và kỹ thuật DNC trong mô hình mạng hợp tác hai chiều bán song công với ba khe thời gian. Hai khe thời gian đầu thiết bị chuyển tiếp lần lượt nhận và giải mã tín hiệu từ hai nguồn và khe thời gian thứ ba thiết bị chuyển tiếp dùng DNC tạo một tín hiệu mới và truyền tín hiệu này về lại hai nguồn. Các kết quả cho thấy OP của giao thức sử dụng DNC nhỏ hơn không sử dụng DNC. Đồng thời OP giảm khi sử dụng cụm thiết bị chuyển tiếp và khi số chuyển tiếp trong cụm tăng. Trong [66], mô hình sử dụng một thiết bị chuyển tiếp có khả năng thu năng lượng từ các tín hiệu vô tuyến

của các nút nguồn dùng phương pháp PS. Trong [67], mô hình dùng cụm chuyển tiếp với phương pháp lựa chọn thiết bị chuyển tiếp Max-Min SNR tức thời của tín hiệu nhận được tại hai nguồn thứ cấp trong mạng CR hai chiều. Trong [68] dùng cụm chuyển tiếp với phương pháp RS cơ hội Max-Min tỉ lệ bảo mật có thể đạt được từ các chuyển tiếp đến hai nút nguồn. Trong [69], mô hình sử dụng lựa chọn chuyển tiếp bán phần và toàn phần và có EH vô tuyến với phương pháp PS. Trong đó lựa chọn bán phần là thiết bị chuyển tiếp có SNR lớn nhất trong khe thời gian đầu tiên sẽ được chọn. Lựa chọn toàn phần là thiết bị chuyển tiếp có SNR hệ thống lớn nhất sẽ được chọn, với SNR hệ thống bằng giá trị nhỏ nhất của các SNR để giải mã thành công tín hiệu tại hai nguồn.

Trong [70], các tác giả kết hợp NOMA đường lên, DNC đường xuống và cụm chuyển tiếp trong mô hình mạng hợp tác hai chiều DF. Mô hình sử dụng hai khe thời gian và thiết bị chuyển tiếp tốt nhất được chọn bằng cách lựa chọn thiết bị chuyển tiếp cơ hội dựa trên việc tối đa hóa tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu cộng với tạp âm (SINR) từ các thiết bị chuyển tiếp giải mã thành công cho cả hai nút nguồn trong khe thời gian thứ hai. TP của hệ thống tăng so với trường hợp dùng ba khe thời gian. Các kết quả quan trọng là khi sử dụng đồng thời NOMA và DNC mang đến SE tốt hơn so với chỉ sử dụng NOMA, và OP giảm khi tăng số lượng thiết bị chuyển tiếp và khi phân bổ công suất tối ưu ứng với vị trí cụm thiết bị chuyển tiếp. Hệ thống có xem xét pSIC và ipSIC. Trong [71], các tác giả nghiên cứu mô hình tương tự theo nhưng chỉ xét trường hợp pSIC.

Trong [72], mạng hợp tác nhận thức hai chiều dạng nền với hệ thống thứ cấp có mô hình giống [70] sử dụng NOMA, DNC và cụm chuyển tiếp. Hệ thống hoạt động trong hai khe thời gian và công suất phát của hai nguồn thứ cấp bị hạn chế bởi công suất can nhiễu nhận tại máy thu sơ cấp. Thiết bị chuyển tiếp thứ cấp được chọn sao cho tối đa hóa khả năng giải mã và giảm thiểu thời gian thu thập CSI tại thiết bị chuyển tiếp. Hệ thống có hai giao thức: NOMA đường lên và đường xuống, NOMA đường lên và DNC đường xuống. Khi trong cùng một mức tiêu thụ năng lượng thì

phương pháp kết hợp NOMA và DNC cho kết quả tốt hơn về OP và TP. Trong mô hình các thông tin kênh truyền được giả sử là được thu thập hoàn hảo và có xem xét hai trường hợp triệt can nhiễu hoàn hảo và không hoàn hảo ipSIC/pSIC.

Tiếp theo là các công bố liên quan đến đánh giá hiệu năng mạng hai chiều có thu hoạch năng lượng. Trong [73], các tác giả đề xuất thiết bị chuyển tiếp AF thu năng lượng với giao thức TS trong hệ thống hợp tác hai chiều có thiết bị nghe trộm. Trong [74], thiết bị chuyển tiếp DF thu năng lượng với giao thức PS và giải mã tín hiệu của hai nguồn trong hai khe thời gian đầu, dùng DNC để tạo ra một tín hiệu mới và dùng năng lượng đã thu được để truyền tín hiệu này về hai nguồn trong khe thời gian thứ ba. Trong [75], mô hình có đường truyền trực tiếp giữa hai nguồn giúp tăng hiệu năng tổng thể của hệ thống và xem xét ba kiểu thiết bị chuyển tiếp là AF, DF và hybrid-DF. Trong [76], đánh giá hiệu năng mạng thứ cấp trong mô hình hợp tác nhận thức hai chiều có thu hoạch năng lượng dưới ảnh hưởng của các khiếm khuyết về phần cứng và nhiễu đồng kênh từ mạng sơ cấp. Trong [77] có xem xét kênh truyền trực tiếp trong mạng chuyển tiếp hai chiều AF bán song công có EH với mô hình truyền ba khe thời gian. Thu hoạch năng lượng vô tuyến trong mạng vô tuyến hợp tác nhận thức hai chiều được nghiên cứu trong các công bố [78, 79]. Trong [80], các tác giả tối ưu hóa công suất truyền tín hiệu đường lên và các hệ số phân chia công suất cho mô hình EH phi tuyến hai chiều bảo mật an toàn khi có sự hiện diện của một thiết bị nghe trộm.

#### **1.4 Kết luận**

Trong chương này, các công trình nghiên cứu trong và ngoài nước liên quan đến đề tài của luận án đã được tổng hợp và phân tích. Các công bố đã kết hợp các kỹ thuật giúp nâng cao hiệu năng mạng hai chiều, tuy nhiên đa số các nghiên cứu còn giả định hệ thống hoạt động trong các điều kiện lý tưởng. Nghiên cứu sinh nhận thấy cần xem xét trong các điều kiện thực tế hơn để đánh giá hệ thống một cách toàn diện hơn. Và nghiên cứu sử dụng RIS trong mạng hai chiều vẫn còn ở mức sơ khai.

Với các nhận định trên, nghiên cứu sinh chọn hướng nghiên cứu cho luận án như sau:

- Kết hợp các kỹ thuật và giải pháp nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều như mã hóa mạng, đa truy cập phi trực giao và các phương pháp RS tối ưu để tận dụng các ưu điểm như giảm thời gian truyền, tăng thông lượng hệ thống, giảm xác suất dừng và tạo sự công bằng giữa các thiết bị. Đồng thời xem xét hệ thống trong các điều kiện thực tế như ipSIC và ipCSI.
- Sử dụng bề mặt phản xạ thông minh thay cho các thiết bị chuyển tiếp AF trong hỗ trợ truyền thông và sử dụng công nghệ CR để tăng hiệu quả sử dụng phổ, hiệu quả sử dụng năng lượng và tiết kiệm chi phí trong vận hành hệ thống.
- Thu hoạch năng lượng vô tuyến trong hệ thống hợp tác hai chiều chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như mạng WSN và hệ thống IoT để tăng EE và tăng thời gian hoạt động của thiết bị. Đồng thời cũng xem xét điều kiện thực tế mạch EH là một hàm phi tuyến tính của công suất tín hiệu đầu vào.



## Chương 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT

### 2.1 Mạng hợp tác hai chiều

Mạng hợp tác hai chiều gồm hai thiết bị người dùng (hay hai nguồn) và các thiết bị hỗ trợ truyền thông tin (thiết bị chuyển tiếp truyền thông AF, DF hoặc RIS).

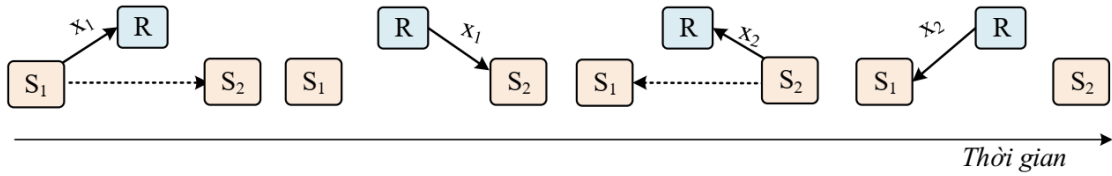
Ưu điểm của mạng hai chiều và mạng hợp tác hai chiều so với mạng một chiều:

- Các thiết bị đều có khả năng truyền và nhận tín hiệu.
- Nâng cao hiệu quả sử dụng phổ.
- Mở rộng vùng phủ sóng.
- Giảm ảnh hưởng của suy hao đường truyền.
- Tăng dung lượng và giảm tiêu thụ điện năng.

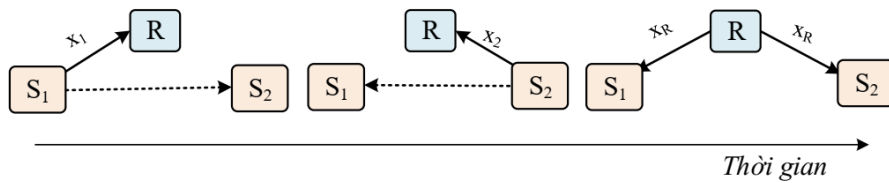
Các mô hình truyền nhận tín hiệu của mạng hợp tác hai chiều như hình 2.1. Trong đó  $S_1$  và  $S_2$  là kí hiệu của hai nguồn;  $x_1, x_2$  là hai tín hiệu được truyền tương ứng với hai nguồn đến nguồn còn lại;  $R$  là thiết bị chuyển tiếp;  $x_R$  là tín hiệu mà thiết bị chuyển tiếp mã hóa từ hai tín hiệu thu được  $x_1, x_2$  và  $R$  sẽ truyền  $x_R$  về lại hai nguồn. Trong các hình 2.1a, b, c hai nguồn và thiết bị chuyển tiếp hoạt động ở chế độ HD. Còn hình 2.1d hệ thống hoạt động ở FD.

- **Mô hình bốn khe thời gian** (mạng hợp tác hai chiều cơ bản): nút nguồn  $S_1$  truyền tín hiệu đến nguồn  $S_2$  thông qua thiết bị chuyển tiếp trong hai khe thời gian đầu tiên, và sau đó  $S_2$  truyền tín hiệu ngược lại cho  $S_1$  trong hai khe kế tiếp [14].
- **Mô hình ba khe thời gian**: hai nguồn lần lượt truyền dữ liệu đến thiết bị chuyển tiếp khi không có đường LoS hoặc truyền đến thiết bị chuyển tiếp và nguồn còn lại khi có đường LoS trong hai khe thời gian đầu, sau đó thiết bị chuyển tiếp sẽ

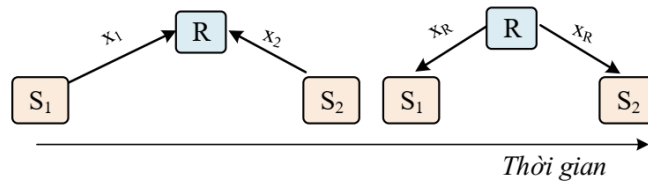
mã hóa lại thành một tín hiệu mới  $x_R$  và truyền tín hiệu  $x_R$  về hai nguồn trong khe thời gian thứ ba [16, 17].



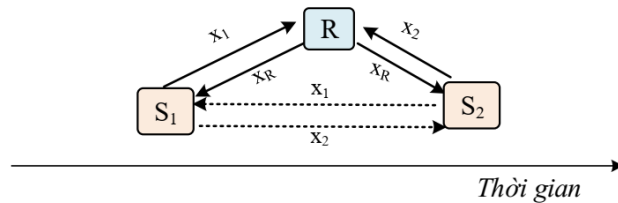
a. Mô hình truyền 4 khe thời gian.



b. Mô hình truyền 3 khe thời gian.



c. Mô hình truyền 2 khe thời gian.



d. Mô hình truyền 1 khe thời gian.

**Hình 2.1:** Các mô hình truyền nhận tín hiệu của mạng hợp tác hai chiều

- **Mô hình hai khe thời gian:** hai nguồn đồng thời truyền tín hiệu đến thiết bị chuyển tiếp trong khe thời gian đầu, sau đó thiết bị chuyển tiếp sẽ mã hóa lại thành một tín hiệu mới  $x_R$  và truyền tín hiệu này về hai nguồn trong khe thời gian còn lại [19] [70].

- **Mô hình một khe thời gian:** hai nguồn và thiết bị chuyển tiếp hoạt động ở chế độ FD, có hai anten để thu và phát tín hiệu đồng thời. Mô hình này có thể có một đường truyền qua chuyển tiếp hoặc có thêm đường truyền trực tiếp [27].

Tùy theo loại thiết bị chuyển tiếp là AF hay DF và tùy theo các giao thức và kỹ thuật được sử dụng mà  $x_R$  được tạo ra bằng các cách khác nhau.

Các kỹ thuật kết hợp phân tập thu tại nguồn thu đối với hệ thống có đường LoS và đường truyền qua thiết bị chuyển tiếp như sau: kết hợp chọn lọc (SC), kết hợp tỉ lệ cực đại (MRC) và kết hợp đồng độ lợi (EGC).

- **Kỹ thuật kết hợp chọn lọc:** là chọn ra một trong hai đường truyền có hiệu năng tốt hơn để thu nhận tín hiệu với tiêu chí lựa chọn tối ưu dựa trên SNR của từng đường.
- **Kỹ thuật kết hợp tỉ lệ cực đại:** là thực hiện điều chỉnh tín hiệu trên các đường phân tập đồng pha với nhau rồi nhân các trọng số kết hợp một cách cân xứng theo tỉ lệ SNR và cộng lại với nhau. So với phương pháp SC, phương pháp MRC có hiệu năng tốt hơn.
- **Kỹ thuật kết hợp đồng độ lợi:** là thực hiện điều chỉnh đồng pha giống MRC nhưng các trọng số kết hợp là cùng độ lớn. Đây là trường hợp riêng của MRC và EGC có độ lợi phân tập thấp hơn MRC.

## 2.2 Các kỹ thuật nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều

### 2.2.1 Mã hóa mạng số

Mã hóa mạng số có ưu điểm là làm giảm khe thời gian truyền trong mạng hợp tác hai chiều dùng cho thiết bị chuyển tiếp DF dẫn đến tăng thông lượng hệ thống.

Nguyên tắc hoạt động: sau khi thiết bị chuyển tiếp nhận tín hiệu  $x_1, x_2$  từ hai nguồn, sẽ giải mã hai tín hiệu này và mã hóa lại thành một tín hiệu mới  $x_R$  bằng cách sử

dụng phép toán XOR hai tín hiệu  $x_1, x_2$  ( $x_R = x_1 \oplus x_2$ ,  $\oplus$  là XOR) [16]. Sau đó thiết bị chuyển tiếp phát  $x_R$  về hai nguồn. Tại mỗi nguồn sau khi nhận được tín hiệu  $x_R$  cũng sử dụng phép toán XOR tín hiệu  $x_R$  với tín hiệu của chính nó để thu được tín hiệu mong muốn (tại  $S_1$   $x_1 \oplus x_R = x_1 \oplus x_1 \oplus x_2 = x_2$  hoặc tại  $S_2$   $x_2 \oplus x_R = x_2 \oplus x_1 \oplus x_2 = x_1$ ).

### 2.2.2 Đa truy cập phi trực giao miền công suất và triệt can nhiễu tuần tự

Kỹ thuật NOMA có ưu điểm là giúp tăng SE, tăng lượng người dùng và tăng tính công bằng giữa các người dùng so với kỹ thuật OMA [7]. Kỹ thuật NOMA có hai loại NOMA miền công suất và NOMA miền mã. Nền tảng trong NOMA miền công suất là truyền đa dữ liệu (đa người dùng) bằng cách chia sẻ các tài nguyên như thời gian, tần số và mã trong cùng một lớp không gian ở các mức công suất khác nhau [6, 7].

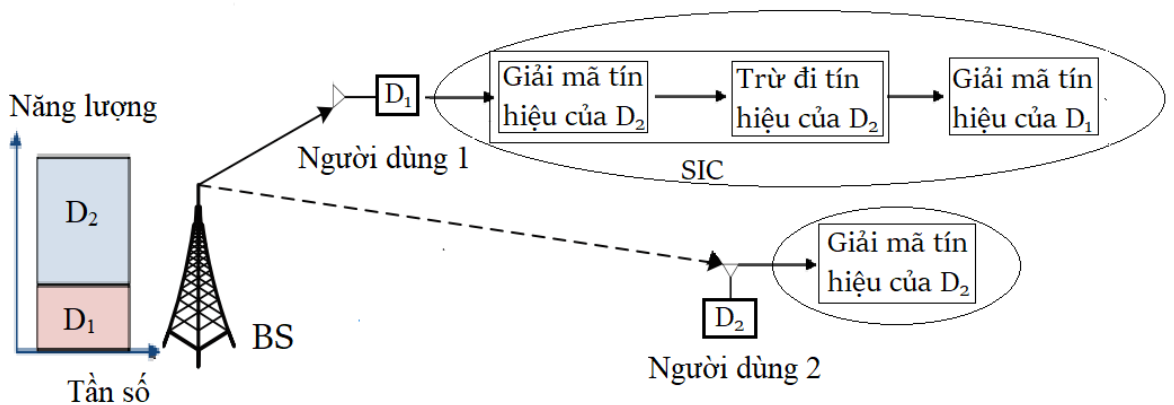
Trong NOMA miền công suất dùng kỹ thuật mã hóa xếp chồng và triệt can nhiễu tuần tự trong xử lý tín hiệu thu phát.

- **Mã hóa xếp chồng:** là kỹ thuật truyền thông tin đến nhiều thiết bị thu của cùng một nguồn phát. Một tín hiệu tổng hợp sẽ được nguồn phát tạo ra, trong đó nguồn phát sẽ phân bổ công suất phát khác nhau cho từng tín hiệu tùy theo điều kiện kênh truyền của từng thiết bị thu [81].
- **Triệt can nhiễu tuần tự:** là kỹ thuật giải mã tín hiệu tại các thiết bị thu (thiết bị người dùng). Khi tín hiệu của một người dùng đã được giải mã xong thì sẽ bị loại bỏ trong tín hiệu tổng hợp trước khi giải mã tín hiệu của người dùng tiếp theo. Khi một tín hiệu được giải mã thì sẽ coi tín hiệu của các người dùng còn lại là can nhiễu. Thứ tự giải mã trong SIC dựa theo cường độ của từng tín hiệu. Tín hiệu của người dùng nào có cường độ mạnh nhất sẽ được giải mã đầu tiên và tiếp theo là tín hiệu yếu hơn, quá trình lặp lại cho đến khi giải mã hết các tín hiệu. Trong thực tế, khi sử dụng SIC gặp các vấn đề như độ phức tạp, tồn tại can

nhiều dư sau khi thực hiện bỏ can nhiễu. Khi đó được gọi là triệt can nhiễu tuần tự không hoàn hảo [27, 29].

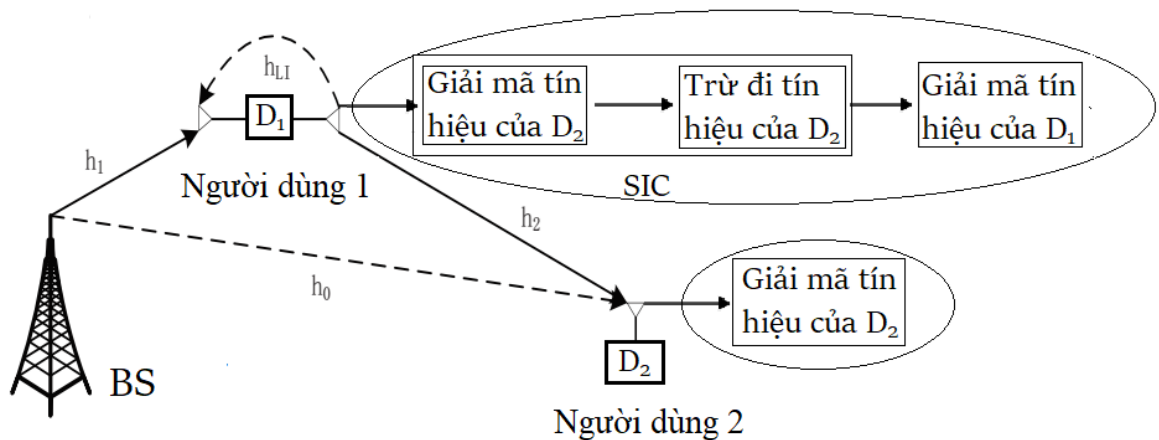
Trong NOMA miền công suất có thể phân ra mô hình: NOMA đường xuống cơ bản, NOMA đường xuống hợp tác, NOMA đường lên.

- **NOMA đường xuống cơ bản** [7]: mô hình gồm một nguồn phát truyền thông tin đến hai thiết bị thu. Tại nguồn phát tổng hợp các tín hiệu bằng mã hóa xếp chồng với tỉ lệ công suất truyền khác nhau để tạo công bằng cho các người dùng. Nguyên tắc là phân bổ công suất cao hơn cho thiết bị có điều kiện kênh truyền yếu (hay ở xa nguồn) và công suất thấp hơn cho các thiết bị thu có điều kiện kênh truyền tốt hơn (hay ở gần nguồn hơn). Các thiết bị thu sẽ sử dụng SIC để giải mã tín hiệu. Tại thiết bị người dùng gần có hai bước: đầu tiên sẽ giải mã tín hiệu của thiết bị người dùng xa và coi tín hiệu của người dùng gần là nhiễu, sau đó trừ đi tín hiệu của thiết bị người dùng xa trong tín hiệu tổng và giải mã tín hiệu của người dùng gần. Tại thiết bị người dùng xa sẽ giải mã tín hiệu của người dùng xa và coi tín hiệu của thiết bị người dùng gần là nhiễu. Hình thức cơ bản của NOMA với SIC khai thác sự khác biệt tỉ lệ tín hiệu trên can nhiễu giữa những thiết bị người dùng, hoặc khoảng cách gần xa tự nhiên hoặc bởi phân bổ công suất khác nhau tại máy phát.

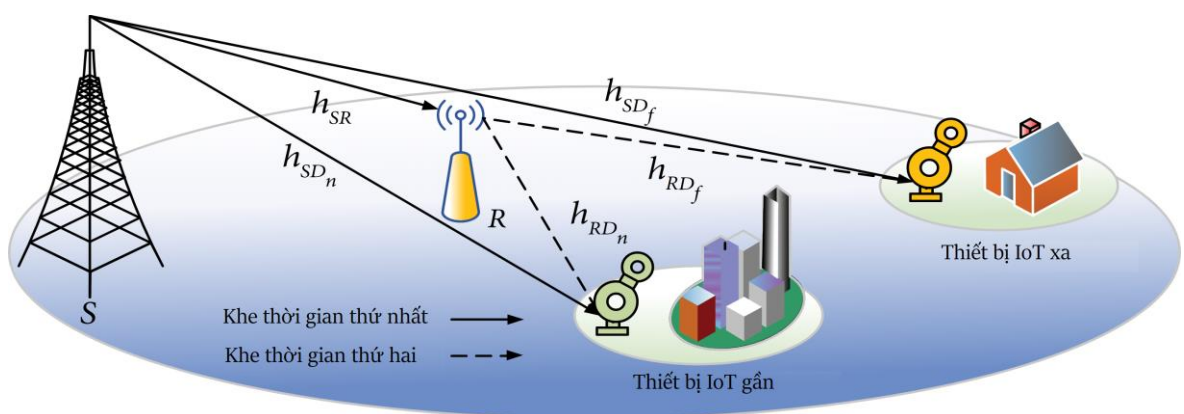


**Hình 2.2:** Mô hình NOMA đường xuống cơ bản [7]

- **NOMA đường xuống hợp tác:** mô hình gồm một nguồn phát truyền tín hiệu đến hai thiết bị người dùng. Mô hình có hai trường hợp đó là quá trình truyền từ nguồn phát đến các thiết bị người dùng được hỗ trợ bởi thiết bị chuyển tiếp [22, 24] hoặc người dùng gần có chức năng chuyển tiếp [6, 21]. Điều này cải thiện độ tin cậy của tín hiệu nhận được của người dùng xa so với NOMA cơ bản. NOMA hợp tác cũng được xem xét ở hai trường hợp không có và có đường LoS giữa nguồn và người dùng xa [24]. Trường hợp có đường LoS giúp cho người dùng xa có được sự đa dạng trong quá trình nhận tín hiệu.

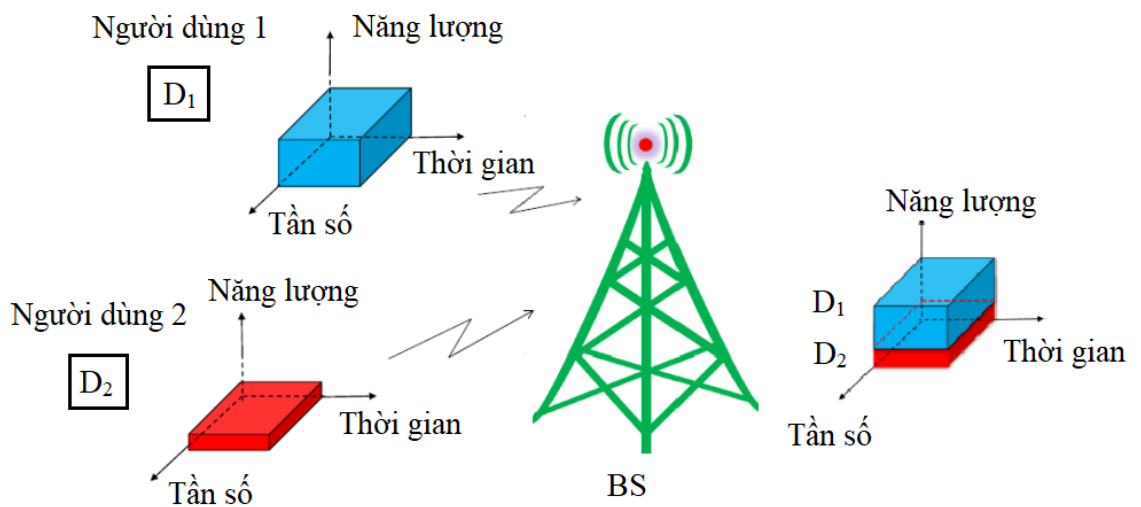


**Hình 2.3:** Mô hình NOMA hợp tác đường xuống có người dùng gần có chức năng chuyển tiếp [21]



**Hình 2.4:** Mô hình NOMA hợp tác đường xuống có thiết bị chuyển tiếp [24]

- **NOMA đường lên:** mô hình gồm hai nguồn phát và một thiết bị thu. Trong mô hình cả hai nguồn đồng thời phát tín hiệu đến thiết bị thu và thiết bị thu sẽ thu được một tín hiệu tổng. Thiết bị thu sử dụng SIC để giải mã tín hiệu của nguồn gần (hay nguồn có công suất tín hiệu tốt hơn) trước và coi tín hiệu của nguồn xa là nhiễu. Sau đó thiết bị chuyển tiếp sẽ trừ tín hiệu của nguồn gần đã được giải mã trong tín hiệu tổng và giải mã tín hiệu của nguồn xa [26] [32, 70].



**Hình 2.5:** Mô hình NOMA đường lên [26]

Trong mạng hợp tác hai chiều có thể áp dụng kỹ thuật NOMA cho đường lên [70, 71], đường xuống hoặc cả hai đường lên và xuống [32].

### 2.2.3 Kỹ thuật lựa chọn chuyển tiếp

Các kỹ thuật RS được sử dụng khi trong mạng có một cụm chuyển tiếp và một chuyển tiếp tốt nhất theo một tiêu chí cụ thể sẽ được chọn để hỗ trợ truyền nhận thông tin. Các phương pháp RS trong mạng hợp tác như sau:

- Phương pháp lựa chọn tối ưu chính xác, tối ưu gần đúng, lựa chọn ngẫu nhiên [35].

- Phương pháp lựa chọn toàn phần: Max SNR hệ thống của mạng hợp tác hai chiều [69].
- Phương pháp lựa chọn bán phần:
  - + Max độ lợi kênh truyền, Max SNR đường lên trong khe thời gian đầu [69, 79, 82].
  - + Min của tổng SER [33], Max-Min SNR [33], Max-Min độ lợi kênh truyền [34], Max-Min tỉ lệ bảo mật [68] đường lên tại thiết bị chuyển tiếp của mạng hợp tác hai chiều.
  - + Max SINR, Max-Min SINR đường xuống trong khe thời gian cuối của mạng hợp tác hai chiều DF [67, 70, 71].

Phương pháp lựa chọn tối ưu gần đúng giảm độ phức tạp so với tối ưu chính xác. Các phương pháp lựa chọn thiết bị chuyển tiếp toàn phần mang lại kết quả toàn diện hơn nhưng xử lý phức tạp hơn và cần nhiều thời gian thu thập CSI hơn so với lựa chọn thiết bị chuyển tiếp bán phần và ngẫu nhiên.

#### **2.2.4 Thu hoạch năng lượng vô tuyến**

EH vô tuyến trong mạng hợp tác là thiết bị chuyển tiếp có khả năng thu năng lượng từ sóng điện từ của các nguồn phát và dùng năng lượng thu được để hỗ trợ truyền tín hiệu.

Có hai giao thức EH [36]: phân chia theo công suất (PS) và phân chia theo thời gian. Trong giao thức phân chia theo thời gian, thời gian hoạt động được chia thành ít nhất hai khe thời gian: một khe thời gian cho EH và các khe thời gian còn lại để xử lý tín hiệu. Đối với mô hình PS, trong cùng một khe thời gian tại thiết bị chuyển tiếp vừa thu hoạch năng lượng vừa nhận và xử lý tín hiệu. Công suất tại nguồn phát sẽ phân chia thành hai phần công suất thấp hơn cho EH và truyền tín hiệu.

Các nghiên cứu về EH được chia thành hai hướng: EH tuyến tính và EH phi tuyến.



- EH tuyến tính: giả sử điều kiện lý tưởng là mạch EH có thể thu hoạch được năng lượng thay đổi tuyến tính theo công suất tín hiệu đầu vào. Đa số các nghiên cứu trong mạng hai chiều chọn EH tuyến tính [74, 75].
- EH phi tuyến: thực tế mạch EH được tạo bởi các linh kiện điện tử có hàm truyền phi tuyến. Nên khi năng lượng thu hoạch đến một mức ngưỡng tối đa thì sẽ không thu hoạch thêm được nữa [46, 83]. Do đó để các kết quả nghiên cứu mang tính thực tế hơn cần xem xét EH phi tuyến khi phân tích hiệu năng của hệ thống.

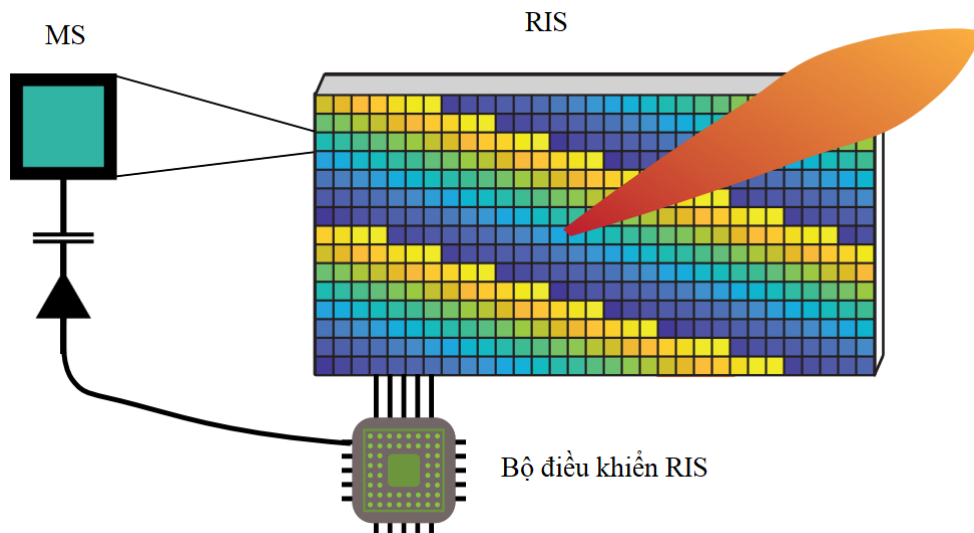
### **2.2.5 Bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại**

RIS được ghép bởi các phần tử phản xạ thụ động được gọi là siêu bề mặt MS và có một bộ điều khiển có thể thay đổi các đặc tính tán xạ, phản xạ và khúc xạ của sóng vô tuyến tới bề mặt [84]. Để thu nhận thông tin trạng thái kênh truyền giữa RIS và thiết bị người dùng, mỗi phần tử phản xạ của RIS được trang bị chuỗi tần số vô tuyến thu công suất thấp có khả năng ước lượng kênh và các thông tin kênh từ thiết bị người dùng đến RIS có thể được ước tính tại RIS dựa trên huấn luyện các tín hiệu này [85]. Và RIS được mô hình hóa dưới dạng bộ khuếch tán, khi kích thước của chúng tương đương với bước sóng của mạng dưới 6GHz [57].

Một số điểm riêng biệt của RIS như sau:

- RIS có thể điều khiển được các thông số của sóng phản xạ như pha, biên độ, tần số và sự phân cực của tín hiệu mà không cần các hoạt động giải mã, mã hóa và xử lý tín hiệu phức tạp như các thiết bị chuyển tiếp [10].
- RIS có đặc điểm là thụ động gần như không cần năng lượng để hoạt động, chỉ cần nguồn công suất thấp cung cấp cho bộ điều khiển [84]. Do đó, việc triển khai RIS tiết kiệm năng lượng và thân thiện với môi trường hơn các hệ thống AF và DF thông thường.

- RIS không cần phần cứng phức tạp, RIS không bị ảnh hưởng bởi nhiễu máy thu vì RIS không cần các bộ chuyển đổi và bộ khuếch đại công suất, cũng như không tạo ra nhiễu khi phản xạ tín hiệu.
- RIS có thể hoạt động mọi dải tần số và ở chế độ song công. Tăng hiệu quả sử dụng phổ khi số lượng phần tử phản xạ tăng.
- RIS được triển khai dễ dàng và tiết kiệm, có thể gắn lên các bề mặt như trần nhà, tường, biển quảng cáo bên đường, bảng hướng dẫn trên đường cao tốc, cửa sổ xe, bất kỳ bề mặt đồ vật nào trong môi trường trong nhà và ngoài trời với chi phí thấp [49].



**Hình 2.6:** Mô hình bề mặt phản xạ thông minh [84]

Với các đặc điểm trên, RIS có thể tạo ra một môi trường truyền dẫn vô tuyến thuận lợi với chất lượng tín hiệu nhận cao, tiết kiệm chi phí triển khai, ít tốn điện năng, tăng SE, đồng thời giảm thời gian xử lý tín hiệu so với các thiết bị chuyển tiếp truyền thống, và đặc biệt RIS là một công nghệ triển vọng để nâng cao EE [52] của hệ thống vô tuyến trong tương lai.

### 2.2.6 Công nghệ vô tuyến nhận thức

Công nghệ CR giúp cải thiện hiệu quả sử dụng phổ tần trong điều kiện nhu cầu sử dụng phổ tần vô tuyến ngày càng tăng, tài nguyên phổ tần lại hữu hạn và hiệu quả sử dụng phổ tần được cấp phép còn thấp [86]. Công nghệ CR cho phép các mạng thứ cấp truy cập và sử dụng chung dải tần với mạng sơ cấp (mạng đã được cấp phép sử dụng dải tần). Với điều kiện mạng thứ cấp không được ảnh hưởng đến quá trình truyền nhận tín hiệu và chất lượng dịch vụ của mạng sơ cấp.

Có ba mô hình hoạt động cho mạng CR[9]: dạng nền (underlay), dạng chồng chập (overlay) và dạng đan xen (interweave).

- **Mô hình CR dạng nền:** mạng sơ cấp và thứ cấp cùng hoạt động song song. Nhưng điều kiện là nguồn phát thứ cấp phải điều chỉnh công suất phát đủ nhỏ để công suất can nhiễu nhận tại thiết bị thu sơ cấp phải nhỏ hơn một giá trị ngưỡng. Ưu điểm là mạng thứ cấp có thể được hoạt động bất kì lúc nào. Nhược điểm của mạng CR dạng nền là vùng phủ sóng thường nhỏ. Đồng thời trong mô hình CR dạng nền, nguồn phát thứ cấp cần phải biết chính xác CSI của kênh truyền can nhiễu từ nguồn phát thứ cấp đến thiết bị thu sơ cấp, mà thực tế CSI có trễ và có lỗi nên dẫn đến mạng thứ cấp không đảm bảo mức ngưỡng can nhiễu của thiết bị thu sơ cấp. Mô hình này đã được sử dụng nhiều trong nghiên cứu cũng như trong thực tế.
- **Mô hình CR dạng chồng chập:** mạng thứ cấp và sơ cấp hoạt động song song với yêu cầu hai mạng phải trao đổi thông tin và kết hợp lẫn nhau để tránh can nhiễu. Nhược điểm là các kỹ thuật xử lý tín hiệu rất phức tạp. Và hiện nay mô hình loại này vẫn đang được nghiên cứu do các giả sử và điều kiện cần thiết để triển khai mạng chưa thực tế.
- **Mô hình CR dạng đan xen:** mạng thứ cấp và sơ cấp hoạt động đan xen theo không gian và thời gian. Mạng thứ cấp sẽ phát tín hiệu nếu phát hiện ra lỗ phổ

và lỗi phổ này đảm bảo về yêu cầu chất lượng của mạng thứ cấp. Điều kiện đặt ra là mạng thứ cấp phải biết được chính xác thông tin hoạt động truyền nhận của mạng sơ cấp. Và mạng thứ cấp phải dừng hoạt động khi mạng sơ cấp hoạt động trở lại để không gây can nhiễu cho mạng sơ cấp. Nhược điểm là khả năng đáp ứng thời gian thực của mạng thứ cấp hoàn toàn phụ thuộc vào hoạt động của mạng sơ cấp. Và nếu mạng sơ cấp hoạt động liên tục thì mạng thứ cấp có thể không đảm bảo hoạt động.

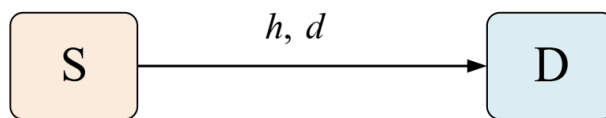
### 2.3 Kênh truyền vô tuyến

Kênh truyền vô tuyến là môi trường để truyền thông tin giữa các thiết bị thu phát. Trong thực tế tín hiệu được truyền đi trên kênh truyền vô tuyến có thể bị cản trở bởi các tòa nhà, núi non, cây cối và các vật thể khác, dẫn đến tín hiệu có thể bị phản xạ, khúc xạ hay tán xạ... được gọi chung là fading. Điều này dẫn đến các hiện tượng ảnh hưởng đến chất lượng kênh truyền như hiện tượng đa đường, hiệu ứng bóng râm và làm suy hao tín hiệu trên đường truyền. Khi các trạm thu phát di động còn gây ra hiệu ứng Doppler. Để đánh giá đặc tính của kênh truyền vô tuyến, các nhà nghiên cứu đưa ra các mô hình toán học mô tả kênh truyền.

#### 2.3.1 Mô hình toán học mô tả kênh truyền vô tuyến

Mô tả toán học của một số kênh truyền được sử dụng phổ biến như sau:

##### 2.3.1.1 Kênh phân bố fading Rayleigh.



*Hình 2.7: Mô hình kênh phân bố fading Rayleigh*

Trong Hình 2.7,  $(h, d)$  là hệ số kênh và khoảng cách từ nguồn phát tới thiết bị thu S-D. Mô hình kênh truyền fading Rayleigh được sử dụng nhiều trong các nghiên cứu

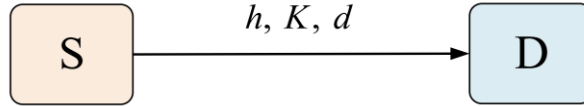
về mạng một chiều cũng như mạng hai chiều. Mô tả toán học của kênh truyền được xây dựng từ giả thiết tín hiệu đi từ nguồn phát tới thiết bị thu bị phản xạ trong môi trường truyền. Độ lợi kênh truyền Rayleigh fading  $g = |h|^2$  được mô tả toán học với hàm mật độ phân bố xác suất (PDF) và hàm phân bố xác suất tích lũy (CDF) tương ứng như sau:

$$f_g(t) = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{1}{\lambda}t}, \quad (2.1)$$

$$F_g(t) = \Pr[g < t] = 1 - e^{-\frac{1}{\lambda}t}. \quad (2.2)$$

Trong đó  $\lambda = d^{-\beta}$  với  $\beta$  là hệ số mũ suy hao và thay đổi tùy theo môi trường truyền tin (đô thị, cận đô thị, nông thôn).

### 2.3.1.2 Kênh phân bố fading Rician.



**Hình 2.8:** Mô hình kênh phân bố fading Rician

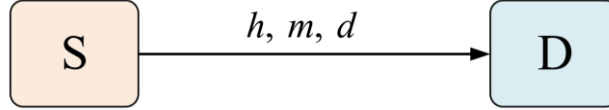
Mô hình kênh truyền fading Rician được sử dụng khi tín hiệu nhận được tại thiết bị thu phần lớn đến từ đường trực tiếp trong tầm nhìn thẳng. Độ lợi kênh truyền fading Rician  $\gamma_D$  được mô tả toán học với hàm PDF và CDF tương ứng như sau:

$$\begin{aligned} f_{\gamma_D}(x) &= \left(\frac{1+K}{\gamma}\right) e^{-\left(K+\frac{1+K}{\gamma}x\right)} I_0\left(2\sqrt{K\left(\frac{1+K}{\gamma}\right)x}\right) \\ &= \psi e^{-(K+\psi x)} I_0\left(2\sqrt{K\psi x}\right), x \geq 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$F_{\gamma_D}(x) = 1 - Q_1 \left( \sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(1+K)x}{\bar{\gamma}}} \right), x \geq 0. \quad (2.4)$$

Trong đó  $I_0(\cdot)$  là hàm Bessel bậc zero,  $K$  là tỉ lệ công suất đến từ hướng trực tiếp so với hướng khác do tán xạ, đa đường.  $Q_1(\cdot, \cdot)$  là hàm Marcum bậc nhất,  $\gamma_D = \frac{P|h|^2}{N_0}$ ,  $\bar{\gamma} = d^{-\beta} \frac{P}{N_0}$ ,  $P$  là công suất phát của S và D chịu ảnh hưởng của nhiễu cộng phân bố Gaussian (AWGN) có trị trung bình bằng 0 và phương sai  $N_0$ .

### 2.3.1.3 Kênh phân bố fading Nakagami-m.



**Hình 2.9:** Mô hình kênh phân bố Nakagami-m fading

Độ lợi kênh truyền fading Nakagami-m  $\gamma_D$  được mô tả toán học với hàm PDF và CDF tương ứng như sau:

$$f_{\gamma_D}(x) = \left( \frac{m}{\bar{\gamma}} \right)^m \frac{1}{\Gamma(m)} x^{m-1} e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}}x}, x \geq 0, \quad (2.5)$$

$$F_{\gamma_D}(x) = \frac{\Gamma(m, \frac{m}{\bar{\gamma}}x)}{\Gamma(m)} = \frac{\Gamma(m, \lambda x)}{\Gamma(m)}, x \geq 0. \quad (2.6)$$

Trong đó  $\Gamma(x)$  và  $\Gamma(c, x)$  là hàm Gamma và hàm Gamma không hoàn chỉnh,

$\gamma_D = \frac{P|h|^2}{N_0}$ ,  $\bar{\gamma} = d^{-\beta} P/N_0$ ,  $\lambda = m/\bar{\gamma}$  và  $m$  là hệ số kênh Nakagami-m.

### 2.3.2 Thông tin trạng thái kênh truyền

CSI cung cấp các thông tin về độ lợi kênh tức thời cho biết đặc tính của kênh như sự ảnh hưởng của phản xạ, nhiễu xạ, tán xạ, sự suy hao công suất tín hiệu theo khoảng cách [87]. CSI có vai trò quan trọng trong hoạt động của các hệ thống vô tuyến giúp cho việc thích ứng của đường truyền với điều kiện kênh hiện tại, giúp đạt được độ tin cậy và tốc độ cao. CSI đặc biệt quan trọng trong các kỹ thuật giải điều chế kết hợp và lựa chọn thiết bị chuyển tiếp tối ưu.

CSI có thể chia thành ba loại: CSI đầy đủ, CSI một phần và CSI thống kê. Nguồn phát biết CSI đầy đủ khi biết cả hai giá trị biên độ và pha của độ lợi kênh truyền. Khi nguồn phát chỉ biết biên độ của CSI được gọi là chỉ biết một phần. Còn CSI thống kê là nguồn phát chỉ biết các thuộc tính tương quan của kênh truyền nhưng không biết giá trị tức thời của CSI. Các CSI cần được ước lượng tại các thiết bị thu trong giai đoạn thiết lập và phản hồi về lại thiết bị phát qua các bản tin lớp MAC [1]. Thực tế, các CSI có thể được xác định không chính xác vì các nguyên nhân như lỗi trong quá trình ước tính CSI của máy thu hoặc phản hồi CSI từ thiết bị thu về thiết bị phát bị lỗi thời do các CSI thay đổi theo thời gian (lỗi trễ phản hồi) [88-93].

Đa số các nghiên cứu đều giả sử CSI hoàn hảo là các thiết bị thu phát đều biết chính xác CSI của kênh truyền. Trong luận án này nghiên cứu sinh có xem xét trường hợp không biết hoàn toàn chính xác CSI hay được gọi là CSI không hoàn hảo do trễ phản hồi. Mối quan hệ giữa độ lợi ước lượng  $\hat{h}_f$  và độ lợi thực tế  $h_f$  của kênh truyền  $f$  được biểu diễn bằng công thức:

$$\hat{h}_f = \rho_f h_f + \left( \sqrt{1 - \rho_f^2} \right) \varepsilon_f, \quad (2.7)$$

Trong đó:

$\varepsilon_f$  là kí hiệu cho lỗi ước lượng,  $\varepsilon_f$  là RV có phân bố Gaussian phức với trị trung bình bằng 0 và phương sai  $\lambda_f$ .

$\rho_f$  là hệ số tương quan đặc trưng cho chất lượng trung bình của các ước lượng kênh.  $\rho_f$  nằm trong khoảng  $[0,1]$ , nếu  $\rho_f = 1$  là kênh truyền được ước lượng chính xác.



## **Chương 3. MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU SỬ DỤNG KỸ THUẬT TRIỆT CAN NHIỀU TUẦN TỰ VÀ MÃ HÓA MẠNG SỐ**

### **3.1 Giới thiệu**

Nội dung của chương này là các kết quả nghiên cứu trong công trình [P2] đã được công bố của nghiên cứu sinh với tiêu đề “*Cancel-Decode-Encode Processing on Two-Way Cooperative NOMA Schemes in Realistic Conditions*”, trên tạp chí *Wireless Communications and Mobile Computing (SCIE)*, năm 2021.

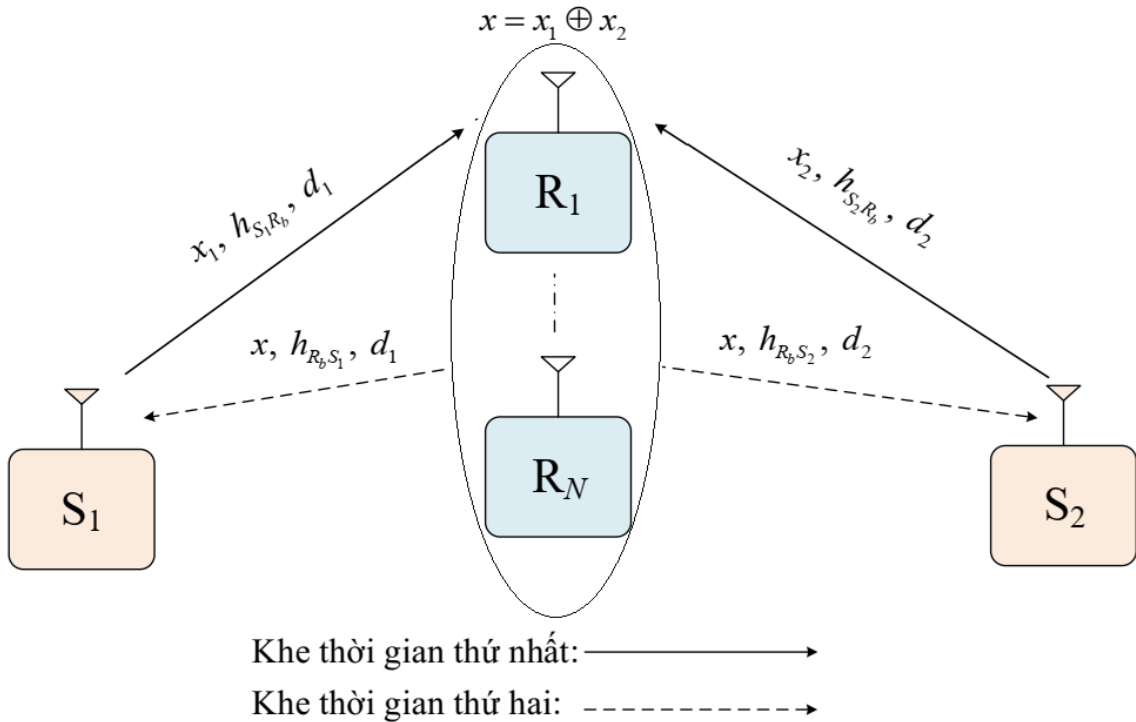
Gần đây, nhiều công trình nghiên cứu về mạng vô tuyến hợp tác hai chiều đã dùng cụm chuyển tiếp, kỹ thuật NOMA, DNC hoặc kết hợp các kỹ thuật này nhằm nâng cao hiệu năng mạng [27-29, 70]. Tuy nhiên đa số các nghiên cứu giả định mô hình trong các điều kiện lý tưởng pSIC và pCSI. Nhưng thực tế các lỗi không mong muốn trong quá trình giải mã khi sử dụng kỹ thuật SIC trong NOMA vẫn xảy ra, dẫn đến khi giải mã tín hiệu sau sẽ phải chịu một tín hiệu nhiễu còn sót lại của tín hiệu được giải mã trước. Và trong hầu hết các ứng dụng thực tế, CSI không thể được đo lường một cách hoàn hảo vì các nguyên nhân như lỗi trong quá trình ước tính hoặc lỗi phản hồi chậm trễ. Do đó, việc xem xét tác động của ipSIC và ipCSI đối với hoạt động của hệ thống là cần thiết. Trong một công bố của nghiên cứu sinh [94], đã cho thấy ưu điểm của kỹ thuật NOMA và DNC giúp nâng cao thông lượng của mạng hợp tác hai chiều sử dụng một cụm chuyển tiếp, đồng thời cũng cho thấy sự ảnh hưởng đáng kể của ipSIC và ipCSI đến hiệu năng của hệ thống.

Trong chương này, mô hình mạng hợp tác hai chiều gồm hai nguồn và một cụm thiết bị chuyển tiếp được đề xuất với mục tiêu tăng TP và giảm OP của hệ thống. Mô hình kết hợp sử dụng kỹ thuật SIC, DNC và lựa chọn chuyển tiếp bán phần (gọi

là giao thức SIC-2TS) và hoạt động ở chế độ HD. Xác suất dừng và thông lượng của hệ thống được xem xét trong các điều kiện pSIC/ipSIC và pCSI/ ipCSI. Bên cạnh đó giao thức sử dụng phương pháp lựa chọn thiết bị chuyển tiếp tại giai đoạn thiết lập bởi giao thức lớp MAC sao cho tối đa khả năng giải mã của nguồn gần hơn và phương pháp này giảm thiểu thời gian thu thập các CSI [82] so với các phương pháp RS khác [70].

### 3.2 Mô hình nghiên cứu

Mô hình mạng hợp tác hai chiều như Hình 3.1 gồm hai nguồn  $S_1$  và  $S_2$  và một cụm  $N$  chuyển tiếp DF  $R_i$ , với  $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ .



**Hình 3.1:** Mô hình mạng hợp tác hai chiều SIC-2TS.

Các giả thiết khoa học sử dụng cho mô hình của chương này như sau: Các nguồn và chuyển tiếp đều có một anten, hoạt động ở chế độ HD; Đường truyền trực tiếp giữa các nguồn không thực hiện được do fading nghiêm trọng và suy hao tín hiệu trên đường truyền lớn, do đó hai nguồn chỉ truyền được tín hiệu thông qua các thiết bị

chuyển tiếp [4, 5]; Các chuyển tiếp nằm trong một cụm gần nhau [79] nên khoảng cách giữa mỗi nguồn đến các chuyển tiếp được xem như nhau,  $d_1$  và  $d_2$  là khoảng cách tương ứng từ  $S_1$  và  $S_2$  đến cụm thiết bị chuyển tiếp; Các kênh truyền chịu ảnh hưởng bởi fading Rayleigh; Giả sử bộ ước lượng kênh của các thiết bị hoạt động chính xác [95] và ipCSI xảy ra do trễ phản hồi.

### 3.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu

Quá trình truyền nhận thông tin trong mô hình này được diễn ra trong hai khe thời gian. Đầu tiên trong giai đoạn thiết lập một thiết bị chuyển tiếp được chọn bằng cách tối đa hóa độ lợi kênh ước tính để nâng cao khả năng giải mã của nguồn gần hơn và giảm thiểu thời gian thu thập CSI không hoàn hảo. Ở khe thời gian thứ nhất cả hai nguồn cùng truyền tín hiệu đến cụm thiết bị chuyển tiếp và thiết bị chuyển tiếp đã được chọn  $R_b$  sẽ dùng SIC để giải mã tín hiệu của nguồn gần. Sau đó thiết bị chuyển tiếp sẽ loại bỏ tín hiệu của nguồn gần trong tín hiệu tổng hợp và giải mã tín hiệu của nguồn xa. Tiếp theo, thiết bị chuyển tiếp dùng kỹ thuật DNC tạo ra một tín hiệu mới bằng toán tử XOR hai tín hiệu đã được giải mã. Trong khe thời gian còn lại thiết bị chuyển tiếp sẽ truyền tín hiệu đã được mã hóa này về hai nguồn. Tại mỗi nguồn sẽ loại trừ tín hiệu của chính mình và giải mã tín hiệu của nguồn còn lại.

Trong khe thời gian đầu, tín hiệu thu được tại  $R_i$  là:

$$y_{R_i} = \sqrt{\alpha_1 P_S} h_{S_1 R_i} x_1 + \sqrt{\alpha_2 P_S} h_{S_2 R_i} x_2 + n_{R_i}, \quad (3.1)$$

với  $x_1$  và  $x_2$  là các tín hiệu được truyền bởi các nguồn  $S_1$  và  $S_2$  tương ứng;  $\alpha_1 P_S$  và  $\alpha_2 P_S$  tương ứng là công suất truyền của tín hiệu  $x_1$  và  $x_2$ ; với  $\alpha_1$  và  $\alpha_2$  là hệ số công suất có thể giúp tăng tính công bằng giữa hai nguồn (công suất truyền cao hơn nên được cấp cho nguồn xa cụm thiết bị chuyển tiếp hơn [27], ( $0 < \alpha_1, \alpha_2 < 1$ ));  $n_{R_i}$  là nhiễu trắng có phân bố AWGN,  $CN(0, N_0)$  tại các nút thiết bị chuyển tiếp;  $h_{S_k R_i}$ ,  $h_{R_i S_k}$  với  $k \in \{1, 2\}$  là hệ số kênh truyền của kết nối  $S_k \rightarrow R_i$  và  $R_i \rightarrow S_k$ .

Do có xem xét đến trường hợp ipCSI nên ta có hệ số ước lượng kênh truyền  $\hat{h}_f$  được biểu diễn theo hệ số kênh truyền  $h_f$  như sau [88-92]:

$$\hat{h}_f = \rho_f h_f + \left( \sqrt{1 - \rho_f^2} \right) \varepsilon_f, \quad (3.2)$$

với  $f \in \{S_k R_i, R_i S_k\}$  và  $\varepsilon_f$  là kí hiệu cho lỗi ước lượng;  $\varepsilon_f$  và  $\hat{h}_f$  là các biến ngẫu nhiên (RV) có phân bố Gaussian phức  $(\varepsilon_f, h_f \sim CN(0, \lambda_f))$  [88, 89]. Bên cạnh đó các hệ số tương quan  $0 \leq \rho_f \leq 1$  là hằng số đặc trưng cho chất lượng trung bình của các ước lượng kênh (khi  $\rho_f = 1$  là không bị trễ phản hồi [88, 89]). Để đơn giản trong phân tích toán, giả định rằng  $\rho_f = \rho$  cho tất cả các thiết bị,  $\rho = 1$  là pCSI, và

$\rho < 1$  là ipCSI. Độ lợi kênh truyền ước lượng  $g_{S_k R_i} = \left| \hat{h}_{S_k R_i} \right|^2$  và  $g_{R_i S_k} = \left| \hat{h}_{R_i S_k} \right|^2$  là các RV có phân bố mũ, với các hàm PDF và hàm CDF tương ứng như sau:

$$f_{g_{S_k R_i}}(x) = f_{g_{R_i S_k}}(x) = \frac{1}{\lambda_k} e^{-x/\lambda_k}, \quad (3.3)$$

$$F_{g_{S_k R_i}}(x) = F_{g_{R_i S_k}}(x) = 1 - e^{-x/\lambda_k}, \quad (3.4)$$

với  $\lambda_k = \lambda_{S_k R_i} = \lambda_{R_i S_k} = d_k^{-\beta}$  và  $\beta$  là hệ số mũ suy hao đường truyền [68].

Thay (3.2) vào (3.1) ta có biểu thức tín hiệu nhận được tại các thiết bị chuyển tiếp như sau:

$$\begin{aligned}
y_{R_i} &= \sqrt{\alpha_1 P_S} \left( \frac{\hat{h}_{S_1 R_i} - \sqrt{1-\rho^2} \varepsilon_{S_1 R_i}}{\rho} \right) x_1 + \sqrt{\alpha_2 P_S} \left( \frac{\hat{h}_{S_2 R_i} - \sqrt{1-\rho^2} \varepsilon_{S_2 R_i}}{\rho} \right) x_2 + n_{R_i} \\
&= \frac{\sqrt{\alpha_1 P_S}}{\rho} \hat{h}_{S_1 R_i} x_1 + \frac{\sqrt{\alpha_2 P_S}}{\rho} \hat{h}_{S_2 R_i} x_2 - \sqrt{\alpha_1 P_S} \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{\rho} \varepsilon_{S_1 R_i} x_1 - \\
&\quad - \sqrt{\alpha_2 P_S} \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{\rho} \varepsilon_{S_2 R_i} x_2 + n_{R_i}.
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Mô hình được đề xuất có tính đối xứng nên để dễ theo dõi hơn trong các biểu thức  $S_n$  được đặt là nguồn gần,  $S_d$  là nguồn xa cụm thiết bị chuyển tiếp hơn, và  $d_n \leq d_d$  với  $(n, d) \in \{(1, 2), (2, 1)\}$ . Giả sử các thiết bị chuyển tiếp  $R_i$  biết được giá trị  $d_n$  và  $d_d$  trong giai đoạn thiết lập kết nối [89]. Áp dụng kỹ thuật SIC [32, 70], thiết bị chuyển tiếp sẽ giải mã tín hiệu  $x_n$  của nguồn gần thiết bị chuyển tiếp hơn trước do có chất lượng kênh trung bình tốt hơn và xem tín hiệu  $x_d$  của nguồn xa là nhiễu. Ta có SINR để giải mã các tín hiệu từ nguồn gần tại thiết bị chuyển tiếp như sau:

$$\begin{aligned}
\gamma_{S_n R_i \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} &= \frac{\alpha_n P_S \left| \hat{h}_{S_n R_i} \right|^2 / \rho^2}{\alpha_d P_S \left| \hat{h}_{S_d R_i} \right|^2 / \rho^2 + (\alpha_n P_S \lambda_{S_n R_i} + \alpha_d P_S \lambda_{S_d R_i}) (1-\rho^2) / \rho^2 + N_0} \\
&= \frac{\alpha_n \left| \hat{h}_{S_n R_i} \right|^2}{\alpha_d \left| \hat{h}_{S_d R_i} \right|^2 + \underbrace{(\alpha_n \lambda_n + \alpha_d \lambda_d) (1-\rho^2) + \rho^2 / \gamma}_{\phi_1}} = \frac{\alpha_n g_{S_n R_i}}{\alpha_d g_{S_d R_i} + \phi_1},
\end{aligned} \tag{3.6}$$

với  $\gamma = P_S / N_0$ .

Như đã nêu ở phần giới thiệu chương, một chuyển tiếp trong cụm chuyển tiếp có độ lợi kênh truyền ước lượng từ nguồn gần đến thiết bị chuyển tiếp này lớn nhất sẽ được chọn để truyền và nhận tín hiệu [82]. Phương pháp này giúp tối đa khả năng giải mã của nguồn gần hơn. Đồng thời do không xem xét đến độ lợi kênh truyền của

nguồn xa nên giảm thiểu thời gian thu thập của các CSI không hoàn hảo giúp tăng tốc độ xử lý tín hiệu. Thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  được chọn theo công thức sau:

$$R_b = \arg \max_{i=1 \dots N} g_{S_n R_i}. \quad (3.7)$$

Sau khi giải mã  $x_n$  thành công, thành phần  $\sqrt{\alpha_n P_S} \hat{h}_{S_n R_i} x_n$  trong công thức (3.5) được loại bỏ tại thiết bị chuyển tiếp  $R_b$ , và SINR để giải mã  $x_d$  tại thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  là:

$$\begin{aligned} \gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} &= \frac{\alpha_d P_S \left| \hat{h}_{S_d R_b} \right|^2 / \rho^2}{\varepsilon P_S \left| h_{R_b} \right|^2 + (\alpha_n P_S \lambda_n + \alpha_d P_S \lambda_d) (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} \\ &= \frac{\alpha_d \left| \hat{h}_{S_d R_b} \right|^2}{\varepsilon \left| h_{R_b} \right|^2 \rho^2 + (\alpha_n \lambda_n + \alpha_d \lambda_d) (1 - \rho^2) + \rho^2 / \gamma} = \frac{\alpha_d g_{S_d R_b}}{\varepsilon \rho^2 g_{R_b} + \phi_1}, \end{aligned} \quad (3.8)$$

trong đó  $h_{R_b}$  là tín hiệu nhiễu còn lại tại thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  với trị trung bình 0 và phương sai  $\Omega$ ;  $g_{R_b} = \left| h_{R_b} \right|^2$  có phân bố mũ với PDF là  $f_{g_{R_b}}(x) = \frac{1}{\Omega} e^{-x/\Omega}$ , và CDF là  $F_{g_{R_b}}(x) = 1 - e^{-x/\Omega}$ ;  $\varepsilon = 0$  và  $\varepsilon = 1$  tương ứng với trường hợp pSIC và ipSIC tại thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  [27, 29].

Trong khe thời gian thứ hai,  $R_b$  dùng toán tử XOR để tổng hợp tín hiệu  $x = x_1 \oplus x_2$  và truyền  $x$  về hai nguồn. Tại nguồn  $S_k$ ,  $k \in \{1, 2\}$  tín hiệu nhận được như sau:

$$y_{R_b S_k} = \sqrt{P_R} h_{R_b S_k} x + n_{S_k} = \sqrt{P_R} \hat{h}_{R_b S_k} x - \sqrt{P_R} \frac{\sqrt{1 - \rho^2}}{\rho} \varepsilon_{R_b S_k} x + n_{S_k}, \quad (3.9)$$

với  $P_R$  là công suất truyền của  $x$  tại  $R_b$ , và  $n_{S_k}$  là nhiễu AWGN tại nguồn  $S_k$  với trị trung bình 0 và phương sai  $N_0$ .

Sau đó  $x$  được giải mã tại nguồn  $S_k$  với giá trị SINR như sau:

$$\gamma_{R_b S_k \rightarrow x} = \frac{P_R \left| \hat{h}_{R_b S_k} \right|^2 / \rho^2}{P_R \lambda_k (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} = \frac{\eta \gamma g_{R_b S_k}}{\eta \gamma \lambda_k (1 - \rho^2) + \rho^2}, \quad (3.10)$$

với  $\eta = P_R / P_S$  và  $\eta > 0$ .

Để thấy rõ ưu điểm của giao thức được đề xuất, nghiên cứu sinh so sánh các kết quả với hai giao thức khác của mô hình: giao thức thứ nhất là dùng 3 khe thời gian có dùng kỹ thuật SIC nhưng không dùng DNC, gọi là giao thức SIC-3TS; giao thức thứ hai là truyền 4 khe thời gian không sử dụng kỹ thuật SIC và DNC, gọi là giao thức CONV-4TS. Ở giao thức thứ nhất SIC-3TS, các SINR của các tín hiệu nhận được tại các nút giống như trường hợp truyền 2 khe thời gian SIC-2TS. Với giao thức thứ hai CONV-4TS có các SNR như sau:

Khe thời gian thứ nhất,  $S_1 \xrightarrow{x_1} R_{b_1}$ , SINR để giải mã  $x_1$  tại các thiết bị chuyển tiếp:

$$\gamma_{S_1 R_i} = \frac{\alpha_1 P_S \left| \hat{h}_{S_1 R_i} \right|^2 / \rho^2}{\alpha_1 P_S \lambda_1 (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} = \frac{\alpha_1 \gamma g_{S_1 R_i}}{\alpha_1 \lambda_1 \gamma (1 - \rho^2) + \rho^2}, \quad (3.11)$$

với  $R_{b_1}$  được chọn theo công thức  $R_{b_1} = \arg \max_{i=1 \dots N} g_{S_1 R_i}$ .

Khe thời gian thứ hai,  $R_{b_1} \xrightarrow{x_1} S_2$ , SINR để giải mã  $x_1$  tại nguồn  $S_2$ :

$$\gamma_{R_{b_1}S_2} = \frac{P_R \left| \hat{h}_{R_{b_1}S_2} \right|^2 / \rho^2}{P_R \lambda_2 (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} = \frac{\eta \gamma g_{R_{b_1}S_2}}{\eta \gamma \lambda_2 (1 - \rho^2) + \rho^2}. \quad (3.12)$$

Tương tự tại khe thời gian thứ 3 và thứ 4,  $S_2 \xrightarrow{x_2} R_{b_2} \xrightarrow{x_2} S_1$ , SINR để giải mã  $x_2$  tại các thiết bị chuyển tiếp và  $S_1$ :

$$\gamma_{S_2R_i} = \frac{\alpha_2 P_S \left| \hat{h}_{S_2R_i} \right|^2 / \rho^2}{\alpha_2 P_S \lambda_2 (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} = \frac{\alpha_2 \gamma g_{S_2R_i}}{\alpha_2 \lambda_2 \gamma (1 - \rho^2) + \rho^2}, \quad (3.13)$$

$$\gamma_{R_{b_2}S_1} = \frac{P_R \left| \hat{h}_{R_{b_2}S_1} \right|^2 / \rho^2}{P_R \lambda_1 (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} = \frac{\eta \gamma g_{R_{b_2}S_1}}{\eta \gamma \lambda_1 (1 - \rho^2) + \rho^2}. \quad (3.14)$$

### 3.4 Phân tích hiệu năng mạng

Trong phần này xác suất dừng hoạt động và thông lượng của các giao thức được phân tích. Các nguồn và thiết bị chuyển tiếp chỉ giải mã tín hiệu thành công khi có SINR lớn hơn hoặc bằng giá trị ngưỡng  $\gamma_t$ .

#### 3.4.1 Xác suất dừng của giao thức SIC-2TS

##### 3.4.1.1 Xác suất dừng của nguồn $S_d$ cho liên kết $S_n \xrightarrow{x_n} R_b \xrightarrow{x} S_d$

Để truyền thành công tín hiệu  $x_n$  từ  $S_n$  tới  $S_d$ , đầu tiên  $R_b$  phải giải mã thành công tín hiệu  $x_n$  và nguồn  $S_d$  cũng phải giải mã thành công  $x$  hoặc  $x_n$  (trong trường hợp  $R_b$  không giải mã thành công  $x_d$ ). Ta có xác suất truyền thành công  $x_n$  tại  $S_d$  là  $\Pr(\gamma_{S_1R_b \rightarrow x_1 | d_1 \leq d_2} \geq \gamma_t, \gamma_{R_b S_2 \rightarrow x} \geq \gamma_t)$ . Ngược lại xác suất dừng hoạt động xảy ra khi thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  không giải mã được  $x_n$  hoặc  $R_b$  giải mã được  $x_n$  nhưng



nguồn  $S_d$  không giải mã được tín hiệu  $x$ . Bên cạnh đó OP cũng có thể tính bằng phép toán bù của xác suất truyền thành công. Ta có xác suất dừng của nguồn  $S_d$  cho liên kết  $S_n \xrightarrow{x_n} R_b \xrightarrow{x} S_d$  được xác định như sau:

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \Pr \left[ \gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t, \gamma_{R_b S_d \rightarrow x} \geq \gamma_t \right]. \quad (3.15)$$

Vì  $\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t$  và  $\gamma_{R_b S_d \rightarrow x} \geq \gamma_t$  là hai sự kiện độc lập, nên (3.15) được viết lại là:

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \Pr \left[ \gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t \right] \times \Pr \left[ \gamma_{R_b S_d \rightarrow x} \geq \gamma_t \right]. \quad (3.16)$$

Sau khi thực hiện một số các phép toán tích phân phức tạp ta có biểu thức xác suất dừng tại nguồn  $S_d$  như sau:

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \left( 1 - \lambda_n \sum_{p=0}^N \frac{C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_3/\lambda_n}}{\lambda_n + p\phi_2\lambda_d} \right) \left( e^{-\gamma_t \left( (1-\rho^2) + \rho^2 / (\lambda_d \eta \gamma) \right)} \right), \quad (3.17)$$

trong đó  $\phi_2 = \frac{\gamma_t \alpha_d}{\alpha_n}$ ,  $\phi_3 = \frac{\gamma_t \phi_1}{\alpha_n}$  và  $C_N^p = \frac{N!}{p!(N-p)!}$ .

(Công thức (3.17) được chứng minh trong phụ lục A).

### 3.4.1.2 Xác suất dừng của nguồn $S_n$ cho liên kết $S_d \xrightarrow{x_d} R_b \xrightarrow{x} S_n$ .

Dựa trên nguyên lý hoạt động của SIC, truyền tín hiệu  $x_d$  từ  $S_d$  đến  $S_n$  chỉ thành công khi  $R_b$  giải mã thành công  $x_n, x_d$  và nguồn  $S_n$  cũng giải mã thành công  $x$ . Hay nói cách khác hiện tượng dừng hoạt động xảy ra trong ba trường hợp sau:  $R_b$  không giải mã thành công  $x_n$ ; hoặc  $R_b$  giải mã thành công  $x_n$  nhưng không giải mã thành công  $x_d$ ; hoặc  $R_b$  giải mã thành công  $x_n$  và  $x_d$  nhưng  $x$  không được

giải mã thành công tại  $S_n$ . Xác suất dừng hoạt động của nguồn  $S_n$  cho liên kết

$S_d \xrightarrow{x_d} R_b \xrightarrow{x} S_n$  được tính như sau:

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} &= 1 - \Pr \left[ \gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} > \gamma_t, \gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} > \gamma_t, \gamma_{R_b S_n \rightarrow x} > \gamma_t \right] \\ &= 1 - \Pr \left[ \gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t, \gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t \right] \times \Pr \left[ \gamma_{R_b S_n \rightarrow x} \geq \gamma_t \right]. \end{aligned} \quad (3.18)$$

Sau khi thực hiện một số phép tính tích phân phức tạp ta có:

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} &= 1 - \left( \frac{\lambda_d e^{-\phi_5 / \lambda_d}}{(\lambda_d + \phi_4 \Omega)} - \sum_{p=0}^N \frac{\lambda_n^2 \lambda_d C_N^p (-1)^p e^{-(p(\phi_3 + \phi_5 \phi_2) / \lambda_n + \phi_5 / \lambda_d)}}{(\lambda_n + p \phi_2 \lambda_d) (\lambda_n \lambda_d + \phi_4 \Omega (\lambda_n + p \phi_5 \phi_2 \lambda_d))} \right) \times \\ &\quad \times \left( e^{-\gamma_t \left( (1-\rho^2) + \rho^2 / (\lambda_n \gamma) \right)} \right), \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\text{với } \phi_4 = \frac{\gamma_t \varepsilon \rho^2}{\alpha_d} \text{ và } \phi_5 = \frac{\gamma_t \phi_1}{\alpha_d}.$$

(Chứng minh công thức (3.19) trong phụ lục B).

Các công thức (3.17) và (3.19) là các biểu thức xác suất dừng tường minh của hai nguồn phụ thuộc vào các thông số của hệ thống. Từ các biểu thức này có thể giúp ta vẽ và khảo sát sự thay đổi của OP theo sự biến thiên của các thông số. Điều này giúp nhà thiết kế hệ thống có cái nhìn tổng quát về hiệu năng của hệ thống, có thể xác định các thông số tối ưu và điều chỉnh các yếu tố quan trọng để đảm bảo truyền thông hiệu quả và ổn định.

### 3.4.1.3 Biểu thức tiệm cận của các xác suất dừng khi $\gamma \rightarrow +\infty$

Trong lĩnh vực truyền thông, tính toán tiệm cận ở các vùng tỷ lệ tín hiệu nhiễu cao là quan trọng vì các vùng này đại diện cho các môi trường truyền thông có chất

lượng tín hiệu tốt. Xác định biểu thức tiệm cận của xác suất dừng khi  $\gamma \rightarrow +\infty$  giúp đơn giản hóa biểu thức OP. Biểu thức tiệm cận này cung cấp thông tin quan trọng về giới hạn hiệu năng tối đa của hệ thống có thể đạt được trong các điều kiện lý tưởng và các yếu tố ảnh hưởng đến hiệu năng. Các biểu thức tiệm cận của xác suất dừng của hai nguồn như sau:

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d}^{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( 1 - \lambda_n \sum_{p=0}^N \frac{C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_6/\lambda_n}}{\lambda_n + p\phi_2\lambda_d} \right) e^{-\gamma_t(1-\rho^2)}, \quad (3.20)$$

$$\text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d}^{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( \frac{\lambda_d e^{-\phi_7/\lambda_d}}{(\lambda_d + \phi_4\Omega)} - \sum_{p=0}^N \frac{\lambda_n^2 \lambda_d C_N^p (-1)^p e^{-(p(\phi_6 + \phi_7\phi_2)/\lambda_n + \phi_7/\lambda_d)}}{(\lambda_n + p\phi_2\lambda_d)(\lambda_n\lambda_d + \phi_4\Omega(\lambda_n + p\phi_7\phi_2\lambda_d))} \right) e^{-\gamma_t(1-\rho^2)}, \quad (3.21)$$

$$\text{với } \phi_6 = \frac{\gamma_t(\alpha_n\lambda_n + \alpha_d\lambda_d)(1-\rho^2)}{\alpha_n}, \phi_7 = \frac{\gamma_t(\alpha_n\lambda_n + \alpha_d\lambda_d)(1-\rho^2)}{\alpha_d}.$$

### 3.4.2 Xác suất dừng của giao thức SIC-3TS

Đối với giao thức SIC-3TS ta có OP của các nguồn giống như của giao thức SIC-2TS.

### 3.4.3 Xác suất dừng của giao thức CONV-4TS

Xác suất dừng của nguồn  $S_2$  :

$$\text{OP}_{S_2}^C = 1 - \Pr[\gamma_{S_1R_{b1}} \geq \gamma_t, \gamma_{R_{b1}S_2} \geq \gamma_t] = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_8/\lambda_1} \right) e^{-\phi_9/\lambda_2}, \quad (3.22)$$

$$\text{với } \phi_8 = \gamma_t\lambda_1(1-\rho^2) + \gamma_t\rho^2 / (\alpha_1\gamma) \text{ và } \phi_9 = \gamma_t\lambda_2(1-\rho^2) + \gamma_t\rho^2 / \gamma.$$

Xác suất dừng của nguồn  $S_1$  :

$$\text{OP}_{S_1}^C = 1 - \Pr(\gamma_{S_2 R_{b2}} \geq \gamma_t, \gamma_{R_{b2} S_1} \geq \gamma_t) = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_0/\lambda_1} \right) e^{-\phi_1/\lambda_2}, \quad (3.23)$$

với  $\phi_{10} = \gamma_t \lambda_2 (1 - \rho^2) + \gamma_t \rho^2 / (\alpha_2 \gamma)$  và  $\phi_{11} = \gamma_t \lambda_1 (1 - \rho^2) + \gamma_t \rho^2 / \gamma$ .

Biểu thức tiệm cận của các xác suất dừng khi  $\gamma \rightarrow +\infty$  :

$$\text{OP}_{S_2}^C \Big|_{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p\gamma_t(1-\rho^2)} \right) e^{-\gamma_t(1-\rho^2)} \quad (3.24)$$

$$\text{OP}_{S_1}^C \Big|_{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p\gamma_t(1-\rho^2)} \right) e^{-\gamma_t(1-\rho^2)}. \quad (3.25)$$

### 3.4.4 Thông lượng của ba giao thức

Thông lượng là tốc độ truyền dữ liệu thành công trung bình. Thông lượng được tính bằng cách chia kích thước của gói tin truyền đi cho thời gian cần thiết để quá trình truyền hoàn tất. Giá trị thông lượng cho biết khả năng truyền dữ liệu thành công trong điều kiện bình thường của kết nối và được dùng để đánh giá hiệu năng của hệ thống truyền thông. Thông lượng hệ thống cho giao thức được đề xuất SIC-2TS, giao thức SIC-3TS và giao thức CONV-4TS được đưa ra tương ứng như sau [96]:

$$\text{TP}_{\text{SIC-2TS}} \Big|_{d_n \leq d_d} = \frac{1}{2} \left( 1 - \text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t + \frac{1}{2} \left( 1 - \text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t, \quad (3.26)$$

$$\text{TP}_{\text{SIC-3TS}} \Big|_{d_n \leq d_d} = \frac{1}{3} \left( 1 - \text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t + \frac{1}{3} \left( 1 - \text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t, \quad (3.27)$$

$$\text{TP}_{\text{CONV-4TS}} = \frac{1}{4} \left( 1 - \text{OP}_{S_1}^C \right) R_t + \frac{1}{4} \left( 1 - \text{OP}_{S_2}^C \right) R_t, \quad (3.28)$$

với 1/2, 1/3 và 1/4 biểu thị rằng các giao thức SIC-2TS, SIC-3TS và CONV-4TS hoạt động trong hai, ba và bốn khe thời gian tương ứng;  $R_t = \log_2(1 + \gamma_t)$  (bits/s/Hz) là tốc độ bit của tín hiệu [36].

Chú ý: Giao thức SIC-3TS không sử dụng DNC và hoạt động trong ba khe thời gian, do đó thông lượng thu được theo công thức (3.27) trong đó xác suất dừng hoạt động giống như giao thức SIC-2TS.

### 3.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả

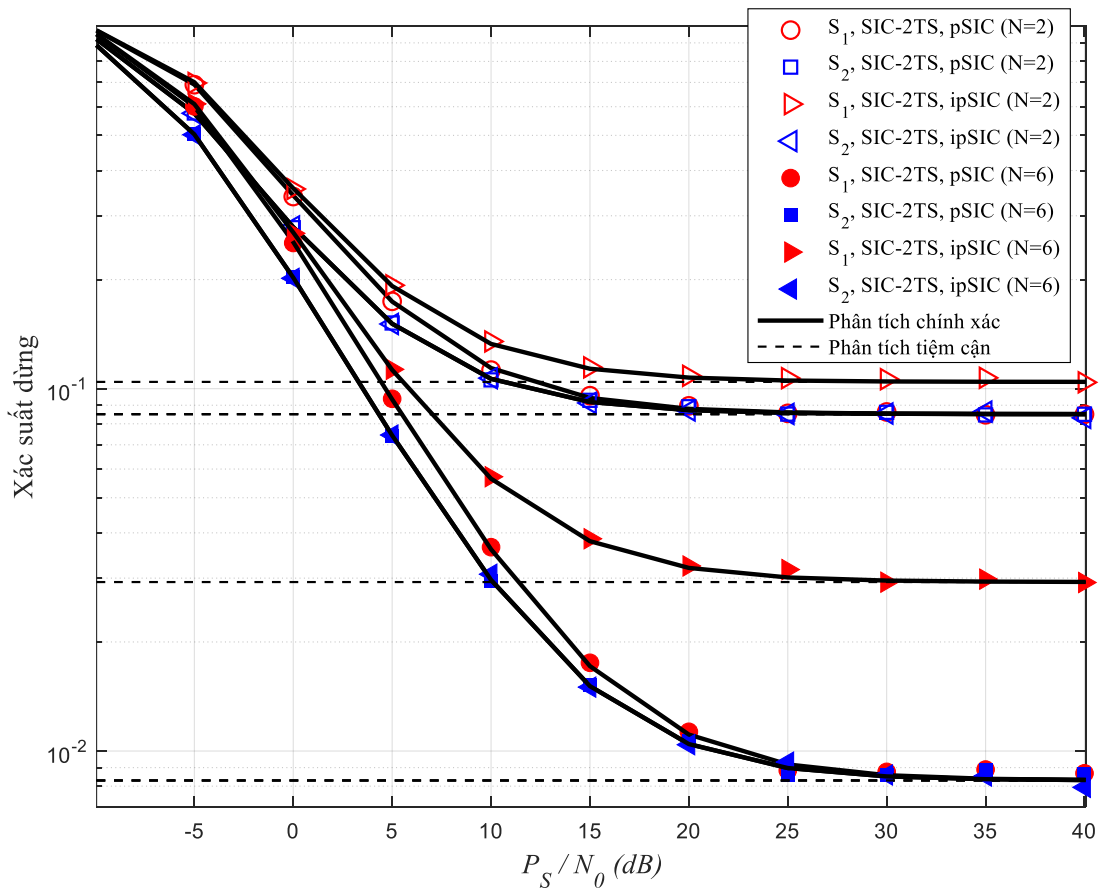
Trong phần này, nghiên cứu sinh thảo luận và đánh giá các OP và TP của ba giao thức (SIC-2TS, SIC-3TS và CONV-4TS). Mô phỏng Monte Carlo được sử dụng để kiểm chứng độ chính xác của các biểu thức lý thuyết tiệm cận và chính xác (các điểm đánh dấu là kết quả mô phỏng trong tất cả các hình) với số lần thử là  $10^5$ . Đối với tất cả các hình, các thông số được chọn như sau SNR ngưỡng  $\gamma_t = 1$  và hệ số mũ suy hao  $\beta = 3$ . Trong các Hình 3.2 đến 3.5, chọn  $d_1$  có giá trị nhỏ hơn và  $d_2 = 1 - d_1$  (tương ứng là nguồn  $S_1$  gần cụm thiết bị chuyển tiếp hơn nguồn  $S_2$ ).

#### 3.5.1 Xác suất dừng hoạt động của hai nguồn

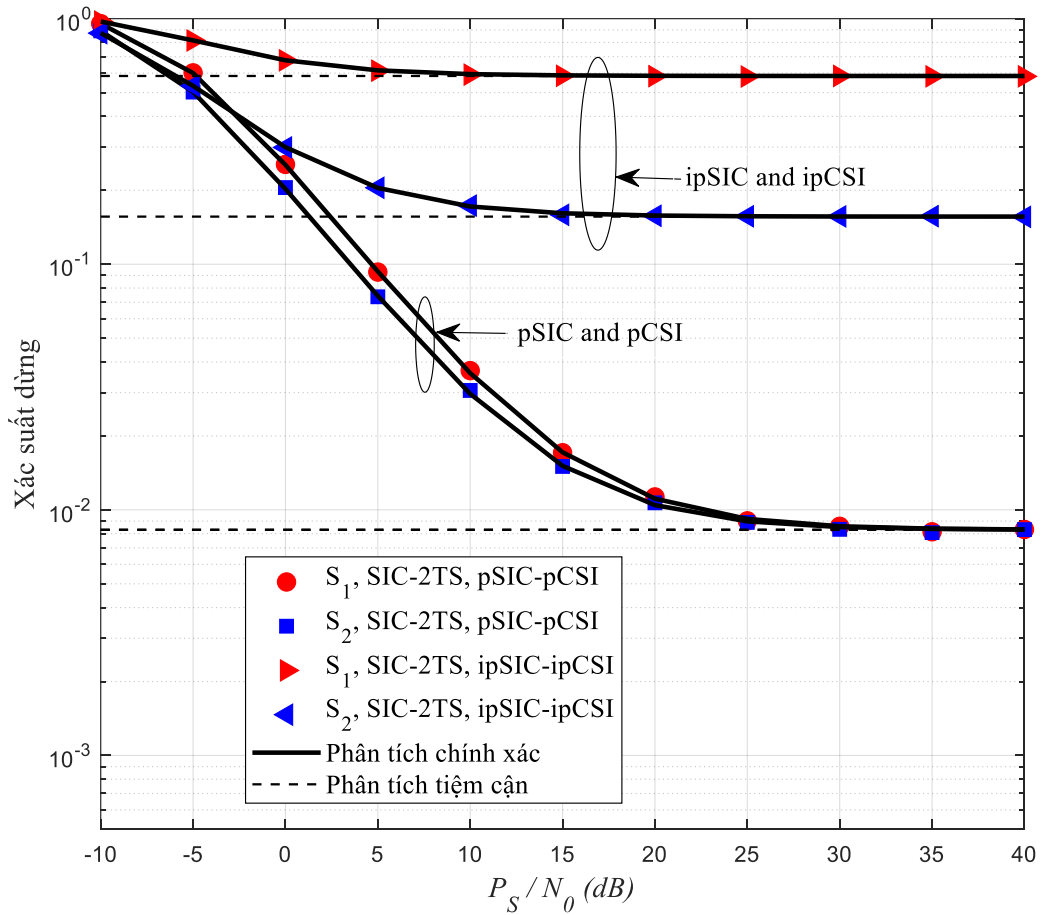
Từ Hình 3.2 đến Hình 3.4 OP của hai nguồn được khảo sát theo tỉ số công suất phát trên công suất nhiễu  $P_S / N_0$  (dB) và một số thông số được chọn giống nhau là  $\Omega = -10$  (dB),  $d_1 = 0.4$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ , và các hệ số chỉ định công suất  $\alpha_1 = \alpha_2 = \eta = 1$ . OP của hai nguồn trong cả ba giao thức đều giảm khi  $P_S / N_0$  (dB) tăng và đạt đến giá trị bão hòa khi  $P_S / N_0$  (dB) đủ lớn.

Trong hình 3.2 khảo sát sự tác động của pSIC ( $\varepsilon = 0$ ) và ipSIC ( $\varepsilon = 1$ ) lên OP của hai nguồn trong trường hợp pCSIs ( $\rho = 1$ ) của giao thức SIC-2TS với số lượng thiết bị chuyển tiếp khác nhau  $N \in \{2, 6\}$ . Hình 3.2 cho thấy các OP của nguồn  $S_2$  trong hai trường hợp pSIC và ipSIC bằng nhau vì giải mã  $x_1$  không bị ảnh hưởng bởi

phần tín hiệu nhiễu còn lại của ipSIC theo công thức (3.6). Còn các OP của nguồn  $S_1$  trong trường hợp ipSIC cao hơn so với trường hợp ipSIC với mọi giá trị  $P_S / N_0 (dB)$  bởi vì tín hiệu nhiễu còn lại do ipSIC bị cộng vào SINR của tín hiệu  $x_2$  theo công thức (3.8). Trong trường hợp pSIC, OP của nguồn  $S_1$  cao hơn so với OP của  $S_2$  trong vùng  $P_S / N_0 (dB)$  có giá trị thấp và cả hai cũng đạt đến giá trị bão hòa bằng nhau ở vùng  $P_S / N_0 (dB)$  có giá trị cao. Đối với tất cả các trường hợp, OP của hai nguồn giảm khi số lượng thiết bị chuyển tiếp tăng lên bởi vì khả năng phân tập không gian tăng khi số thiết bị chuyển tiếp tăng (3.7).



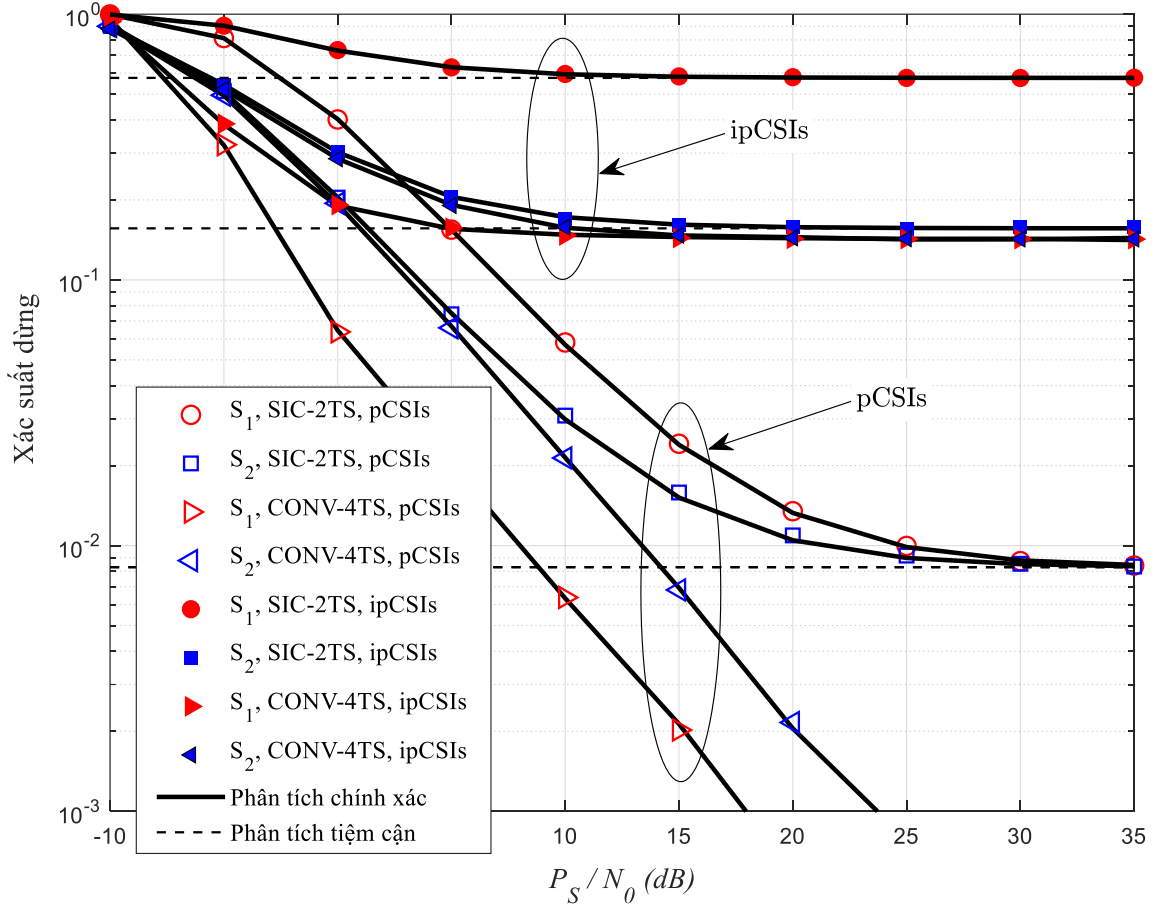
**Hình 3.2:** Xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS theo  $P_S / N_0 (dB)$  với hai trường hợp pSIC và ipSIC.



**Hình 3.3:** Xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS theo  $P_S / N_0$  (dB) với hai trường hợp pSIC- pCSI và ipSIC- ipCSI.

Hình 3.3 khảo sát OP của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS trong trường hợp lý tưởng pSIC-pCSI ( $\varepsilon = 0, \rho = 1$ ) và trường hợp thực tế hơn ipSIC-ipCSI ( $\varepsilon = 1, \rho = 0.92$ ) với  $N = 6$ . Kết quả cho thấy OP của các nút nguồn với trường hợp pSIC-pCSI tốt hơn nhiều so với trường hợp ipSIC-ipCSI. Ta có kết quả này vì độ lợi kênh bị giảm bởi tác động của ipCSI như công thức (3.2). Bên cạnh đó, trong trường hợp giải mã tín hiệu phụ thuộc vào việc khử nhiễu của kỹ thuật SIC như công thức (3.6) và (3.8) dẫn đến SNR để giải mã tín hiệu  $x_2$  bị ảnh hưởng bởi ipCSI của cả hai liên kết. Kết quả này cho thấy ipSIC-ipCSI có ảnh hưởng lớn đối với OP của các nguồn, do đó ta không thể bỏ qua các điều kiện ipSIC-ipCSI khi xem xét một hệ thống thực tế. Một điểm chú ý khi ipSIC xảy ra sẽ ảnh hưởng xấu đến OP

của nguồn  $S_1$  (nguồn nhận tín hiệu được truyền từ nguồn xa thiết bị chuyển tiếp hơn) nhiều hơn. Do đó để tạo sự công bằng hơn giữa các nguồn, ta có thể thay đổi hệ số công suất phát cho phù hợp để OP của hai nguồn có thể xấp xỉ bằng nhau.



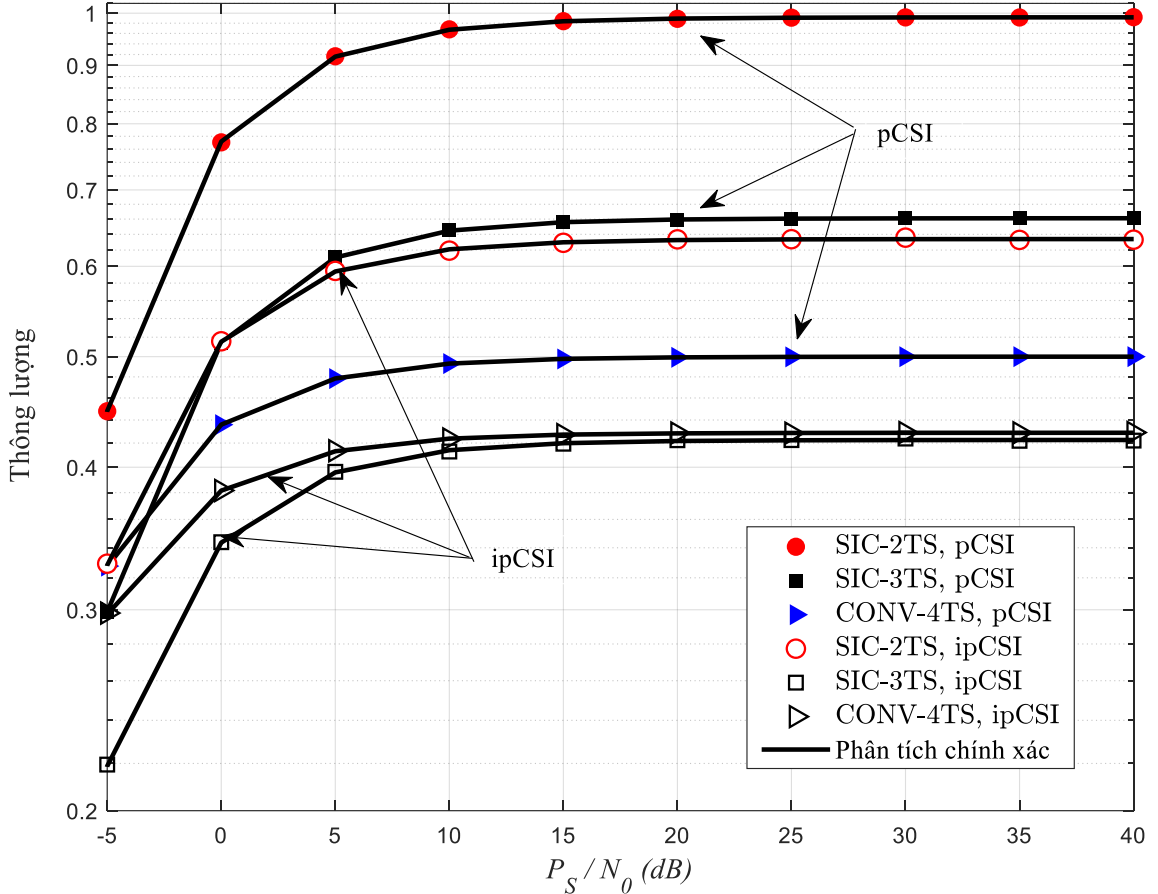
**Hình 3.4:** Xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS và CONV-4TS theo  $P_S / N_0$  (dB) với hai trường hợp pCSI và ipCSI.

Hình 3.4 khảo sát OP của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS và CONV-4TS trong 2 trường hợp pCSI- ipCSI  $\rho \in \{0.92, 1\}$ , và giao thức SIC-2TS ở pSIC ( $\varepsilon = 0$ ) với  $N = 6$ . Cũng như các hình trên OP của trường hợp pCSI luôn tốt hơn ipCSI. Hình 3.4 cho thấy giao thức CONV-4TS có xác suất dừng thấp hơn giao thức SIC-2TS trong cả hai trường hợp pCSI và ipCSI, do quá trình truyền từng tín hiệu đơn giản hơn, nhưng giao thức truyền thông thường này sẽ cần thời gian và năng lượng để



truyền tín hiệu nhiều hơn giao thức được đề xuất. Tuy nhiên sự chênh lệch giữa các OP của hai giao thức giảm xuống khi xem xét trong điều kiện ipCSI.

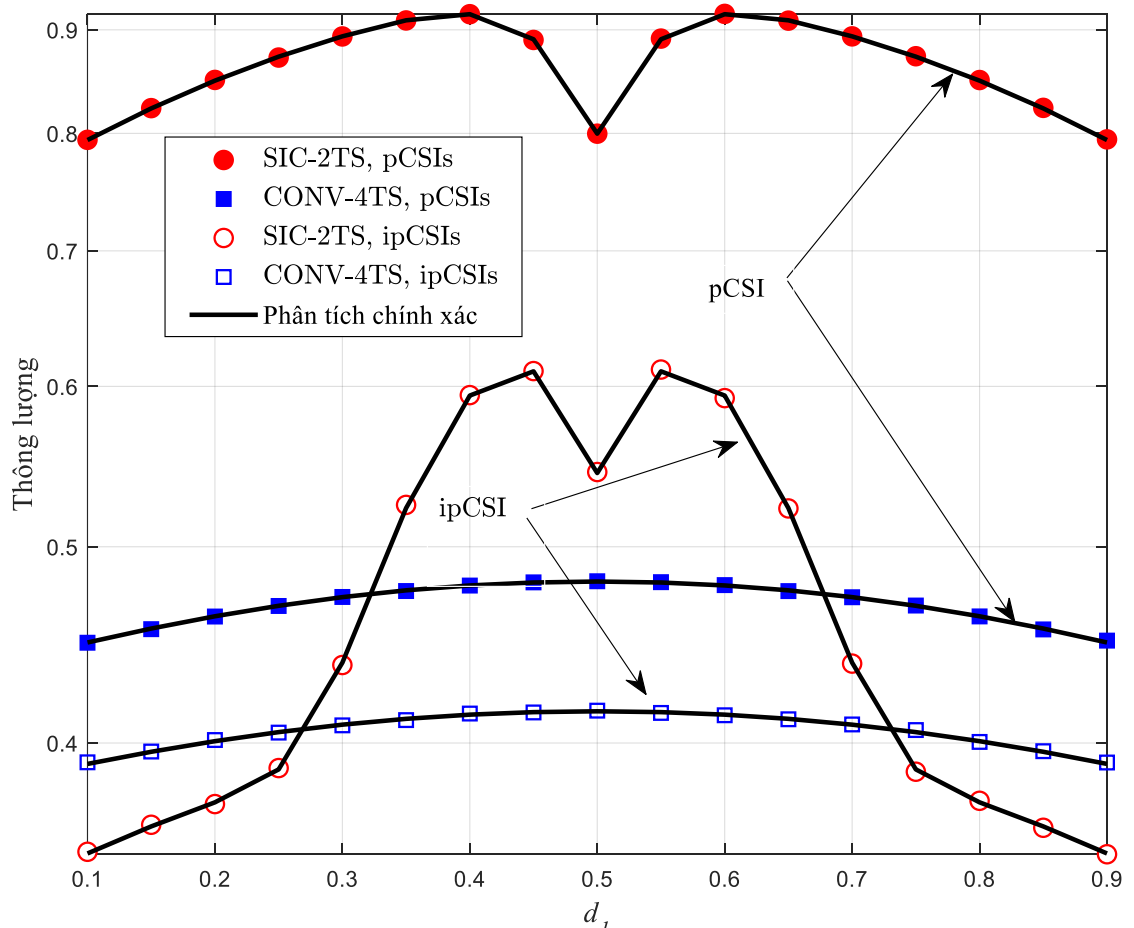
### 3.5.2 Thông lượng của hệ thống



**Hình 3.5:** Thông lượng hệ thống của các giao thức SIC-2TS, CONV-4TS và SIC-3TS theo  $P_S / N_0$  (dB) trong hai trường hợp pCSI và ipCSI.

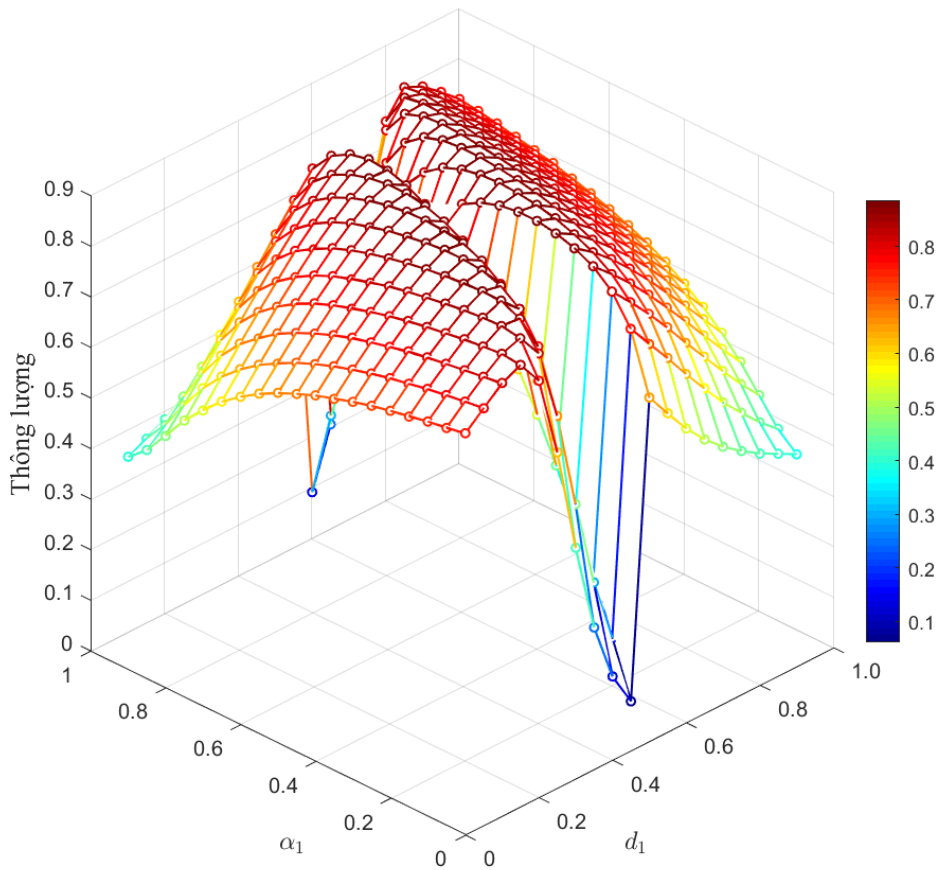
Hình 3.5 khảo sát TP của ba giao thức SIC-2TS, CONV-4TS và SIC-3TS trong hai trường hợp pCSI và ipCSI khi  $\Omega = -10$ (dB),  $d_1 = 0.4$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ ,  $N = 6$ ,  $\varepsilon = 0$ ,  $\rho \in \{0.92, 1\}$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \eta = 1$ . Hình 3.5 cho thấy TP của giao thức SIC-2TS vượt trội hơn hai giao thức còn lại trong cả điều kiện pCSI và ipCSI vì giao thức được đề xuất SIC-2TS sử dụng NOMA, SIC và DNC đã làm giảm số lượng khe thời gian cho việc truyền tín hiệu giữa các nút. Bên cạnh đó, thông lượng của cả ba giao thức

trong trường hợp pCSI luôn tốt hơn so với trường hợp ipCSI vì bỏ qua tác động của các bộ phận gây nhiễu trên SINR nhận được. Giao thức SIC-3TS có thông lượng lớn hơn nhiều so với giao thức CONV-4TS trong trường hợp pCSI do giảm số khe thời gian truyền. Tuy nhiên thông lượng của giao thức SIC-3TS lại nhỏ hơn của CONV-4TS trong trường hợp ipCSI, điều này có thể giải thích do giao thức SIC-3TS sử dụng NOMA trong khe thời gian thứ nhất và ipCSI đã ảnh hưởng nhiều đến SINR khi sử dụng SIC để giải mã tín hiệu tại thiết bị chuyển tiếp so với giao thức CONV-4TS. Bên cạnh đó, ở vùng giá trị  $P_S / N_0 (dB)$  nhỏ thông lượng hệ thống của các giao thức tăng khi  $P_S / N_0 (dB)$  tăng, và khi  $P_S / N_0 (dB)$  đạt giá trị đủ lớn ( $>15dB$ ) thông lượng đạt giá trị bão hòa.



**Hình 3.6:** Thông lượng hệ thống của hai giao thức SIC-2TS và CONV-4TS theo  $d_1$ .

Hình 3.6 khảo sát TP hệ thống của giao thức SIC-2TS và CONV-4TS theo khoảng cách  $d_1$  với pCSI/ipCSI  $\rho \in \{0.92, 1\}$  khi  $P_S/N_0 = 5$  (dB),  $\Omega = -10$  (dB),  $N = 6$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \eta = 1$ . Hình cho thấy TP của giao thức SIC-2TS vượt trội TP của CONV-4TS trong trường hợp pCSI. Nhưng trong trường hợp ipCSI, TP của giao thức SIC-2TS chỉ cao hơn TP của giao thức CONV-4TS trong khoảng giá trị của  $d_1$  từ 0.3 đến 0.7. Thông lượng của giao thức SIC-2TS đạt được giá trị cao nhất tại các vị trí tối ưu của thiết bị chuyển tiếp  $d_1 = \{0.4, 0.6\}$  (trong trường hợp pCSI) và  $d_1 = \{0.45, 0.55\}$  (trong trường hợp ipCSI). Giao thức CONV-4TS có thông lượng hệ thống cao nhất khi thiết bị chuyển tiếp ở điểm cách đều hai nguồn ( $d_1 = 0.5$ ). Cũng như Hình 3.5 TP của hệ thống trong trường hợp pCSI luôn tốt hơn ipCSI.



**Hình 3.7:** Thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS theo  $\alpha_1$  và  $d_1$ .

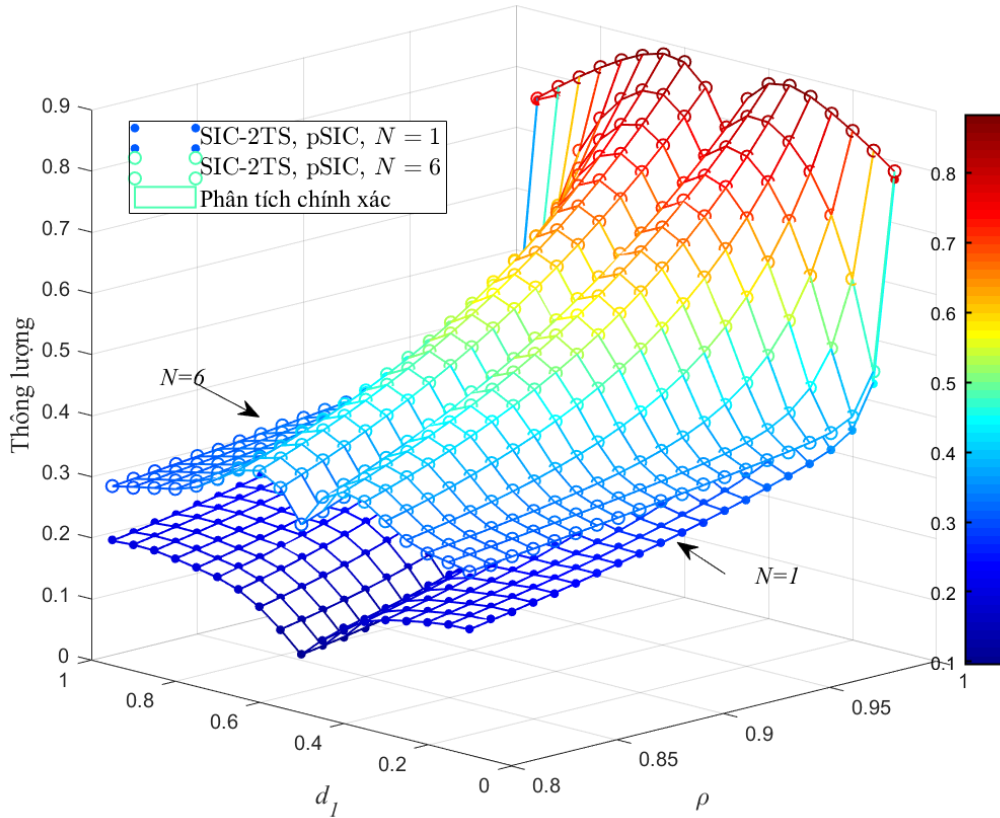
Hình 3.7 biểu diễn TP của giao thức SIC-2TS theo hệ số phân chia công suất  $\alpha_1$  và khoảng cách  $d_1$  khi  $P_S/N_0 = 5(dB)$ ,  $\Omega = -10(dB)$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ ,  $N = 6$ ,  $\varepsilon = 0$ ,  $\rho = 1$ ,  $\alpha_2 = 1 - \alpha_1$  và  $\eta = 1$ . Quan sát hình ta thấy TP của giao thức SIC-2TS có đạt cực trị vào khoảng 0.885 khi  $\{d_1, \alpha_1\} = \{0.4, 0.5\}$  và  $\{d_1, \alpha_1\} = \{0.6, 0.5\}$ . Bên cạnh đó, tại mỗi vị trí của cụm thiết bị chuyên tiếp tồn tại giá trị của hệ số phân chia công suất tối ưu để TP tốt nhất. Cụ thể Bảng 3.1 biểu diễn chi tiết giá trị thông lượng tối đa tương ứng với  $d_1$  và  $\alpha_1$  (sử dụng hàm *max* trong Matlab). Hệ số phân chia công suất  $\alpha_1$  và  $\alpha_2$  giúp thay đổi công suất phát của các nguồn, công suất nhỏ hơn cấp cho nguồn gần cụm thiết bị chuyên tiếp và công suất cao hơn cho nút nguồn xa hơn. Như vậy phân bổ công suất phát hợp lý ứng với mỗi vị trí cụ thể của cụm chuyên tiếp giúp thông lượng hệ thống đạt được giá trị cao nhất.

**Bảng 3.1:** Các giá trị thông lượng lớn nhất tương ứng với khoảng cách  $d_1$  và hệ số phân chia công suất  $\alpha_1$ .

$d_1$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
$\alpha_1$	0.1	0.1	0.3	0.5	0.3	0.5	0.7	0.9	0.9
TP <sub>max</sub>	0.7839	0.8413	0.8715	0.8853	0.8754	0.8853	0.8715	0.8413	0.7839

Hình 3.8 biểu diễn thông lượng của giao thức SIC – 2TS theo khoảng cách  $d_1$  và hệ số tương quan  $\rho$  (hằng số đặc trưng cho chất lượng trung bình của các ước lượng kênh trong công thức 3.2). Các hệ số công suất  $\alpha_1$  và  $\alpha_2$  cũng thay đổi theo khoảng cách  $d_1$  và  $d_2$  để đạt được thông lượng tốt nhất như đề cập ở Hình 3.7 khi  $P_S/N_0 = 5(dB)$ ,  $\Omega = -10(dB)$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ ,  $N = \{1, 6\}$ ,  $\varepsilon = 0$ ,  $\alpha_1 = d_1$ ,  $\alpha_2 = 1 - \alpha_1$  và  $\eta = 1$  trong điều kiện pSIC. Quan sát Hình 3.8 ta thấy một khoảng thay đổi nhỏ của  $\rho$  sẽ dẫn đến khoảng thay đổi lớn của thông lượng hệ thống. Bên cạnh đó khoảng cách tương đối giữa hai nguồn và cụm thiết bị chuyên tiếp cũng ảnh hưởng khác nhau đến tốc độ giảm của thông lượng khi  $\rho$  giảm. Và số lượng thiết bị chuyên tiếp

tăng thì thông lượng hệ thống tăng, đây chính là ưu điểm của việc dùng cụm thiết bị chuyển tiếp.



**Hình 3.8:** Thông lượng hệ thống của hai giao thức SIC-2TS theo  $d_1$  và  $\rho$ .

Cuối cùng là các đường phân tích lý thuyết tiệm cận và chính xác của OP và TP của tất cả các hình đều trùng khớp với các đường mô phỏng.

### 3.6 Kết luận

Trong chương này, nghiên cứu sinh đã nghiên cứu mô hình mạng hợp tác hai chiều với sự hỗ trợ của cụm thiết bị chuyển tiếp và kết hợp các kỹ thuật lựa chọn thiết bị chuyển tiếp, triệt can nhiễu tuần tự và mã hóa mạng số với mục đích kết hợp các ưu điểm của các kỹ thuật này để nâng cao hiệu năng của mạng hợp tác hai chiều. Đồng thời mô hình được khảo sát trong các điều kiện lý tưởng và các điều kiện thực tế như triệt can nhiễu tuần tự không hoàn hảo, thông tin trạng thái kênh truyền không

hoàn hảo. Dựa trên phân tích xác suất dừng và thông lượng, một số kết luận thu được về mô hình mạng hợp tác hai chiều với giao thức được đề xuất SIC-2TS như sau:

- Thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS vượt trội so với hai giao thức bốn khe thời gian CONV-4TS và ba khe thời gian SIC-3TS. Cụ thể thông lượng của SIC-2TS gấp khoảng 2 lần so với giao thức CONV-4TS và khoảng 1.5 lần so với SIC-3TS trong trường hợp pCSI. Còn khi ipCSI thông lượng của giao thức SIC-2TS cũng gấp khoảng 1.5 so với hai giao thức còn lại.
- Phương pháp RS được đề xuất giúp giảm thiểu thời gian thu thập của các ipCSI so với phương pháp RS khác [70], do đó giảm thời gian xử lý tín hiệu và tăng tốc độ truyền tin. Và khi số lượng thiết bị chuyển tiếp trong cụm tăng thì hiệu năng hệ thống tăng.
- Hiệu năng mạng trong các trường hợp ipSIC/ipCSI luôn thấp hơn các trường hợp lý tưởng pSIC/pCSI. Cụ thể khi ipSIC sẽ làm tăng xác suất dừng của nguồn gần. Và với sự thay đổi nhỏ của hệ số tương quan  $\rho$  đặc trưng cho chất lượng trung bình của các ước lượng sẽ ảnh hưởng nhiều đến thông lượng hệ thống.
- Kết quả nghiên cứu cho thấy giao thức SIC-2TS có thể đạt được hiệu năng tốt nhất tại các vị trí tối ưu của thiết bị chuyển tiếp và hệ số phân chia công suất phù hợp của hai nguồn.

## **Chương 4. MẠNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC HAI CHIỀU SỬ DỤNG BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH**

### **4.1 Giới thiệu**

Nội dung của chương này là các kết quả nghiên cứu trong công trình [P4] đã được công bố của nghiên cứu sinh với tiêu đề “*Multi-constraint two-way underlay cognitive network using reconfigurable intelligent surface*”, trên tạp chí *Wireless Networks (SCIE)*, năm 2022.

Trong những thập kỷ gần đây, mạng truyền thông vô tuyến đã có số lượng người dùng và khối lượng dữ liệu truyền thông tăng rất nhanh, dẫn đến những thách thức lớn về sử dụng hiệu quả phổ tần, hiệu quả năng lượng, và giảm chi phí trong việc triển khai và vận hành hệ thống. Công nghệ hỗ trợ truyền thông mới RIS đã được quan tâm nghiên cứu vì ưu điểm giúp tăng EE và CE vượt trội so với chuyển tiếp thông thường. Các nghiên cứu hiệu năng mạng sử dụng RIS chủ yếu còn tập trung trong mạng một chiều [50, 97-102] và có một vài công bố cho mạng hai chiều [58-60]. Bên cạnh đó công nghệ vô tuyến cũng được nghiên cứu nhiều trong mạng hai chiều để tăng hiệu quả SE [62-65, 67, 72]. Tuy nhiên các nghiên cứu kết hợp RIS và CR đa số mới tập trung ở mạng một chiều [103-105]. Trong một công bố của nghiên cứu sinh [106], mô hình hệ thống CR hai chiều dạng nền đơn giản trong đó hai nguồn thứ cấp hoạt động ở chế độ FD truyền tín hiệu thông qua RIS dưới giới hạn công suất phát của một thiết bị thu sơ cấp (PR) đã được đề xuất. Các kết quả cho thấy xác suất dừng của hệ thống giảm nhiều khi số lượng phần tử phản xạ của RIS tăng. Và mô hình khảo sát trong điều kiện FD lý tưởng là không tồn tại can nhiễu giữa hai anten thu và phát.

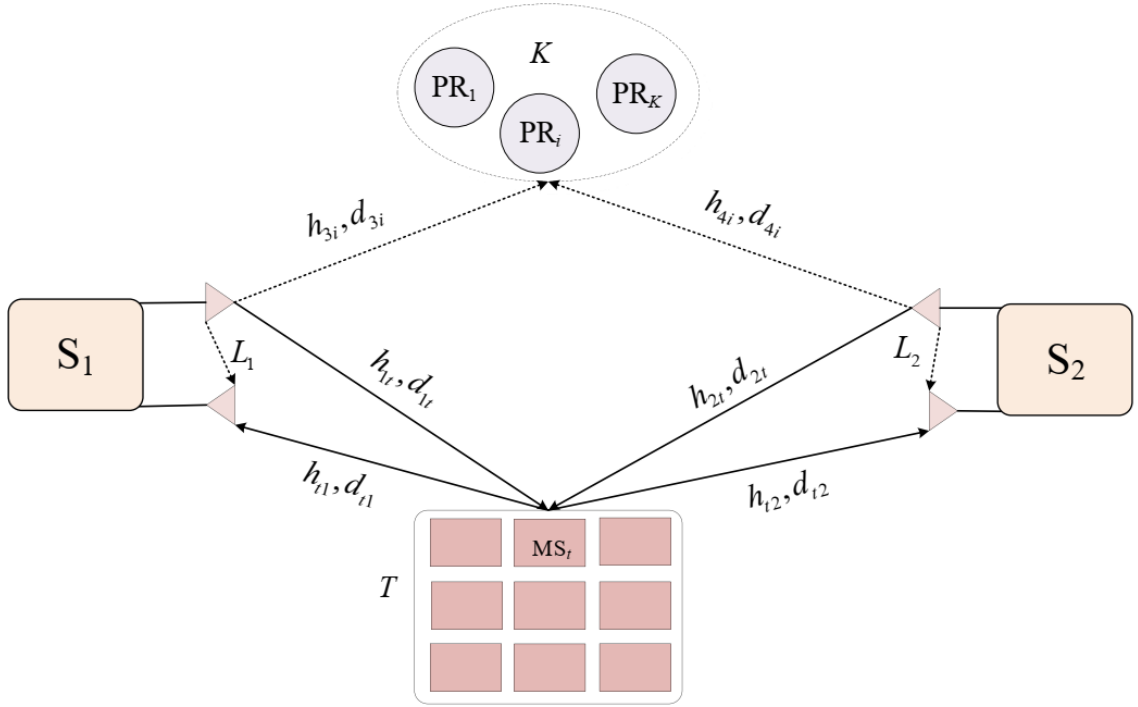
Trong chương này, mô hình mạng vô tuyến nhận thức hai chiều dạng nền trong đó hệ thống thứ cấp có hai nguồn truyền tín hiệu thông qua RIS và hoạt động trong

điều kiện giới hạn công suất phát của nhiều thiết bị thu sơ cấp (gọi là MPR-UTW-RIS) được đề xuất. Mục tiêu của mô hình là giảm xác suất dừng, tăng EE, SE và CE của mạng hai chiều trong môi trường vô tuyến nhận thức. RIS thường được phân loại thành hai loại là phản xạ dị thường hoặc tán xạ khuếch tán tương ứng cho mạng mmWave hoặc băng tần dưới 6GHz [57]. Trong mô hình được đề xuất, hệ thống thứ cấp làm việc ở chế độ FD và ở băng tần dưới 6GHz nên RIS mô hình hóa dưới dạng bộ khuếch tán. Đồng thời, hiệu năng mạng thứ cấp được khảo sát trong điều kiện giả sử thực tế còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi hủy nhiễu ở anten thu do truyền FD. Trong chương này, OP của hai nguồn thứ cấp được khảo sát chi tiết theo các tham số sau: ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các PR; tỉ số công suất phát tối đa mà phần cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu; vị trí tương đối của RIS và của cụm PR; sự thay đổi số lượng phần tử phản xạ của RIS; và khả năng triệt nhiễu vòng lặp của đường truyền FD.

## 4.2 Mô hình nghiên cứu

Mô hình mạng vô tuyến nhận thức hai chiều dạng nền được nghiên cứu trong Hình 4.1 gồm: hai nguồn thứ cấp  $S_q$  với  $q \in \{1, 2\}$ , một RIS có  $T$  phần tử phản xạ  $MS_t$  với  $t = \{1, 2, \dots, T\}$  và  $K$  thiết bị thu sơ cấp  $PR_i$  với  $i = \{1, 2, \dots, K\}$ . Để ước lượng kênh, RIS được trang bị một bộ điều khiển để thu nhận CSI và truyền thông tin [85]. Hai nguồn thứ cấp và các PR xác định CSI bằng cách áp dụng ước lượng kênh thông thường. Hai nguồn thứ cấp  $S_q$  chịu giới hạn công suất phát sao cho ràng buộc can nhiễu đến các  $PR_i$  phải nhỏ hơn mức ngưỡng cho trước  $I_i$  để đảm bảo không ảnh hưởng đến các hoạt động của mạng sơ cấp. Trong Hình 4.1  $(h_{qt}, d_{qt})$ ,  $(h_{tq}, d_{tq})$ , và  $(h_{(q+2)i}, d_{(q+2)i})$  là hệ số kênh truyền và khoảng cách chuẩn hóa tương ứng của các liên kết  $S_q - MS_t$ ,  $MS_t - S_q$ , và  $S_q - PR_i$ .





**Hình 4.1:** Mô hình mạng vô tuyến nhận thức hai chiều MPR-UTW-RIS

Các giả thiết khoa học sử dụng cho mô hình của chương này như sau: Hai nguồn thứ cấp hoạt động ở chế độ FD và có hai anten để thu và phát tín hiệu đồng thời; Đường truyền trực tiếp giữa các nguồn ( $S_1, S_2$ ) và đường truyền giữa các phần tử phản xạ của RIS với các thiết bị thu sơ cấp ( $MS_i, PR_i$ ) không thực hiện được do khoảng cách xa, fading nghiêm trọng, suy hao tín hiệu trên đường truyền lớn, hay do công suất phản xạ của RIS thấp [56]; Nhiễu cộng tại  $S_q$  giống nhau  $CN(0, N_0)$  có trị trung bình bằng 0 và phương sai  $N_0$ ; Các thiết bị thu sơ cấp  $PR_i$  nằm trong một cụm và các phần tử phản xạ  $MS_i$  của RIS rất gần nhau, và khoảng cách chuẩn hóa giữa các cặp thiết bị ( $S_q, MS_i$ ) và ( $S_q, PR_i$ ) tương ứng là  $d_{qt} = d_{tq} = d_q$  và  $d_{(q+2)i} = d_{q+2}$ ; Các kênh vô tuyến giữa các thiết bị ( $S_q, MS_i$ ) tương hỗ, ( $h_{qt} = h_{tq}$ ) [58, 59, 107]; Các kênh fading có phân bố Gaussian phức giống nhau và độc lập nhau (i.i.d Gaussian),  $h_{tq} = h_{qt} = |h_{qt}|e^{j\varphi_{qt}} \in CN(0, 1/\lambda_q)$  và  $h_{(q+2)i} \in CN(0, 1/\lambda_{(q+2)})$ ,

trong đó  $\varphi_{qt}$  là pha của hệ số kênh truyền  $h_{qt}$ ,  $\lambda_u = d_u^\beta$  với  $\beta$  hệ số mũ suy hao đường truyền, và  $u \in \{q, q+2\}$ . Do đó, biên độ của hệ số kênh truyền  $|h_{qt}|$  và  $|h_{(q+2)i}|$  là các RV có phân bố Rayleigh [108].

### 4.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu

Trong mạng CR dạng nền thì mạng thứ cấp và mạng sơ cấp hoạt động song song nhưng công suất phát của các nguồn thứ cấp  $S_q$  (ký hiệu là  $P_q$ ) cần phải nhỏ hơn một giá trị công suất cực đại (ký hiệu là  $P_{q,\max}$ ) và thỏa mãn tất cả các ràng buộc can nhiễu của các  $PR_i$  [78]:

$$P_q = \min\left(P_{q,\max}, I_1/g_{(q+2)1}, I_2/g_{(q+2)2}, \dots, I_K/g_{(q+2)K}\right), \quad (4.1)$$

với  $g_{(q+2)i} = |h_{(q+2)i}|^2$ ,  $i = \{1, 2, \dots, K\}$ .

Theo giao thức truyền song công, các nguồn thứ cấp  $S_q$  gửi đồng thời dữ liệu  $x_q$  cho nhau qua RIS cùng một lúc. Và mỗi nguồn sẽ nhận được một tín hiệu tổng bao gồm tín hiệu mong muốn và các tín hiệu không mong muốn do sự phản xạ ngược lại tín hiệu của chính nó từ RIS, do nhiễu vòng lặp từ anten phát đến anten thu ( $L_q$ ) và nhiễu cộng ( $n_q$ ) bên trong thiết bị. Cụ thể tín hiệu tại nguồn  $S_1$  nhận được như sau [58, 59]:

$$y_1 = \underbrace{\sqrt{P_2} x_2 \left( \sum_{t=1}^T h_{2t} r_t h_{t1} \right)}_{\text{Desired signal}} + \underbrace{\sqrt{P_1} x_1 \left( \sum_{t=1}^T h_{1t} r_t h_{t1} \right)}_{\text{Self-interference signal}} + L_1 + n_1, \quad (4.2)$$

trong đó  $r_t = |r_t| e^{j\phi_t}$  [57, 109] với  $|r_t| \in [0, 1]$  và  $\phi_t \in [0, 2\pi)$  tương ứng là biên độ phản xạ và độ lệch pha của  $MS_t$ , giả sử biên độ phản xạ có giá trị không đổi và bằng 1 [50, 59, 110, 111];  $n_1$  là nhiễu cộng Gaussian  $CN(0, N_0)$ ;  $L_1$  là nhiễu vòng

lập còn lại sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu và có dạng  $CN(0, \mu_1 N_0)$ ,  $\mu_1 \geq 0$  [59, 112] và  $E\{|x_1|^2\} = E\{|x_2|^2\} = 1$ .

Bên cạnh đó, giả sử nguồn  $S_1$  biết được các thông số  $h_{1t}$ ,  $h_{2t}$ ,  $r_t$  trong giai đoạn thiết lập cũng như các giá trị  $P_1$ ,  $x_1$ , vì vậy  $S_1$  có thể triệt tiêu hoàn toàn tín hiệu tự can nhiễu  $\sqrt{P_1} x_1 \left( \sum_{t=1}^T h_{1t} r_t h_{1t} \right)$  trong công thức (4.2). Ngoài ra, để tối đa hóa SINR tức thời tại mỗi nguồn, pha  $\phi_t$  của  $MS_t$  được chọn là  $\phi_t = -(\varphi_{1t} + \varphi_{2t})$  [50, 58, 59]. Công thức (4.2) được viết lại như sau:

$$y_1 = \sqrt{P_2} x_2 \left( \sum_{t=1}^T |h_{2t}| \times |h_{1t}| \right) + L_1 + n_1. \quad (4.3)$$

Ta có SINR để giải mã tín hiệu nhận tại  $S_1$ :

$$\gamma_1 = \frac{\left| \sqrt{P_2} x_2 \left( \sum_{t=1}^T |h_{2t}| \times |h_{1t}| \right) \right|^2}{|L_1|^2 + |n_1|^2} = \frac{P_2 \left( \sum_{t=1}^T |h_{1t}| \times |h_{2t}| \right)^2}{(1 + \mu_1) N_0}. \quad (4.4)$$

Giả sử  $I_1 = I_2 = \dots = I_K = I$ , và  $P_{1,\max} = P_{2,\max} = P_{\max}$  giúp giảm độ phức tạp trong phân tích toán.

Công thức (4.4) được viết lại:

$$\gamma_1 = \min(\gamma_0, \underbrace{\frac{Q}{\max_{i=1 \dots K} g_{4i}}}_{g_{4k}}) \frac{\Psi^2}{(1 + \mu_1)}, \quad (4.5)$$

trong đó  $\gamma_0 = P_{\max}/N_0$ ,  $Q = I/N_0$ , và  $\Psi = \sum_{t=1}^T |h_{1t}| \times |h_{2t}|$ . (4.6)

Tương tự, tín hiệu nhận được và SINR tại  $S_2$  là:

$$y_2 = \underbrace{\sqrt{P_1} x_1 \left( \sum_{t=1}^T h_{1t} r_t h_{t2} \right)}_{\text{Desired signal}} + \underbrace{\sqrt{P_2} x_2 \left( \sum_{t=1}^T h_{2t} r_t h_{t2} \right)}_{\text{Self-interference signal}} + L_2 + n_2, \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \gamma_2 &= \frac{\left| \sqrt{P_1} \left( \sum_{t=1}^T |h_{1t}| \times |h_{t2}| \right) \right|^2}{|L_2|^2 + |n_2|^2} = \frac{P_1 \left( \sum_{t=1}^T |h_{1t}| \times |h_{t2}| \right)^2}{(1 + \mu_2) N_0} \\ &= \min(\gamma_0, \underbrace{\frac{Q}{\max_{i=1 \dots K} g_{3i}}}_{g_{3k}}) \frac{\Psi^2}{(1 + \mu_2)}, \end{aligned} \quad (4.8)$$

trong đó  $L_2 \in CN(0, \mu_2 N_0)$ ,  $\mu_2 \geq 0$ ,  $\mu_2$  là hệ số tỷ lệ với công suất nhiễu  $N_0$  của nhiễu vòng lặp tại  $S_2$  và giả sử  $\mu_2 = \mu_1 = \mu$ ;  $n_2$  là nhiễu cộng Gaussian  $CN(0, N_0)$ .

#### 4.4 Phân tích hiệu năng mạng

Trong phần này, OP của hai nguồn thứ cấp  $S_p$  và  $S_w$ , ( $p, w = \{1, 2\}$  và  $p \neq w$ ) được khảo sát. Hiện tượng dừng hoạt động xảy ra tại nguồn  $S_p$  khi  $S_p$  không giải mã thành công tín hiệu  $x_w$  của nguồn  $S_w$ . Ta có OP tại  $S_p$  là  $OP_{S_p}^{out} = \Pr[R_{S_p} < R_{th}]$ , với  $R_{S_p} = \log_2(1 + \gamma_p)$  là tốc độ dữ liệu có thể đạt được ở  $S_p$  và  $R_{th}$  (bits/s/Hz) là tốc độ dữ liệu ngưỡng cho trước. Biểu thức OP của  $S_p$  trong mô hình MPR-UTW-RIS như sau:

$$\begin{aligned} OP_{S_p}^{out} &= \Pr[\gamma_p < 2^{R_{th}} - 1] = \Pr \left[ \min(\gamma_0, \frac{Q}{g_{(w+2)k}}) \Psi^2 < \underbrace{(2^{R_{th}} - 1)(1 + \mu_p)}_{\alpha_1} \right] \\ &= \underbrace{\Pr \left[ \gamma_0 \Psi^2 < \alpha_1, \gamma_0 < \frac{Q}{g_{(w+2)k}} \right]}_{\gamma_1} + \underbrace{\Pr \left[ \frac{Q}{g_{(w+2)k}} \Psi^2 < \alpha_1, \gamma_0 \geq \frac{Q}{g_{(w+2)k}} \right]}_{\gamma_2}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Để phân tích xác suất dừng  $OP_{S_p}^{out}$  trong công thức (4.9), các biểu thức CDF và PDF của các biến ngẫu nhiên  $\Psi$  và  $g_{(w+2)k}$  được trình bày lần lượt trong Bổ đề 4.1 và Bổ đề 4.2.

**Bổ đề 4.1:** Từ công thức (4.6),  $\Psi$  là tổng của T tích hai RV độc lập có phân bố i.i.d double Rayleigh, PDF của  $\Psi$  được tính xấp xỉ bằng các số hạng đầu tiên của khai triển chuỗi Laguerre [113] (công thức 2.76) như sau [50]:

$$f_{\Psi}(x) \simeq \frac{x^a}{b^{a+1}\Gamma(a+1)} \exp\left(-\frac{x}{b}\right), \quad (4.10)$$

và CDF của  $\Psi$  như công thức (4.11)

$$F_{\Psi}(x) \simeq \frac{\gamma\left(a+1, \frac{x}{b}\right)}{\Gamma(a+1)} = 1 - \frac{\Gamma\left(a+1, \frac{x}{b}\right)}{\Gamma(a+1)}, \quad (4.11)$$

trong đó  $a = \frac{k_1^2}{k_2} - 1$ ;  $b = \frac{k_2}{k_1}$ ;  $k_1 = \frac{T\pi}{4\sqrt{\lambda_1\lambda_2}}$  và  $k_2 = \frac{T}{\lambda_1\lambda_2} \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right)$ .

(Bổ đề 4.1 được chứng minh trong phụ lục C).

**Bổ đề 4.2:** Ta có  $g_{(w+2)k} = \max_{i=1\dots K} g_{(w+2)i}$ , nên CDF của  $g_{(w+2)k}$  được tính bằng: [78, 114]

$$F_{g_{(w+2)k}}(x) = \Pr\left[\max_{i=1\dots K} g_{(w+2)i} < x\right] = \prod_{i=1}^K \Pr[g_{(w+2)i} < x] = \prod_{i=1}^K F_{g_{(w+2)i}}(x). \quad (4.12)$$

Độ lợi kênh ước lượng  $g_{(w+2)i} = \left|h_{(w+2)i}\right|^2$  là các RV có phân bố hàm mũ với CDF

$F_{g_{(w+2)i}}(x) = 1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}$  [68], vì vậy ta có:

$$F_{g_{(w+2)k}}(x) = \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)x}}\right)^K = \sum_{m=0}^K (-1)^m C_K^m e^{-(w+2)mx}. \quad (4.13)$$

và PDF của  $g_{(w+2)k}$  được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} f_{g_{(w+2)k}}(x) &= K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)x}}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)x}} \\ &= K \lambda_{(w+2)} \sum_{m=0}^{K-1} (-1)^m C_{K-1}^m e^{-\lambda_{(w+2)mx}} \\ &= \lambda_{(w+2)} \sum_{m=1}^K m (-1)^{m+1} C_K^m e^{-\lambda_{(w+2)mx}}. \end{aligned} \quad (4.14)$$

**Tìm  $Y_1$  của công thức (4.9).**

Ta có  $Y_1$  được viết lại như sau:

$$Y_1 = \Pr \left[ \Psi < \sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}}, g_{(w+2)k} < \frac{Q}{\gamma_0} \right] = F_{\Psi} \left( \sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}} \right) \times F_{g_{(w+2)k}} \left( \frac{Q}{\gamma_0} \right). \quad (4.15)$$

Thay (4.11) và (4.13) vào (4.15), ta có:

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{\gamma \left( a+1, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}} \right)}{\Gamma(a+1)} \times \left( 1 - e^{-\lambda_{(w+2)Q/\gamma_0}} \right)^K \\ &= \frac{\Gamma(a+1) - \Gamma \left( a+1, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}} \right)}{\Gamma(a+1)} \times \left( 1 - e^{-\lambda_{(w+2)Q/\gamma_0}} \right)^K. \end{aligned} \quad (4.16)$$

**Tìm  $Y_2$  của công thức (4.9)**

$$\begin{aligned} Y_2 &= \Pr \left[ \Psi < \underbrace{\sqrt{\alpha_1/Q}}_{\alpha_2} \sqrt{g_{(w+2)k}}, g_{(w+2)k} \geq \underbrace{Q/\gamma_0}_{\alpha_3} \right] \\ &= \int_{\alpha_3}^{\infty} f_{g_{(w+2)k}}(x) \times F_{\Psi}(\alpha_2 \sqrt{x}) dx. \end{aligned} \quad (4.17)$$

Để dễ tính toán, ta chia công thức (4.17) thành hai tích phân như sau

$$\Upsilon_2 = \underbrace{\int_0^{\infty} f_{g_{(w+2)k}}(x) \times F_{\Psi}(\alpha_2 \sqrt{x}) dx}_{\zeta_1} - \underbrace{\int_0^{\alpha_3} f_{g_{(w+2)k}}(x) \times F_{\Psi}(\alpha_2 \sqrt{x}) dx}_{\zeta_2}, \quad (4.18)$$

với  $\zeta_1$  và  $\zeta_2$  được tìm trong Bổ đề 4.3 và Bổ đề 4.4 tương ứng.

**Bổ đề 4.3:** Thay (4.14) và (4.11) vào biểu thức  $\zeta_1$  của (4.18), ta được

$$\begin{aligned} \zeta_1 &= \int_0^{\infty} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} \frac{\gamma\left(a+1, \frac{\alpha_2}{b} \sqrt{x}\right)}{\Gamma(a+1)} dx \\ &= K \left(\frac{\alpha_2}{2b\sqrt{\lambda_{(w+2)}}}\right)^{\left(a+\frac{1}{2}\right)} \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m (m+1)^{-\frac{1}{2}} \left(a+\frac{5}{2}\right) e^{\left(\frac{\alpha_2^2}{8b^2\lambda_{(w+2)}(m+1)}\right)} \times \\ &\quad \times W_{-\frac{1}{2}(a+1/2), -\frac{1}{4}}^{\left(\frac{\alpha_2^2}{4b^2\lambda_{(w+2)}(m+1)}\right)}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

**Bổ đề 4.4:** Trong nghiên cứu này, biểu thức  $\zeta_2$  của công thức (4.18) được biểu diễn ở hai hình thức: dạng tích phân và dạng tổng vô hạn. Ở cách biểu diễn thứ nhất, ta thế (4.14) và (4.11) vào biểu thức  $\zeta_2$ , và cách biểu diễn ở dạng tích phân của  $\zeta_2$  như sau:

$$\begin{aligned} \zeta_2 &= \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} \times \left(1 - \frac{\Gamma\left(a+1, \frac{x}{b}\right)}{\Gamma(a+1)}\right) dx \\ &= (1 - e^{-\lambda_{(w+2)}\alpha_3})^K - \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} \times \frac{\Gamma\left(a+1, \frac{\alpha_2}{b} \sqrt{x}\right)}{\Gamma(a+1)} dx \quad (4.20) \\ &= \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} dx - \\ &\quad - \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} \times \frac{\Gamma\left(a+1, \frac{\alpha_2}{b} \sqrt{x}\right)}{\Gamma(a+1)} dx. \end{aligned}$$

Ở cách biểu diễn còn lại, ta giải bài toán tích phân và nhận được kết quả là biểu thức tổng vô hạn:

$$\begin{aligned}\zeta_2 &= \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} \frac{\gamma\left(a+1, \frac{\alpha_2}{b}\sqrt{x}\right)}{\Gamma(a+1)} dx \\ &= \frac{K \lambda_{(w+2)}}{\Gamma(a+1)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(a+1+n)} \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m \left(\lambda_{(w+2)}(m+1)\right)^{-\left(\frac{1}{2}(a+1+n)+1\right)} \\ &\quad \times \gamma\left(\frac{1}{2}(a+1+n)+1, \lambda_{(w+2)}(m+1)\alpha_3\right).\end{aligned}\quad (4.21)$$

Thế công thức (4.19) và (4.20) vào công thức (4.18), tiếp theo thế công thức (4.16) và (4.18) vào (4.9) ta có  $OP_{S_p}^{out}$  được biểu diễn ở dạng chính xác (còn biểu thức tích phân một lớp) như sau:

$$\begin{aligned}OP_{S_p}^{out} &= \frac{\gamma\left(a+1, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}}\right)}{\Gamma(a+1)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}Q/\gamma_0}\right)^K + K \left(\frac{\alpha_2}{2b\sqrt{\lambda_{(w+2)}}}\right)^{\left(a+\frac{1}{2}\right)} \times \\ &\quad \times \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m (m+1)^{-\frac{\left(a+\frac{5}{2}\right)}{2}} e^{\left(\frac{\alpha_2^2}{8b^2\lambda_{(w+2)}(m+1)}\right)W} W^{-\frac{\left(a+\frac{1}{2}\right)}{2}, -\frac{1}{4}\left(\frac{\alpha_2^2}{4b^2\lambda_{(w+2)}(m+1)}\right)} \\ &\quad - (1 - e^{-\lambda_{(w+2)}\alpha_3})^K + \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)}x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)}x} \frac{\Gamma\left(a+1, \frac{\alpha_2}{b}\sqrt{x}\right)}{\Gamma(a+1)} dx.\end{aligned}\quad (4.22)$$

Tương tự, thế công thức (4.19) và (4.21) vào công thức (4.18), tiếp theo thế công thức (4.16) và (4.18) vào (4.9) ta có  $OP_{S_p}^{out}$  được biểu diễn ở dạng thứ hai tường minh theo biểu thức tổng vô hạn ứng với công thức (4.23) như sau:



$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_p}^{\text{out}} &= \frac{\gamma \left( a+1, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}} \right)}{\Gamma(a+1)} \left( 1 - e^{-\lambda_{(w+2)} Q / \gamma_0} \right)^K + K \left( \frac{\alpha_2}{2b \sqrt{\lambda_{(w+2)}}} \right)^{\left( a + \frac{1}{2} \right)} \times \\
&\times \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m (m+1)^{-\frac{1}{2} \left( a + \frac{5}{2} \right)} e^{\left( \frac{\alpha_2^2}{8b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1)} \right)} W_{-\frac{1}{2} (a+1/2), -\frac{1}{4} \left( \frac{\alpha_2^2}{4b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1)} \right)} \\
&- \frac{K \lambda_{(w+2)}}{\Gamma(a+1)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n! (a+1+n)} \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m \left( \lambda_{(w+2)} (m+1) \right)^{-\left( \frac{1}{2} (a+1+n) + 1 \right)} \times \\
&\times \gamma \left( \frac{1}{2} (a+1+n) + 1, \lambda_{(w+2)} (m+1) \alpha_3 \right). \tag{4.23}
\end{aligned}$$

**Ghi chú 4.1:** Dạng tổng vô hạn trong (4.23) được đánh giá độ chính xác bằng phép đo sai số [115] như sau:

$$\xi_p = \frac{\left| \text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.22) - \text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.23) \right|}{\text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.22)}, \tag{4.24}$$

với  $\text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.22)$  và  $\text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.23)$  tương ứng là biểu thức OP chính xác trong công thức (4.22) và biểu thức OP gần đúng trong (4.23) của  $S_p$ .

**Ghi chú 4.2:** Trong trường hợp  $\gamma_0 \rightarrow +\infty$  khi đó  $e^{-\lambda_{(w+2)} Q / \gamma_0} \rightarrow 1 \Rightarrow \Upsilon_1 \rightarrow 0$  và  $\alpha_3 \rightarrow 0 \Rightarrow \Upsilon_2 \rightarrow \zeta_1$  ta thu được biểu thức tiệm cận như sau:

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_p}^{\text{out}, \gamma_0 \rightarrow \infty} &= \zeta_1 = K \left( \frac{\alpha_2}{2b \sqrt{\lambda_{(w+2)}}} \right)^{\left( a + \frac{1}{2} \right)} \times \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m \times \\
&\times (m+1)^{-\frac{1}{2} \left( a + \frac{5}{2} \right)} e^{\left( \frac{\alpha_2^2}{8b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1)} \right)} W_{-\frac{1}{2} (a+1/2), -\frac{1}{4} \left( \frac{\alpha_2^2}{4b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1)} \right)}. \tag{4.25}
\end{aligned}$$

**Ghi chú 4.3:** Trong trường hợp  $Q \rightarrow +\infty$  dẫn đến  $e^{-\lambda_{(w+2)Q/\gamma_0}} \rightarrow 0$ ,  $\alpha_2 \rightarrow 0$  và  $\alpha_3 \rightarrow +\infty$ , ta được biểu thức tiệm cận:

$$\text{OP}_{S_p}^{\text{out}, Q \rightarrow \infty} = \frac{\gamma \left( a+1, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\alpha_1}{\gamma_0}} \right)}{\Gamma(a+1)}. \quad (4.26)$$

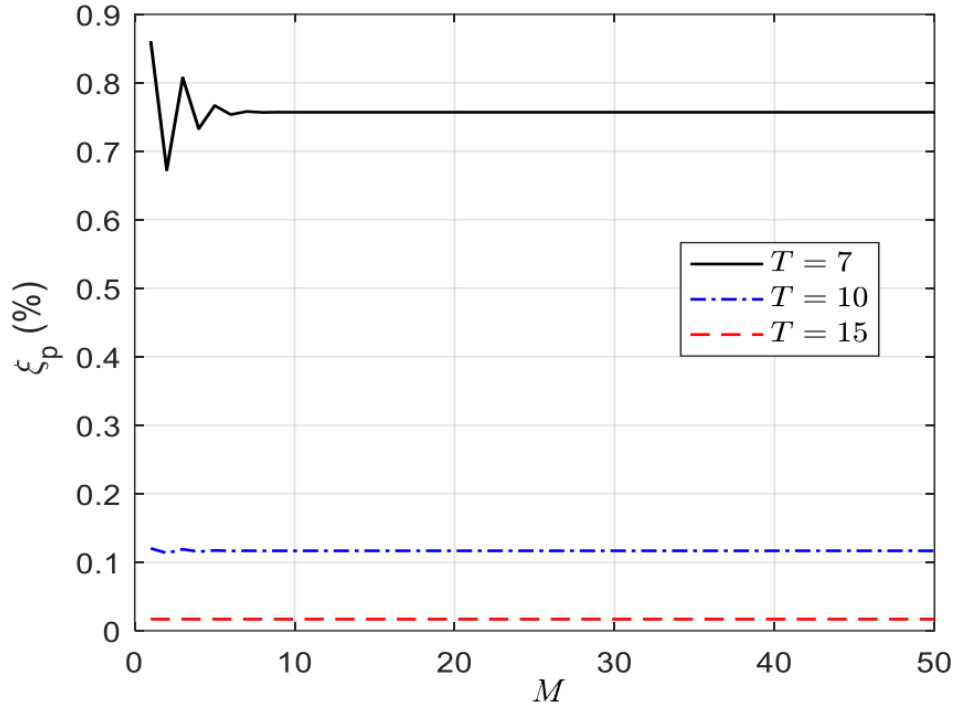
#### 4.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả

Trong phần này, nghiên cứu sinh khảo sát kết quả phân tích và mô phỏng OP của hai nguồn thứ cấp trong mô hình MPR-UTW-RIS theo các thông số khác nhau. Vị trí tương đối của các nguồn  $S_1$ ,  $S_2$ , cụm  $\text{PR}_i$  và RIS được chọn tương ứng là  $S_1(0,0)$ ,  $S_2(1,0)$ ,  $\text{PR}_i(x_{\text{PR}}, y_{\text{PR}})$ ,  $\text{RIS}(x_{\text{R}}, y_{\text{R}})$ , với  $0 < x_{\text{R}} < 1$  và  $i = \{1, 2, \dots, K\}$ .

Do đó, có các khoảng cách chuẩn hóa  $d_1 = \sqrt{x_{\text{R}}^2 + y_{\text{R}}^2}$ ,  $d_2 = \sqrt{(1-x_{\text{R}})^2 + y_{\text{R}}^2}$ ,  $d_3 = \sqrt{(x_{\text{PR}})^2 + (y_{\text{PR}})^2}$  và  $d_4 = \sqrt{(1-x_{\text{PR}})^2 + y_{\text{PR}}^2}$ . Giá trị tốc độ dữ liệu ngưỡng được chọn cố định  $R_{\text{th}} = 1 \text{ (bits/s/Hz)}$ , hệ số mũ suy hao đường truyền  $\beta = 3$  và  $Q \text{ (dB)}$  của trục x được xác định bởi công thức  $Q = 10 \times \log_{10}(I/N_o) \text{ (dB)}$ . Ngoài ra, OP của mô hình MPR-UTW-RIS được so sánh với mô hình hai chiều được hỗ trợ bởi thiết bị chuyển tiếp AF trong [63, 107]. Trong tất cả các hình của chương này có số phép thử trong mô phỏng là  $10^6$ , các điểm đánh dấu là kết quả mô phỏng và đường liền nét thể hiện kết quả phân tích.

Hình 4.2 đánh giá sai số  $\xi_p$  trong công thức (4.24) theo số lượng số hạng đầu của tổng vô hạn (kí hiệu  $M$ ) khi  $Q = -5 \text{ (dB)}$ ,  $\gamma_0 = -15 \text{ (dB)}$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $K = 15$ ,  $x_{\text{R}} = 0.5$ ,  $y_{\text{R}} = -0.5$ ,  $x_{\text{PR}} = 0.5$ ,  $y_{\text{PR}} = 1$ ,  $p \in \{1, 2\}$  và  $T \in \{7, 10, 15\}$ . Quan sát Hình 4.2 ta thấy, khi số lượng phần tử phản xạ  $T$  tăng lên, thì số lượng số hạng đầu của tổng vô hạn trong (4.23) cần thiết để đạt được giá trị gần giá trị chính xác sẽ nhỏ hơn, (ví dụ:  $\xi_p < 0.2\%$  khi  $M \geq 1$  với  $T = 15$ ). Như vậy, khi  $T$  đủ lớn OP ở

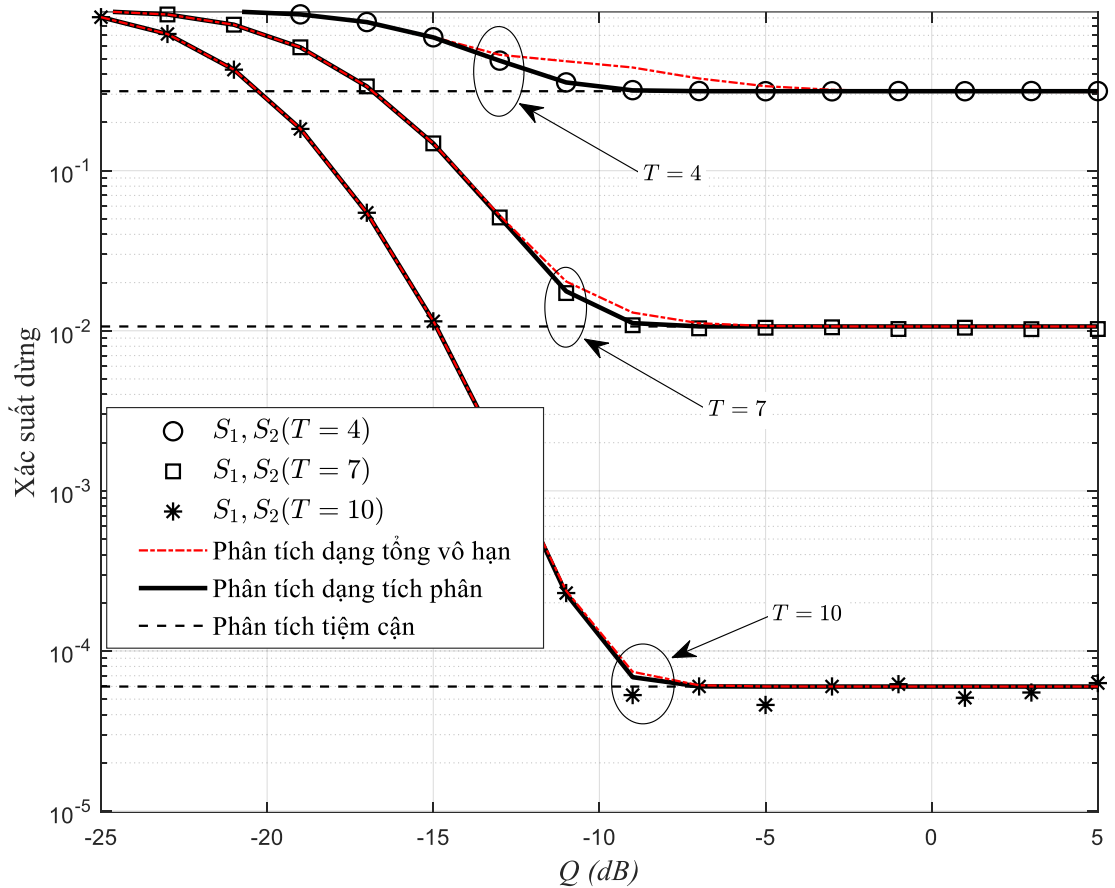
dạng chuỗi tổng vô hạn (4.23) chỉ cần xét  $M$  nhỏ cũng sẽ đạt đến giá trị OP chính xác như trong công thức (4.22). Bảng 4.1 cho thấy cụ thể của giá trị sai số [116] tương ứng với số phần tử phản xạ của RIS và giá trị  $M$  của tổng vô hạn với các tham số  $Q = -5(\text{dB})$ ,  $\gamma_0 = -15(\text{dB})$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $K = 15$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ ,  $x_{PR} = 0.5$ ,  $y_{PR} = 1$ ,  $p \in \{1, 2\}$ .



**Hình 4.2:** Giá trị sai số  $\xi_p$  (%) theo  $M$  với số các phần tử phản xạ khác nhau.

**Bảng 4.1:** Giá trị sai số tối thiểu tương ứng với số lượng phần tử phản xạ  $T$  và số lượng số hạng đầu của tổng vô hạn  $M$ .

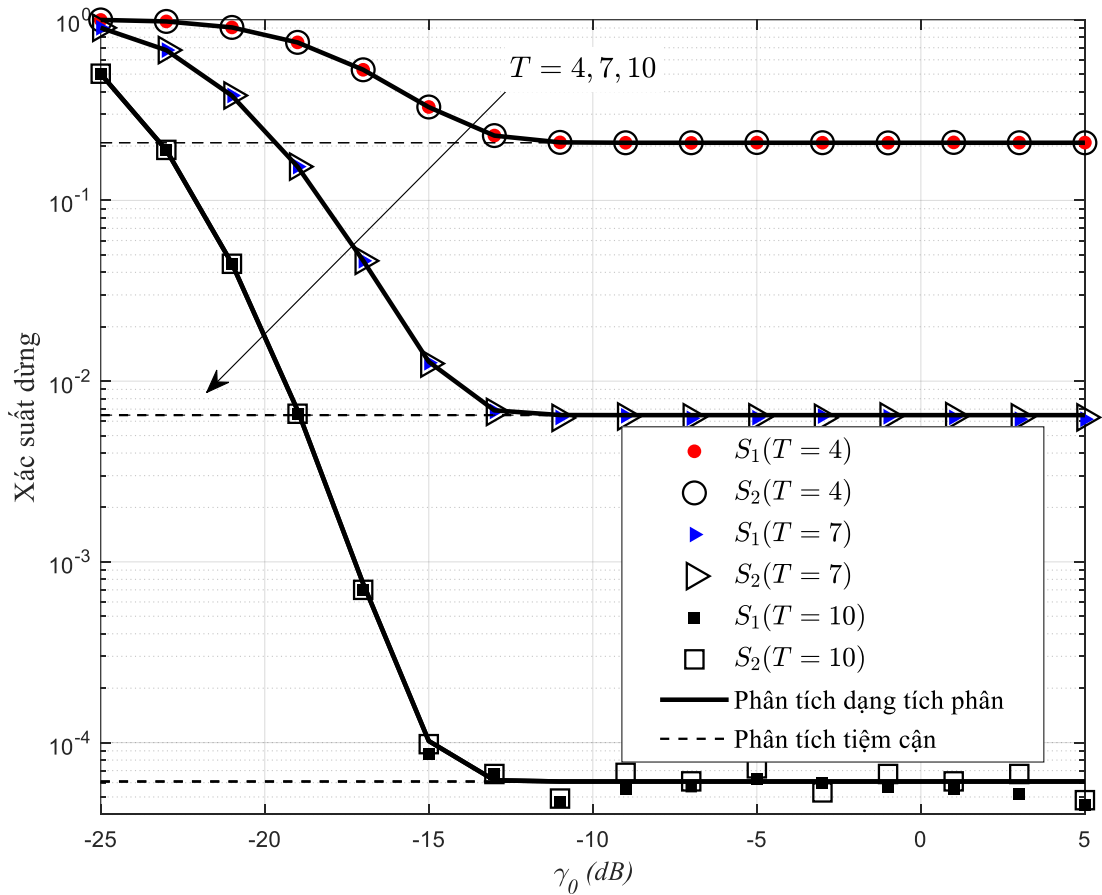
$T$	$M$	$\xi_p$
7	$M > 10$	0.757%
10	$M > 5$	0.1167%
15	$M > 1$	0.01686%



**Hình 4.3:** Xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo  $Q(\text{dB})$  với số phần tử phản xạ khác nhau.

Hình 4.3 biểu diễn OP ở dạng chính xác và tiệm cận của các nguồn thứ cấp  $S_1$  và  $S_2$  theo  $Q(\text{dB})$  khi  $\gamma_0(\text{dB}) = -15(\text{dB})$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $T \in \{4, 7, 10\}$ ,  $K = 15$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ ,  $x_{\text{PR}} = 0.5$ ,  $y_{\text{PR}} = 1$ . Quan sát Hình 4.3 cho thấy OP của hai nguồn giống nhau vì với các tham số tọa độ được chọn dẫn đến khoảng cách chuẩn hóa bằng nhau  $d_1 = d_2$  và  $d_3 = d_4$ . Trong vùng giá trị của tham số hạn chế nhiều ( $Q$ ) nhỏ giữa  $-25\text{dB}$  và  $-10\text{dB}$ , OP của cả hai nguồn đều giảm khi  $Q$  tăng và trong vùng giá trị  $Q$  cao (trên  $-10\text{dB}$ ) thì OP đạt đến giá trị bão hòa. Kết quả này có được do khi  $Q$  tăng nên công suất phát của  $S_1$  và  $S_2$  tăng như trong công thức (4.1) và dẫn đến SINR của  $x_1, x_2$  cũng tốt hơn như trong công thức (4.4) và (4.8). Tuy nhiên, công

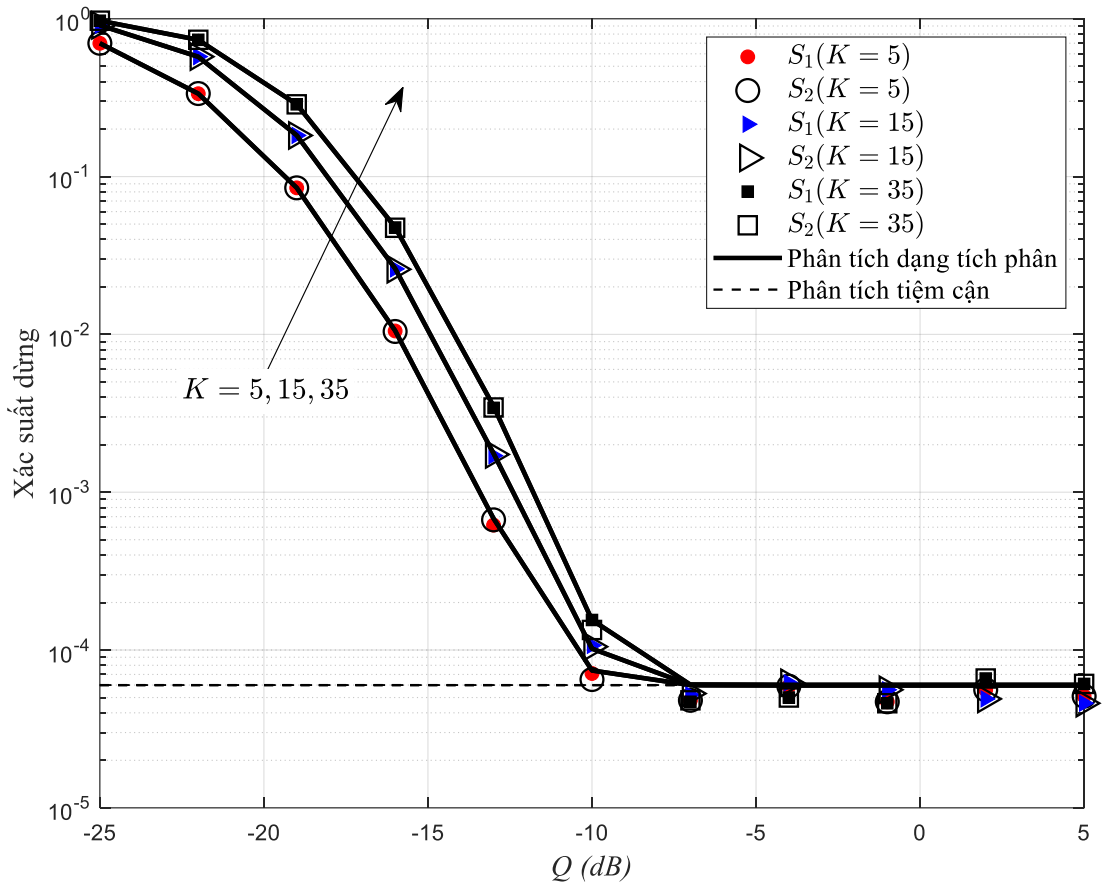
thức (4.1) cũng chỉ ra rằng công suất phát bị giới hạn bởi công suất cực đại của mỗi nguồn, vì vậy khi  $Q$  tăng đến một giá trị ngưỡng, công suất phát không thể tăng được nữa và hiệu năng hệ thống đạt trạng thái bão hòa. Hơn nữa, số lượng phần tử phản xạ của RIS càng nhiều thì hiệu năng hệ thống càng tốt. Trong Hình 4.3, biểu thức phân tích của OP được vẽ ở dạng tổng vô hạn và dạng tích phân tương ứng như công thức (4.22) và (4.23). Ta thấy rằng các đường (nét liền màu đen) của công thức tích phân trùng khớp hoàn toàn với các đường mô phỏng, còn các đường của công thức tổng vô hạn (sử dụng  $M = 25$  số hạng đầu tiên) càng gần với đường mô phỏng hơn khi số phần tử phản xạ tăng lên.



**Hình 4.4:** Xác suất dừng của  $S_1$  và  $S_2$  theo  $\gamma_0 = P_{\max} / N_0$  (dB) với số phần tử phản xạ khác nhau.

Hình 4.4 biểu diễn OP ở dạng chính xác và tiệm cận của các nguồn thứ cấp  $S_1$  và  $S_2$  theo  $\gamma_0$  tương ứng với công thức (4.22) và (4.25) với  $Q = -10(dB)$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $T \in \{4, 7, 10\}$ ,  $K = 15$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ ,  $x_{PR} = 0.5$ ,  $y_{PR} = 1$ . Đầu tiên quan sát Hình 4.4, ta thấy rằng OP của hai nguồn gần như giống nhau vì tọa độ của RIS và PR được chọn cách đều hai nguồn. Điểm đáng chú ý thứ hai là OP của các nguồn giảm nhanh khi  $\gamma_0$  tăng trong khoảng  $-25dB$  đến  $-15dB$ , sau đó giữ nguyên giá trị mặc dù  $\gamma_0$  vẫn tăng. Điều này có nghĩa là công suất tối đa mà phần cứng có thể xử lý tăng, thì hệ thống hoạt động tốt hơn, tuy nhiên nó có giá trị bão hòa do công suất phát phụ thuộc vào bộ hai tham số như công thức (4.1). Ngoài ra, cũng như Hình 4.2 các giá trị OP của hai nguồn tốt hơn khi số phần tử phản xạ tăng.

Hình 4.5 khảo sát ảnh hưởng của số lượng thiết bị thu sơ cấp lên OP của các nguồn thứ cấp khi  $\gamma_0 = -15(dB)$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $T = 10$ ,  $K \in \{5, 15, 35\}$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ ,  $x_{PR} = 0.5$ ,  $y_{PR} = 1$ . Ta thấy khi vùng  $Q$  nhỏ hơn  $-10dB$ , việc tăng số lượng PR làm tăng OP của các nguồn thứ cấp, (nghĩa là hiệu năng hệ thống của mạng thứ cấp sẽ giảm khi số lượng máy thu sơ cấp tăng lên). Trên thực tế, việc thêm số lượng máy thu sơ cấp làm tăng khả năng tồn tại một giá trị lớn của độ lợi kênh truyền giữa nguồn thứ cấp và PR, và điều này dẫn đến giảm công suất phát và SINR của các nguồn thứ cấp như trong công thức (4.5) và (4.8). Tuy nhiên, khi  $Q$  lớn hơn một giá trị ngưỡng ( $-10dB$ ), số lượng PR không còn ảnh hưởng đến hiệu năng của mạng thứ cấp. Điều này xảy ra bởi vì khi  $Q$  đủ lớn, SINR sẽ phụ thuộc chủ yếu vào công suất truyền giới hạn của các nguồn thứ cấp như đã thấy trong (4.5) và (4.8). Cuối cùng, OP của hai nguồn gần như trùng nhau do chọn tọa độ các thiết bị giống như các hình trước.

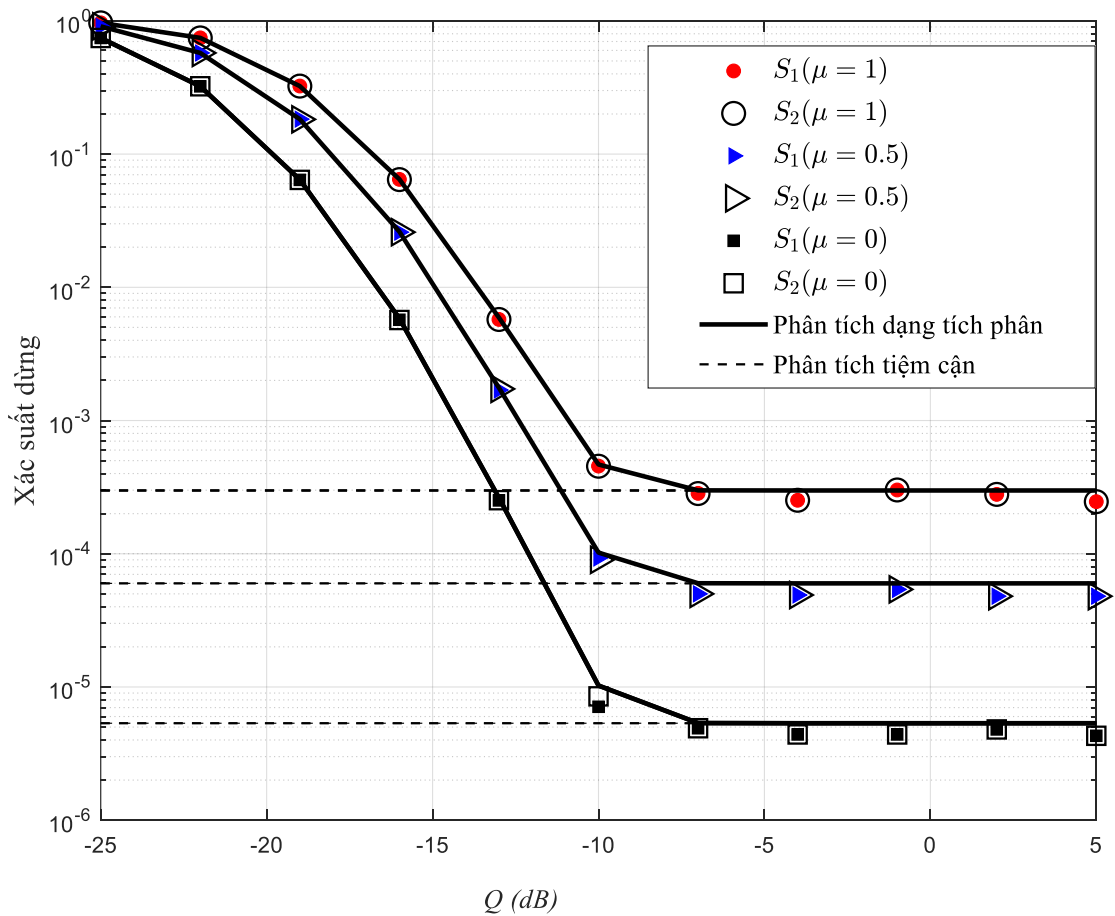


**Hình 4.5:** Xác suất dừng của  $S_1$  và  $S_2$  theo  $Q$ (dB) với số lượng máy thu sơ cấp khác nhau.

Hình 4.6 khảo sát ảnh hưởng của nhiều vòng lặp lên xác suất dừng của các nguồn thứ cấp theo  $Q$  khi  $\gamma_0 = -15$ (dB),  $\mu \in \{0, 0.5, 1\}$ ,  $T = 10$ ,  $K = 15$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ ,  $x_{PR} = 0.5$ ,  $y_{PR} = 1$ . Ta thấy việc nhiều vòng lặp tăng sẽ làm giảm hiệu năng của mạng thứ cấp. Và OP của hai nguồn thứ cấp là tốt nhất ứng với trường hợp loại bỏ nhiều vòng lặp hoàn hảo  $\mu = 0$ . Kết quả này xảy ra do sự gia tăng  $\mu$  dẫn đến giảm công suất phát và SINR của các nguồn theo công thức (4.4) và (4.8). Cuối cùng, các OP cũng giảm khi  $Q$  tăng và đạt giá trị bão hòa khi  $Q$  đủ lớn.

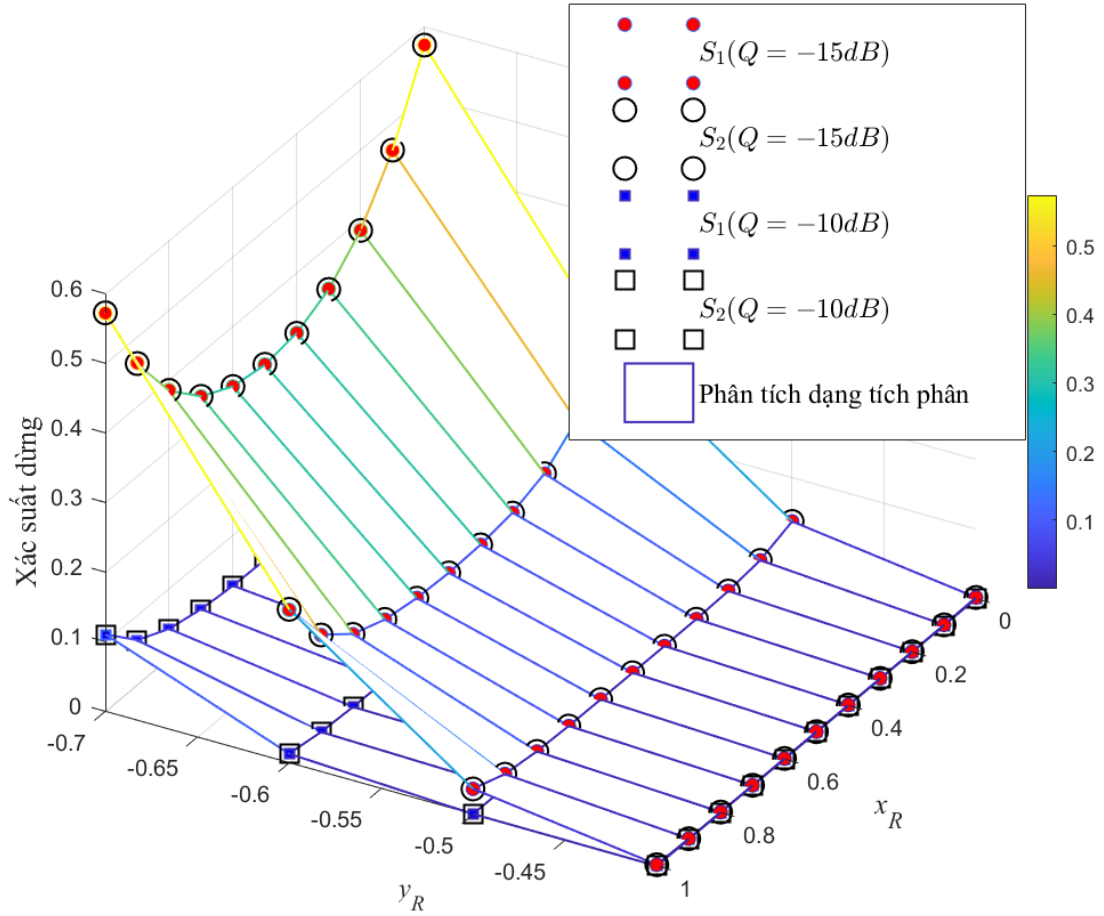
Hình 4.7 khảo sát ảnh hưởng của vị trí tương đối của RIS với hai nguồn thứ cấp trên OP của hệ thống thứ cấp trong trường hợp các máy thu sơ cấp cách đều hai nguồn

với  $\gamma_0 = -15(\text{dB})$ ,  $Q \in \{-10, -15\}(\text{dB})$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $T = 10$ ,  $K = 15$ ,  $x_{\text{PR}} = 0.5$ ,  $y_{\text{PR}} = 1$ . Đầu tiên, Hình 4.7 cho thấy các đường cong OP của hai nguồn gần như trùng nhau. Thứ hai, với cùng một giá trị  $y_{\text{R}}$ , vị trí RIS cách đều hai nguồn sẽ cho OP tốt nhất và OP của các nguồn bằng nhau khi RIS ở các vị trí có tổng khoảng cách từ RIS đến hai nguồn bằng nhau. Cuối cùng, với cùng một giá trị  $x_{\text{R}}$ , OP sẽ giảm khi  $y_{\text{R}}$  thay đổi từ -0.7 đến -0.3. Ta có những kết quả này bởi vì giá trị của hệ số kênh phụ thuộc vào khoảng cách giữa RIS và các nguồn.



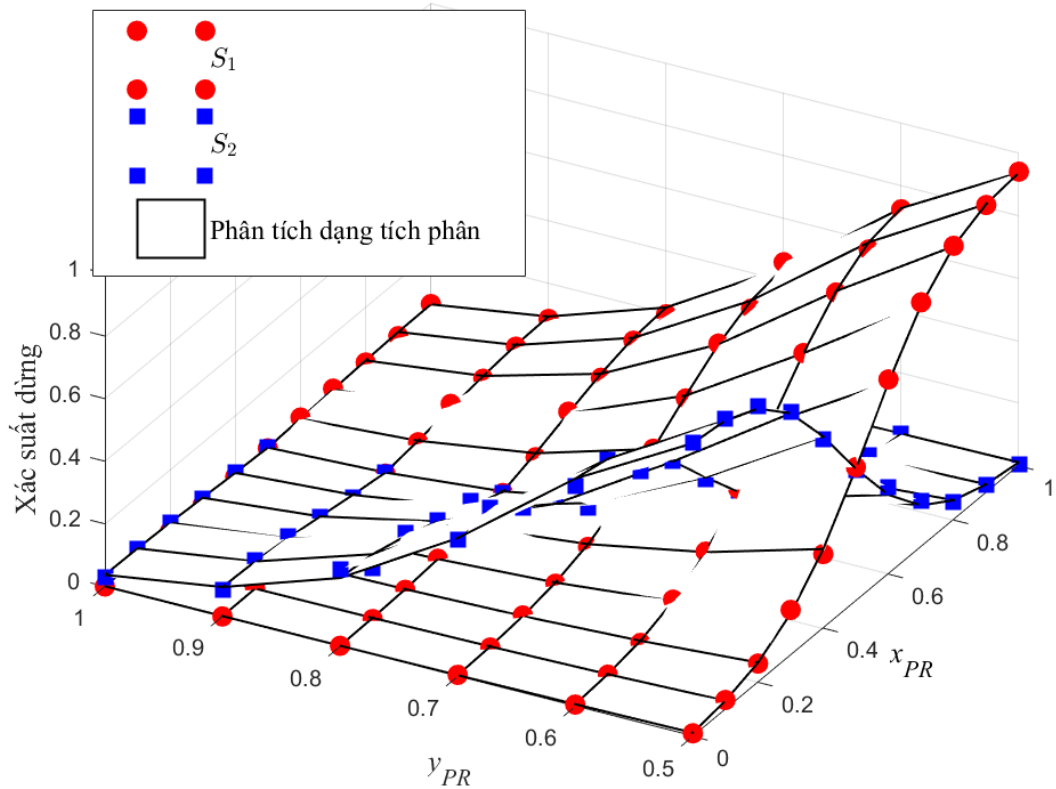
**Hình 4.6:** Xác suất dừng của  $S_1$  và  $S_2$  theo  $Q(\text{dB})$  khi giá trị nhiễu vòng lặp khác nhau.





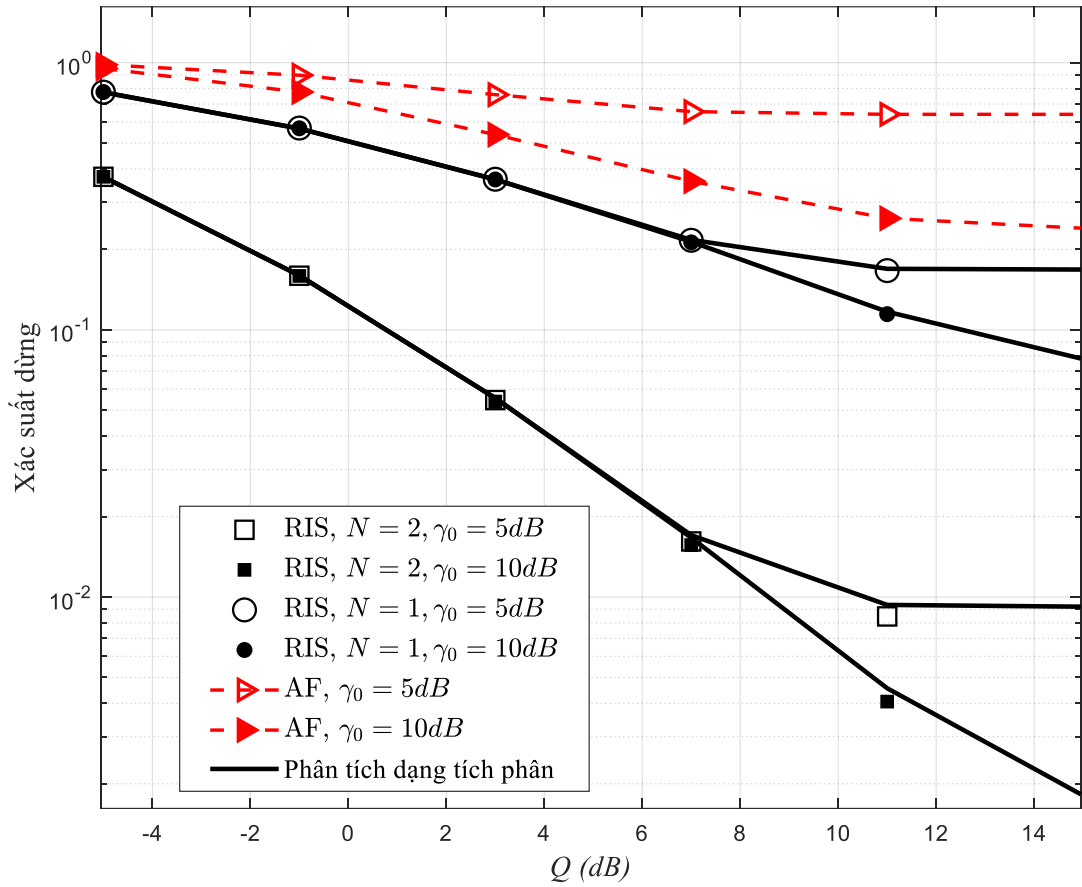
**Hình 4.7:** Xác suất dừng của  $S_1$  và  $S_2$  theo  $x_R$  và  $y_R$ .

Hình 4.8 khảo sát ảnh hưởng của vị trí tương đối của cụm máy thu sơ cấp và hai nguồn lên OP của hệ thống thứ cấp với  $\gamma_0 = -15(dB)$ ,  $Q = -15(dB)$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $T = 10$ ,  $K = 15$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ . Hình 4.8 cho thấy khi cụm máy thu sơ cấp cách đều hai nguồn thì OP của hai nguồn bằng nhau và các PR càng xa các nguồn thì các OP càng nhỏ và ngược lại. Với các trường hợp còn lại, nguồn gần cụm máy thu sơ cấp có OP nhỏ hơn và ngược lại. Những kết quả này có được là do khi khoảng cách giữa các nguồn thứ cấp và các PR giảm, dẫn đến tăng giá trị độ lợi kênh giữa các thiết bị và công suất phát của các nguồn thứ cấp sẽ giảm theo công thức (4.1).



**Hình 4.8:** Xác suất dừng của  $S_1$  và  $S_2$  theo  $x_{PR}$  và  $y_{PR}$ .

Hình 4.9 so sánh các OP của hai nguồn thứ cấp trong mô hình MPR-UTW-RIS với mô hình mạng nhận thức hợp tác hai chiều ở chế độ song công dùng AF tương tự như trong công bố [63], nhưng có một số thay đổi là chỉ sử dụng một thiết bị chuyển tiếp AF và có nhiều thiết bị thu sơ cấp. Các thông số như sau  $\gamma_0 \in \{5, 10\} dB$ ,  $\mu = 0.5$ ,  $T = 2$ ,  $K = 15$ ,  $x_R = 0.5$ ,  $y_R = -0.5$ ,  $x_{PR} = 0.5$ ,  $y_{PR} = 1$ . Bên cạnh đó, để công bằng khi so sánh giữa RIS và thiết bị chuyển tiếp AF, ta giả định rằng thiết bị chuyển tiếp loại bỏ hoàn toàn nhiễu vòng lặp do chế độ song công gây ra. Công suất phát của thiết bị chuyển tiếp được chọn bằng công suất phát của hai nguồn thứ cấp. Kết quả cho thấy hệ thống có RIS hỗ trợ truyền tín hiệu có hiệu năng tốt hơn nhiều so với hệ thống sử dụng thiết bị chuyển tiếp AF ngay cả trong trường hợp RIS chỉ có một phần tử phản xạ.



**Hình 4.9:** Xác suất dừng của  $S_1$  và  $S_2$  trong mô hình MPR-UTW-RIS và mô hình hai chiều song công dùng thiết bị chuyển tiếp AF trong [63] theo  $Q(dB)$ .

Cuối cùng, các đường biểu diễn kết quả phân tích lý thuyết và mô phỏng Monte Carlo trùng khớp với tất cả các số liệu trong tất cả các hình.

#### 4.6 Kết luận

Trong chương này, mô hình được đề xuất là mạng vô tuyến nhận thức hợp tác hai chiều dạng nền với sự hỗ trợ của RIS để truyền tín hiệu. Mô hình gồm hai nguồn thứ cấp truyền tín hiệu ở chế độ song công và một cụm máy thu sơ cấp. Để đánh giá hiệu năng của hệ thống thứ cấp, OP của hai nguồn được khảo sát thông qua các tham số: tỉ số ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên công suất nhiễu  $Q(dB)$ , tỉ số công suất phát tối đa mà phân cứng các nguồn thứ

cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu  $\gamma_0 = P_{\max}/N_o$  (dB), số phần tử phản xạ của RIS, số lượng máy thu sơ cấp, nhiễu vòng lặp do truyền song công  $\mu$ , khoảng cách giữa RIS và hai nguồn, và khoảng cách giữa máy thu sơ cấp và hai nguồn.

Các kết quả đáng chú ý của mô hình mạng hai chiều với giao thức MPR-UTW-RIS là:

- Ở vùng giá trị của  $Q$  và  $\gamma_0$  nhỏ, OP của hệ thống giảm khi giá trị của hai thông số này tăng. Tuy nhiên  $Q$  và  $\gamma_0$  đều tồn tại một giá trị ngưỡng cao mà khi các thông số này lớn hơn giá trị ngưỡng thì các OP của hai nguồn thứ cấp sẽ đạt giá trị bão hòa, nghĩa là các OP không giảm mặc dù các thông số này vẫn tăng.
- OP của hệ thống giảm khi số lượng phần tử phản xạ tăng, khoảng cách giữa cụm máy thu sơ cấp và hai nguồn thứ cấp tăng, và khi nhiễu vòng lặp giảm.
- Khi số lượng máy thu sơ cấp tăng, OP sẽ tăng nếu giá trị  $Q$  nằm trong vùng nhỏ, nhưng ở giá trị  $Q$  đủ lớn, OP đạt đến giá trị bão hòa và giá trị không đổi dù số lượng PR có thay đổi, có nghĩa là khi  $Q$  đạt giá trị đủ lớn, số lượng PR không còn ảnh hưởng đến hiệu năng của hệ thống.
- Vị trí RIS cách đều hai nguồn tạo ra OP tốt nhất cho cả hai nguồn thứ cấp khi cụm máy thu sơ cấp cách đều hai nguồn.
- Hệ thống hai chiều được RIS hỗ trợ có xác suất dừng của các nguồn thứ cấp nhỏ hơn hệ thống được hỗ trợ bởi thiết bị chuyển tiếp AF tương ứng.

## **Chương 5. THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG PHI TUYẾN TRONG MẠNG VÔ TUYẾN HỢP TÁC HAI CHIỀU**

### **5.1 Giới thiệu**

Nội dung của chương này là các kết quả nghiên cứu trong công trình [P5] đã được công bố của nghiên cứu sinh với tiêu đề “*Performance analysis of two-way network with nonlinear energy harvesting relay and digital network coding*”, tại hội nghị quốc tế “*The 2nd International Conference on Advanced Technology and Sustainable Development – 2022 (ICATSD 2022)*” năm 2022.

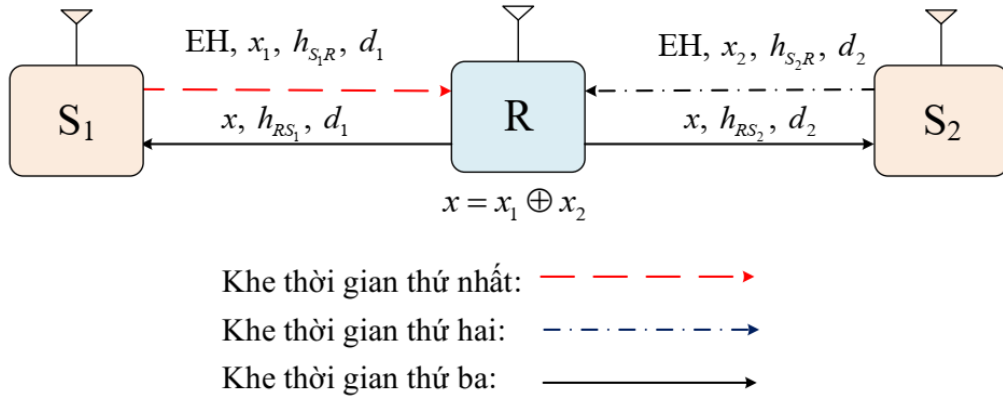
Thu hoạch năng lượng từ tín hiệu vô tuyến là một giải pháp nâng cao hiệu quả năng lượng cho các mạng không dây chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như mạng WSN và hệ thống IoT. Nhiều công trình nghiên cứu về EH trong mạng hợp tác hai chiều sử dụng chuyển tiếp AF/DF và các phương pháp EH khác nhau PS/TS [37-40, 74, 75]. Tuy nhiên, đa số các công bố nghiên cứu mô hình EH tuyến tính, điều này có thể không thực tế vì các thiết bị điện tử của bộ thu năng lượng ở thiết bị chuyển tiếp là các phần tử phi tuyến. Gần đây mô hình EH phi tuyến đã bắt đầu được nghiên cứu trong mạng một chiều [41-44] và hai chiều [45-48]. Tuy nhiên trong mạng hợp tác hai chiều các nghiên cứu EH phi tuyến tập trung vào chuyển tiếp AF còn với DF vẫn chưa được nghiên cứu toàn diện như EH tuyến tính.

Trong chương này, nghiên cứu sinh đề xuất mô hình hệ thống hợp tác hai chiều EH phi tuyến gồm hai nguồn và một thiết bị chuyển tiếp DF với mục tiêu nâng cao SE và EE cho các mạng vô tuyến chi phí thấp. Mô hình này hoạt động truyền nhận thông tin trong ba khe thời gian và phương pháp thu năng lượng PS kết hợp kỹ

thuật DNC (gọi là giao thức NEH-TW-DNC). Trong hai khe thời gian đầu, thiết bị chuyển tiếp đồng thời thu hoạch năng lượng và giải mã tín hiệu lần lượt được truyền từ hai nguồn. Tiếp theo sử dụng kỹ thuật DNC để mã hóa tín hiệu và thiết bị chuyển tiếp sử dụng năng lượng đã thu thập được để truyền tín hiệu này đến hai nguồn trong khe thời gian thứ ba. Các biểu thức OP chính xác và gần đúng của các nguồn được phân tích để đánh giá hiệu năng hệ thống. Bên cạnh đó, OP của các nguồn khi EH phi tuyến và EH tuyến tính được so sánh để làm rõ sự khác nhau khi xem xét hệ thống trong điều kiện thực tế và lý tưởng.

## 5.2 Mô hình nghiên cứu

Hình 5.1 là mô hình hệ thống hai chiều thu hoạch năng lượng phi tuyến NEH-TW-DNC. Trong mô hình, hai nguồn  $S_1$  và  $S_2$  truyền thông tin cho nhau thông qua chuyển tiếp  $R$ .



**Hình 5.1:** Mô hình mạng EH hai chiều NEH-TW-DNC

Các giả thiết khoa học sử dụng cho mô hình của chương này như sau: Không có đường truyền trực tiếp giữa hai nguồn do môi trường truyền có suy hao lớn; Các nguồn và thiết bị chuyển tiếp hoạt động ở chế độ HD; Các kênh truyền chịu ảnh hưởng bởi fading Rayleigh i.i.d. Trong Hình 5.1  $h_{RS_i}$ ,  $h_{S_iR}$  và  $d_i$  là các hệ số kênh truyền và khoảng cách chuẩn hóa giữa nguồn  $S_i$  và  $R$ , với  $i \in \{1, 2\}$ ; Thiết bị

chuyển tiếp có công suất hạn chế và phải thu năng lượng từ các tín hiệu vô tuyến của hai nguồn, sau đó dùng năng lượng này để truyền thông tin cho hai nguồn theo giao thức ba khe thời gian như Bảng 5.1.

**Bảng 5.1:** Giao thức truyền ba khe thời gian của mô hình NEH-TW-DN.

$S_1 \rightarrow R$	$S_2 \rightarrow R$	$R \rightarrow S_1, S_2$
Thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng từ nguồn $S_1$ ( $\rho$ )	Thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng từ nguồn $S_2$ ( $\rho$ )	$x = x_1 \oplus x_2$ Thiết bị chuyển tiếp truyền tín hiệu $x$ về hai nguồn
Thiết bị chuyển tiếp giải mã tín hiệu $x_1$ của nguồn $S_1$	Thiết bị chuyển tiếp giải mã tín hiệu $x_2$ của nguồn $S_2$	
Khe thời gian 1 $\alpha T$	Khe thời gian 2 $\alpha T$	Khe thời gian 3 $(1 - 2\alpha)T$
$T$		

### 5.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu

Hệ thống có ba khe thời gian truyền nhận tín hiệu. Trong hai khe thời gian đầu, thiết bị chuyển tiếp đồng thời thu hoạch năng lượng và giải mã tín hiệu  $x_1$  và  $x_2$  với công suất truyền là  $P_1$  và  $P_2$  được truyền từ nguồn  $S_1$  và  $S_2$  tương ứng. Trong khe thời gian cuối, thiết bị chuyển tiếp dùng kỹ thuật DNC tạo tín hiệu mới  $x = x_1 \oplus x_2$  và dùng năng lượng đã thu hoạch được để truyền tín hiệu  $x$  về lại hai nguồn. Cụ thể được trình bày như sau:

**Khe thời gian đầu tiên:** nguồn  $S_1$  truyền tín hiệu  $x_1$  đến thiết bị chuyển tiếp, tín hiệu nhận được tại  $R$  là:

$$y_{S_1R} = \sqrt{P_1} h_{S_1R} x_1 + n_R, \quad (5.1)$$

với  $n_R$  là nhiễu cộng Gaussian  $CN(0, N_0)$  tại  $R$ .

Tín hiệu nhận được  $y_{S_1R}$  trong (5.1) được chia thành hai phần:  $\sqrt{\rho}y_{S_1R}$  để thu hoạch năng lượng tại R và  $\sqrt{1-\rho}y_{S_1R}$  để giải mã tín hiệu  $x_1$ . Ta có tỉ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) để giải mã tín hiệu  $x_1$  tại R là:

$$\gamma_{S_1R} = \frac{(1-\rho)|h_{S_1R}|^2 P_1}{N_0}. \quad (5.2)$$

Và lượng năng lượng có thể thu được tại R trong khe thời gian đầu là:

$$E_{h1} = \eta\rho\alpha P_1 |h_{S_1R}|^2 T, \quad (5.3)$$

với  $0 < \eta \leq 1$ ,  $0 < \alpha < 0.5$  và  $0 < \rho < 1$  tương ứng là biểu thị cho hiệu suất chuyển đổi năng lượng, hệ số phân chia thời gian và hệ số phân bổ năng lượng.

**Tương tự ở khe thời gian thứ 2:** nguồn  $S_2$  truyền tín hiệu  $x_2$  đến R, tín hiệu nhận được và SNR để giải mã tín hiệu  $x_2$  tại R như sau:

$$y_{S_2R} = h_{S_2R}x_2 + n_R, \quad (5.4)$$

$$\gamma_{S_2R} = \frac{(1-\rho)|h_{S_2R}|^2 P_2}{N_0}. \quad (5.5)$$

Và lượng năng lượng có thể thu được tại R trong khe thời thứ hai là

$$E_{h2} = \eta\rho\alpha P_2 |h_{S_2R}|^2 T. \quad (5.6)$$

Từ (5.3) và (5.6), ta có tổng năng lượng có thể thu hoạch được tại R như sau:

$$E_h = E_{h1} + E_{h2} = \eta\rho\alpha \left( P_1 |h_{S_1R}|^2 + P_2 |h_{S_2R}|^2 \right) T. \quad (5.7)$$



Tuy nhiên thực tế bộ lưu trữ năng lượng thu được có dung lượng hạn chế nên theo nguyên tắc của thu hoạch năng lượng phi tuyến, khi giá trị của công suất đầu vào của bộ thu năng lượng nhỏ hơn một giá trị công suất ngưỡng nào đó thì năng lượng thu hoạch được có quan hệ tuyến tính với công suất đầu vào. Nhưng khi năng lượng thu được đã đạt đến dung lượng tối đa của bộ lưu trữ thì hiện tượng bão hòa xảy ra hay nói cách khác khi công suất đầu vào lớn hơn ngưỡng bão hòa, khi đó năng lượng thu hoạch không tăng mặc dù công suất đầu vào vẫn tăng [43]. Ta có công suất phát của thiết bị chuyển tiếp được trình bày như sau:

$$P_R = \begin{cases} \frac{\eta\rho\alpha}{1-2\alpha} \left( P_1 |h_{S_1R}|^2 + P_2 |h_{S_2R}|^2 \right), & \text{ khi } \left( P_1 |h_{S_1R}|^2 + P_2 |h_{S_2R}|^2 \right) \leq P_{th} \\ \frac{\eta\rho\alpha}{1-2\alpha} P_{th}, & \text{ khi } \left( P_1 |h_{S_1R}|^2 + P_2 |h_{S_2R}|^2 \right) > P_{th} \end{cases} \quad (5.8)$$

trong đó  $P_{th}$  là giá trị công suất ngưỡng.

Giả sử công suất phát của hai nguồn bằng nhau  $P = P_1 = P_2$ , công thức (5.8) được viết lại như sau:

$$P_R = \begin{cases} \zeta P \left( |h_{S_1R}|^2 + |h_{S_2R}|^2 \right), & \text{ khi } P \left( |h_{S_1R}|^2 + |h_{S_2R}|^2 \right) \leq P_{th}, \\ \zeta P_{th}, & \text{ khi } P \left( |h_{S_1R}|^2 + |h_{S_2R}|^2 \right) > P_{th}, \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\text{với } \zeta = \frac{\eta\rho\alpha}{1-2\alpha}.$$

**Trong khe thời gian thứ 3**, thiết bị chuyển tiếp sử dụng kỹ thuật DNC [70] để tạo ra tín hiệu mới  $x = x_1 \oplus x_2$  và truyền tín hiệu này về hai nguồn với công suất phát của R là  $P_R$ . Tín hiệu nhận được và SNR để giải mã tín hiệu  $x$  trong khe thời gian thứ 3 ở các nguồn như sau:

$$y_{RS_i} = \sqrt{P_R} h_{RS_i} x + n_{RS_i}, \quad (5.10)$$

$$\gamma_{RS_i} = \frac{|h_{RS_i}|^2 P_R}{N_0} = \begin{cases} \frac{|h_{RS_i}|^2}{N_0} \zeta P \left( |h_{S_1R}|^2 + |h_{S_2R}|^2 \right), & \text{ khi } P \left( |h_{S_1R}|^2 + |h_{S_2R}|^2 \right) \leq P_{th}, \\ \frac{|h_{RS_i}|^2}{N_0} \zeta P_{th}, & \text{ khi } P \left( |h_{S_1R}|^2 + |h_{S_2R}|^2 \right) > P_{th}. \end{cases} \quad (5.11)$$

Từ các công thức (5.2), (5.5) và (5.11) ta có SNR để giải mã thành công các tín hiệu  $x_1, x_2$  tại các nguồn  $S_1, S_2$  tương ứng là:

$$\gamma_{S_1} = \min \{ \gamma_{S_2R}, \gamma_{RS_1} \}, \quad \gamma_{S_2} = \min \{ \gamma_{S_1R}, \gamma_{RS_2} \}. \quad (5.12)$$

Các độ lợi kênh truyền  $g_{S_iR} = |h_{S_iR}|^2$  và  $g_{RS_i} = |h_{RS_i}|^2$  là các RV phân bố hàm mũ có hàm PDF và hàm CDF là:

$$f_{g_{S_iR}}(z) = \frac{1}{\lambda_i} e^{-z/\lambda_i}, \quad f_{g_{RS_i}}(x) = \frac{1}{\lambda_{i+2}} e^{-x/\lambda_{i+2}}, \quad (5.13)$$

$$F_{g_{S_iR}}(z) = 1 - e^{-z/\lambda_i}, \quad F_{g_{RS_i}}(z) = 1 - e^{-z/\lambda_{i+2}}, \quad (5.14)$$

trong đó  $\lambda_i = d_i^{-\beta_i}, \lambda_{i+2} = d_{i+2}^{-\beta_{i+2}}$  và  $\beta_i, \beta_{i+2}$  với  $i \in \{1, 2\}$  là các hệ số mũ suy hao đường truyền.

#### 5.4 Phân tích hiệu năng mạng

Trong phần này, OP của hai nguồn được khảo sát để phân tích hiệu năng của hệ thống. Hiện tượng dừng hoạt động xảy ra tại nguồn  $S_i$  khi  $S_i$  không giải mã thành công tín hiệu được gửi từ nguồn còn lại. Hay SNR để giải mã tín hiệu nhỏ hơn giá trị ngưỡng cho trước  $\gamma_{S_i} < \gamma_t$  với  $\gamma_t = 2^R - 1$  và  $R$ (bits/s/Hz) là tốc độ bit ngưỡng truyền tín hiệu của hệ thống [117]. Cụ thể OP của nguồn  $S_1$  như sau:

$$OP_{S_1} = \Pr \left[ \gamma_{S_1} \leq \gamma_t \right] = \Pr \left[ \gamma_{S_2R} \leq \gamma_t \right] + \Pr \left[ \gamma_{RS_1} \leq \gamma_t, \gamma_{S_2R} > \gamma_t \right]. \quad (5.15)$$

Thay công thức (5.5) và (5.11) vào (5.15), ta có [43]:

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_1} = & \Pr \left[ \frac{(1-\rho)|h_{S_2R}|^2 P}{N_0} \leq \gamma_t \right] + \Pr \left[ \frac{|h_{RS_1}|^2}{N_0} \zeta \leq \frac{\gamma_{th}}{P_{th}}, \frac{(1-\rho)|h_{S_2R}|^2 P}{N_0} > \gamma_t \right] + \\
& + \Pr \left[ P \left( |h_{S_2R}|^2 + |h_{S_1R}|^2 \right) \frac{|h_{RS_1}|^2}{N_0} \zeta \leq \gamma_t, \frac{|h_{RS_1}|^2}{N_0} \zeta > \frac{\gamma_{th}}{P_{th}}, \frac{(1-\rho)|h_{S_2R}|^2 P}{N_0} > \gamma_t \right]. \quad (5.16)
\end{aligned}$$

Công thức (5.16) viết lại như sau:

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_1} = & \Pr [g_{S_2R} \leq k_1] + \Pr [g_{RS_1} \leq k_3, g_{S_2R} > k_1] + \\
& + \Pr \left[ (g_{S_2R} + g_{S_1R}) g_{RS_1} \leq k_2, g_{RS_1} > k_3, g_{S_2R} > k_1 \right] \\
= & \int_0^{k_1} f_{g_{S_2R}}(y) dy + \int_{k_1}^{\infty} f_{g_{S_2R}}(y) dy \int_0^{k_3} f_{g_{RS_1}}(x) dx + \\
& + \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} f_{g_{RS_1}}(x) \int_{k_1}^{\frac{k_2}{x}} f_{g_{S_2R}}(y) \int_0^{\frac{k_2}{x}-y} f_{g_{S_1R}}(z) dz dy dx, \quad (5.17)
\end{aligned}$$

$$\text{với } \gamma_0 = \frac{P}{N_0}, k_1 = \frac{\gamma_t}{(1-\rho)\gamma_0}, k_2 = \frac{\gamma_t}{\zeta\gamma_0}, k_3 = \frac{\gamma_t N_0}{\zeta P_{th}}.$$

Thay công thức (5.13) vào (5.17) ta có:

$$\begin{aligned}
\text{OP}_{S_1} = & \int_0^{k_1} \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} dy + \int_{k_1}^{\infty} \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} dy \int_0^{k_3} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} dx + \\
& + \int_{k_3}^{k_2/k_1} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \int_{k_1}^{k_2/x} \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} \left( 1 - e^{-(k_2/x-y)/\lambda_1} \right) dy dx. \quad (5.18)
\end{aligned}$$

Và tính một số tích phân đơn giản trong (5.18) ta có:

$$\text{OP}_{S_1} = 1 - e^{-k_1/\lambda_2} e^{-k_3/\lambda_3} + \int_{k_3}^{k_2/k_1} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \int_{k_1}^{k_2/x} \left( \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_2} e^{\frac{k_2}{x\lambda_1}} e^{-y(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)} \right) dy dx. \quad (5.19)$$

Sau khi áp dụng chuỗi Taylor [75]:  $\exp\left(-\frac{x}{\lambda_3}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-x)^k}{k! \lambda_3^k}$  và giải các tích phân trong (5.19), ta có biểu thức  $OP_{S_1}$  ở hai trường hợp tương ứng với hai công thức (5.20) và (5.21). (Chứng minh công thức (5.20) và (5.21) trong phụ lục D).

- Trường hợp 1: khi  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$  ta có thành phần  $e^{-y(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)} = 0$  trong công thức (5.19) có giá trị bằng 0 và lúc đó phần tính tích phân sẽ được rút gọn bớt và đơn giản hơn. Về ý nghĩa thực tiễn với giả sử môi trường truyền là đồng nhất thì trường hợp này tương ứng với vị trí của thiết bị chuyển tiếp nằm cách đều hai nguồn. Ta có giá trị xác dừng của nguồn  $S_1$  trong trường hợp này như sau:

$$\begin{aligned} OP_{S_1} \Big|_{\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda} &= 1 - e^{-(k_1/\lambda + k_3/\lambda_3)} + e^{-k_1/\lambda} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1 \lambda_3)} \right) + \\ &+ \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda \lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k-1, \frac{k_1}{\lambda}\right) - \Gamma\left(-k-1, \frac{k_2}{k_3 \lambda}\right) \right] + \quad (5.20) \\ &+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda \lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k, \frac{k_1}{\lambda}\right) - \Gamma\left(-k, \frac{k_2}{k_3 \lambda}\right) \right]. \end{aligned}$$

- Trường hợp 2: khi  $\lambda_1 \neq \lambda_2$  trong thức (5.19) ta có thành phần  $e^{-y(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)} \neq 0$  tương ứng trong thực tế thiết bị chuyển tiếp nằm ở các vị trí còn lại và không cách đều hai nguồn. Sau quá trình tính toán tích phân phức tạp của công thức (5.19) (cụ thể trình bày trong phụ lục D), ta có giá trị xác dừng của nguồn  $S_1$  trong trường hợp này như sau:

$$\begin{aligned} OP_{S_1} \Big|_{\lambda_1 \neq \lambda_2} &= 1 - e^{-(k_1/\lambda_2 + k_3/\lambda_3)} + e^{-k_1/\lambda_2} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1 \lambda_3)} \right) + \\ &+ \frac{\lambda_2}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda_2 \lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k-1, \frac{k_1}{\lambda_2}\right) - \Gamma\left(-k-1, \frac{k_2}{k_3 \lambda_2}\right) \right] - \quad (5.21) \\ &- \frac{\lambda_1 e^{-(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)k_1}}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda_1 \lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k-1, \frac{k_1}{\lambda_1}\right) - \Gamma\left(-k-1, \frac{k_2}{k_3 \lambda_1}\right) \right]. \end{aligned}$$

Tương tự, biểu thức xác suất dừng của nguồn  $S_2$  trong công thức (5.22) và (5.23) ứng với hai trường hợp:

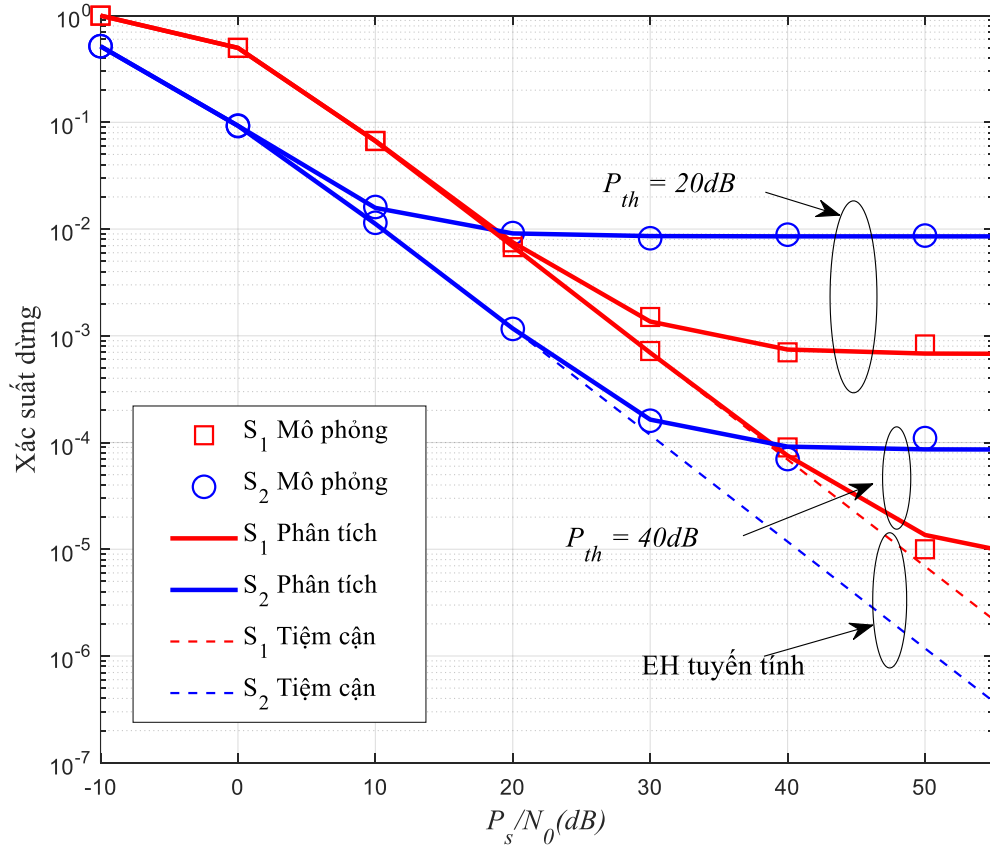
$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_2} \Big|_{\lambda_1=\lambda_2=\lambda} &= 1 - e^{-(k_1/\lambda+k_3/\lambda_4)} + e^{-k_1/\lambda} \left( e^{-k_3/\lambda_4} - e^{-k_2/(k_1\lambda_4)} \right) + \\ &+ \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda\lambda_4} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k-1, \frac{k_1}{\lambda} \right) - \Gamma \left( -k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda} \right) \right] + \\ &+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda\lambda_4} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k, \frac{k_1}{\lambda} \right) - \Gamma \left( -k, \frac{k_2}{k_3\lambda} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.22)$$

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_2} \Big|_{\lambda_1 \neq \lambda_2} &= 1 - e^{-(k_1/\lambda_1+k_3/\lambda_4)} + e^{-k_1/\lambda_1} \left( e^{-k_3/\lambda_4} - e^{-k_2/(k_1\lambda_4)} \right) + \\ &+ \frac{\lambda_1}{(\lambda_2 - \lambda_1)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda_1\lambda_4} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k-1, \frac{k_1}{\lambda_1} \right) - \Gamma \left( -k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda_1} \right) \right] + \\ &- \frac{\lambda_2 e^{-(1/\lambda_1-1/\lambda_2)k_1}}{(\lambda_2 - \lambda_1)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda_2\lambda_4} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k-1, \frac{k_1}{\lambda_2} \right) - \Gamma \left( -k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda_2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.23)$$

Khi  $P_{th} \rightarrow \infty$  ta có thu hoạch năng lượng tại thiết bị chuyển tiếp là tuyến tính giống như bài báo [75].

## 5.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả

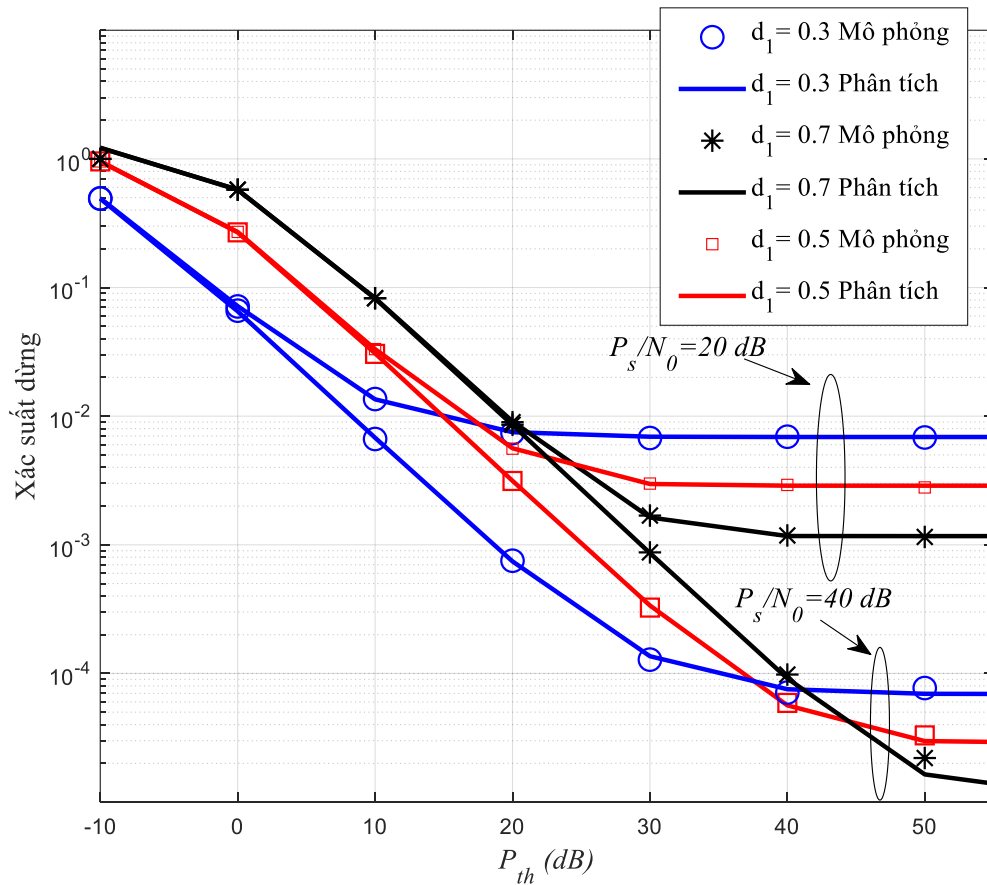
Trong phần này, nghiên cứu sinh khảo sát kết quả phân tích và mô phỏng xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp trong mô hình NEH-TW-DNC với các tham số hệ thống khác nhau. Mô phỏng Monte Carlo được dùng để minh chứng độ chính xác của các biểu thức lý thuyết và số phép thử trong mô phỏng là  $10^6$ . Trong tất cả các hình từ 5.2 đến 5.4, các điểm đánh dấu là kết quả mô phỏng và đường liền nét thể hiện kết quả phân tích. Giá trị SNR ngưỡng được chọn cố định  $\gamma_t = 1$ , hệ số mũ suy hao đường truyền  $\beta_k = 3$ , và phương sai của nhiễu cộng Gaussian  $N_0 = 1$ . Trong các đường phân tích sử dụng 30 số hạng đầu tiên của công thức tính tổng vô hạn.



**Hình 5.2:** Xác suất dừng của hai nguồn theo  $P_s / N_0$  (dB) với  $P_{th}$  thay đổi.

Hình 5.2 biểu diễn OP ở dạng chính xác và tiệm cận  $P_{th} \rightarrow \infty$  của các nguồn  $S_1$  và  $S_2$  trong mô hình NEH-TW-DNC theo  $P_s / N_0$  (dB) khi  $P_{th} \in \{20, 40, \infty\}$  dB,  $\rho = 0.5$ ,  $\eta = 0.8$ ,  $\alpha = 1/3$ ,  $d_1 = 0.3$ , và  $d_2 = 1 - d_1$ . Với giá trị khoảng cách  $d_1$ ,  $d_2$  đã chọn, thiết bị chuyên tiếp gần nguồn  $S_1$  hơn  $S_2$ . Quan sát Hình 5.2, ta thấy khi  $P_s / N_0$  nhỏ hơn  $P_{th}$ , xác suất dừng của nguồn  $S_2$  nhỏ hơn xác suất dừng của nguồn  $S_1$ . Ngược lại khi  $P_s / N_0$  lớn hơn  $P_{th}$ ,  $OP_{S_1}$  nhỏ hơn  $OP_{S_2}$ . Một điểm chú ý là khi  $P_s / N_0 = P_{th}$  xác suất dừng của hai nguồn gần như bằng nhau. Khi  $P_s / N_0$  ở vùng giá trị nhỏ, xác suất của hai nguồn giảm khi  $P_s / N_0$  tăng. Và khi  $P_s / N_0$  đạt đến một giá trị đủ lớn thì OP của mỗi nguồn sẽ rơi vào trạng thái bão hòa (nghĩa là  $P_s / N_0$  tăng nhưng OP của các nguồn không giảm nữa). Các giá trị OP bão hòa

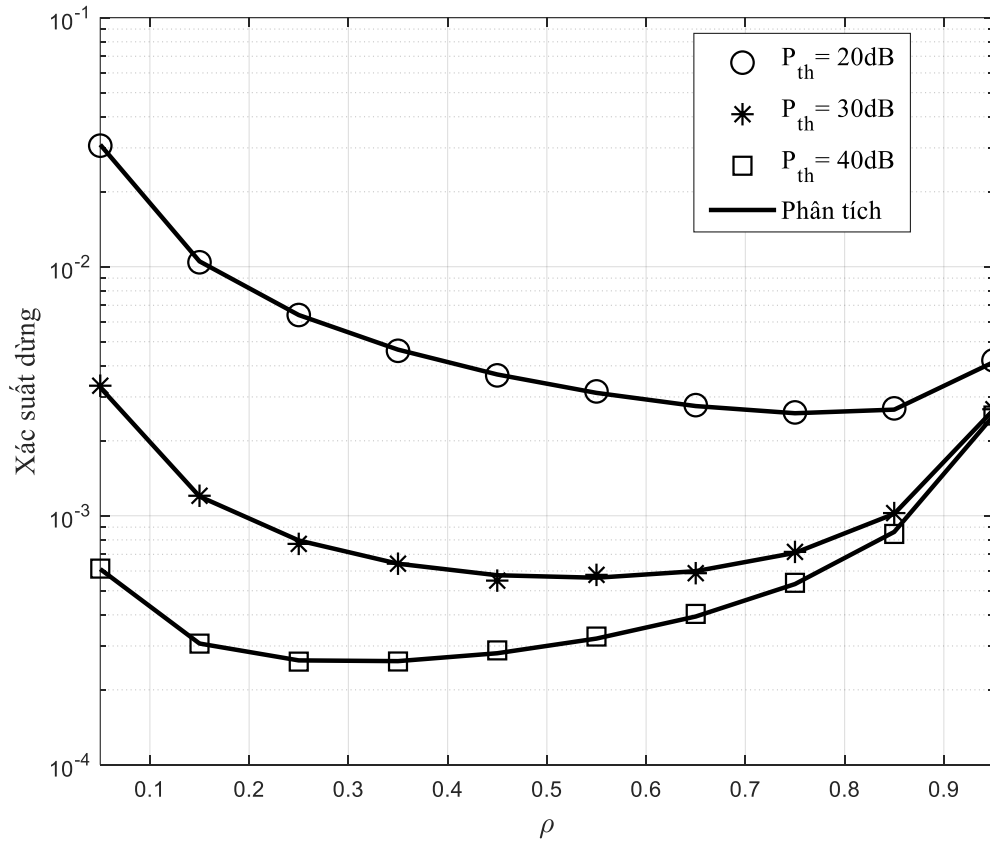
của các nguồn khác nhau và phụ thuộc vào giá trị  $P_{th}$ ,  $P_{th}$  càng lớn thì giá trị OP bảo hòa của mỗi nguồn càng nhỏ. Khi so sánh EH phi tuyến với EH tuyến tính, Hình 5.2 cho thấy ở vùng  $P_s / N_0 < P_{th}$ , OP của mỗi nguồn trong cả hai trường hợp gần như bằng nhau. Còn ở vùng  $P_s / N_0 > P_{th}$ , OP của mỗi nguồn trong hai trường hợp khác nhau, với giao thức EH phi tuyến các OP sẽ rơi vào trạng thái bão hòa trong khi với EH tuyến tính các OP tiếp tục giảm khi  $P_s / N_0$  tăng. Và ta thấy các đường OP của EH phi tuyến sẽ tiệm cận các đường OP của EH tuyến tính khi  $P_{th} \rightarrow \infty$ .



**Hình 5.3:** Xác suất dừng của nguồn  $S_1$  theo  $P_{th}(dB)$  khi  $P_s / N_0$  và  $d_1$  thay đổi

Hình 5.3 biểu diễn OP của nguồn  $S_1$  theo công suất ngưỡng bão hòa của thiết bị chuyển tiếp  $P_{th}(dB)$  khi  $P_s / N_0 \in \{20, 40\} dB$ ,  $\rho = 0.5$ ,  $\eta = 0.8$ ,  $\alpha = 1/3$ ,

$d_1 \in \{0.3, 0.5, 0.7\}$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ . Do mô hình hệ thống có tính đối xứng nên  $OP_{S_1}$  sẽ bằng  $OP_{S_2}$  nếu các thông số tương đương của hai nguồn giống nhau, vì vậy trong Hình 5.3 chỉ vẽ và khảo sát  $OP_{S_1}$ . Hình 5.3 cho thấy  $OP_{S_1}$  có giá trị giảm khi  $P_{th}$  và  $P_s / N_0$  tăng,  $OP_{S_1}$  đạt giá trị bão hòa khi  $P_{th}$  tăng đến một giá trị đủ lớn, và giá trị này thay đổi phụ thuộc vào giá trị của  $P_s / N_0$  và  $d_1$ . Bên cạnh đó, ta thấy khi  $P_{th} < P_s / N_0$ , khoảng cách  $d_1$  càng nhỏ thì  $OP_{S_1}$  càng nhỏ. Ngược lại khi  $P_{th} > P_s / N_0$  khoảng cách  $d_1$  càng lớn thì  $OP_{S_1}$  càng nhỏ.



**Hình 5.4:** Xác suất dừng của nguồn theo  $S_1$  theo  $\rho$  với ba giá trị  $P_{th}$

Hình 5.4 biểu diễn OP của nguồn  $S_1$  theo hệ số phân bổ công suất  $\rho$  khi  $P_s / N_0 = 30\text{(dB)}$ ,  $P_{th} \in \{20, 30, 40\}\text{dB}$ ,  $\eta = 0.8$ ,  $\alpha = 1/3$ ,  $d_1 = 0.5$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ . Đầu



tiên ta thấy  $OP_{S_1}$  giảm khi  $P_{th}$  tăng giống như các hình trước. Và với mỗi bộ thông số sẽ tồn tại một giá trị  $\rho$  tối ưu để OP của nguồn nhỏ nhất. Cuối cùng, các đường biểu diễn kết quả phân tích lý thuyết và mô phỏng Monte Carlo hoàn toàn trùng khớp nhau.

## 5.6 Kết luận

Trong chương này, nghiên cứu sinh đã nghiên cứu mô hình mạng hợp tác hai chiều trong điều kiện thiết bị chuyển tiếp có bộ thu phi tuyến tính có khả năng thu hoạch năng lượng từ các tín hiệu tần số vô tuyến. Mô hình hoạt động trong ba khe thời gian, hai khe thời gian đầu thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng và giải mã tín hiệu thu được từ hai nguồn sử dụng kỹ thuật phân chia công suất PS. Trong khe thời gian thứ ba thiết bị chuyển tiếp dùng kỹ thuật mã hóa mạng số DNC để tạo ra một tín hiệu mới và sử dụng năng lượng thu được ở hai khe thời gian đầu để truyền tín hiệu này về hai nguồn. Để phân tích hiệu năng của mô hình, xác suất dừng của các nguồn được khảo sát theo công suất ngưỡng bảo hòa, hệ số phân bố công suất và vị trí tương đối của thiết bị chuyển tiếp và hai nguồn. Mô phỏng Monte Carlo đã chứng minh tính chính xác của các biểu thức phân tích.

Các điểm đáng chú ý của mô hình mạng mô hình mạng hợp tác hai chiều với giao thức NEH-TW-DNC:

- Khảo sát mạng hợp tác hai chiều có thu hoạch năng lượng phi tuyến tại thiết bị chuyển tiếp.
- Khi công suất ngưỡng bảo hòa của thiết bị thu hoạch năng lượng phi tuyến tại thiết bị chuyển tiếp tăng lên, thì OP của các nguồn sẽ giảm xuống. Và OP đạt được giá trị bảo hòa khi  $P_s / N_0$  và  $P_{th}$  đủ lớn.
- Với mỗi bộ thông số sẽ tồn tại một hệ số phân bố công suất tối ưu để xác suất dừng là nhỏ nhất.

## Chương 6. KẾT LUẬN

### 6.1 Kết luận

Luận án đã nghiên cứu các kỹ thuật và các giao thức nhằm nâng cao hiệu năng của mạng hợp tác hai chiều trong hệ thống vô tuyến thông thường và vô tuyến nhận thức. Trong các mô hình được đề xuất đã xem xét trong điều kiện lý tưởng và ràng buộc thực tế để có thể đánh giá hệ thống một cách toàn diện hơn. Các điểm mới và kết quả đạt được của luận án như sau:

Đầu tiên, đề xuất và phân tích thành công mô hình mạng hợp tác hai chiều có sử dụng kết hợp cụm thiết bị chuyển tiếp, kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự và kỹ thuật mã hóa mạng số. Mô hình được khảo sát trong các điều kiện lý tưởng và các điều kiện thực tế như triệt can nhiễu tuần tự không hoàn hảo, thông tin trạng thái kênh truyền không hoàn hảo. Các kết quả nghiên cứu cho thấy thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS vượt trội so với các giao thức không sử dụng kết hợp các kỹ thuật trên. Bên cạnh đó đề xuất phương pháp lựa chọn chuyển tiếp bán phần giúp giảm thiểu thời gian thu thập của các ipCSI so với phương pháp RS khác [70], do đó giảm thời gian xử lý tín hiệu và tăng tốc độ truyền tin. Hiệu quả phân tập không gian tăng và xác suất dừng giảm khi số lượng chuyển tiếp trong cụm tăng. Các kết quả nghiên cứu cũng cho thấy sự ảnh hưởng lớn của các điều kiện không lý tưởng ipSIC/ipCSI lên hiệu năng của hệ thống. Hơn nữa khi các thiết bị chuyển tiếp được thiết lập ở vị trí tối ưu và hệ số phân chia công suất hợp lý, hai nguồn sẽ đạt được hiệu năng tốt nhất.

Tiếp theo đề xuất và phân tích thành công mô hình mạng vô tuyến nhận thức hai chiều sử dụng bề mặt phản xạ thông minh. Mô hình hoạt động ở chế độ FD và khảo sát điều kiện thực tế là còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu và mạng thứ cấp bị giới hạn công suất bởi nhiễu máy thu sơ cấp.

Mục tiêu đạt được của mô hình là giảm xác suất dừng, tăng hiệu quả sử dụng phổ, hiệu quả sử dụng năng lượng và giảm chi phí cho mạng hai chiều. OP của hai nguồn thứ cấp được khảo sát theo nhiều thông số mạng và kết quả cho thấy OP nhỏ nhất khi RIS cách đều hai nguồn; OP giảm khi số lượng phần tử phản xạ tăng, khoảng cách giữa cụm máy thu sơ cấp và hai nguồn thứ cấp tăng, và khi nhiều vòng lặp giảm; OP sẽ đạt giá trị bão hòa khi ngưỡng tỉ số ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên công suất nhiễu hoặc tỉ số công suất phát tối đa mà phần cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu đủ lớn. Hơn nữa hệ thống hai chiều được RIS hỗ trợ có xác suất dừng của các nguồn thứ cấp nhỏ hơn rất nhiều so với hệ thống được hỗ trợ bởi thiết bị chuyển tiếp AF tương ứng.

Chương 5 đề xuất và phân tích mô hình mạng hợp tác hai chiều có thu hoạch năng lượng phi tuyến tại thiết bị chuyển tiếp DF. Mô hình xem xét điều kiện thực tế bộ thu năng lượng là phi tuyến. Và mô hình nghiên cứu sử dụng phương pháp thu hoạch năng lượng phân chia theo công suất và kỹ thuật mã hóa mạng số. Đóng góp của đề xuất là sử dụng nguồn năng lượng xanh sạch từ sóng vô tuyến, hỗ trợ truyền tín hiệu cho các mạng vô tuyến hợp tác hai chiều chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như mạng cảm biến không dây và hệ thống IoT. Các kết quả cho thấy với mỗi bộ thông số của hệ thống có thể xác định được hệ số phân bổ công suất tối ưu để xác suất dừng là nhỏ nhất.

Tất cả các thông số đánh giá hiệu năng của các mô hình trong luận án đều được phân tích dưới dạng các biểu thức toán học tường minh và các biểu thức phân tích toán đều được kiểm chứng bằng phương pháp mô phỏng Monte Carlo. Các kết quả của đề tài nghiên cứu đóng góp hữu ích cho cộng đồng nghiên cứu, cho các công ty sản xuất và hoạt động trong lĩnh vực vô tuyến để hướng tới cung cấp chất lượng dịch vụ tốt hơn cho khách hàng. Các mô hình đề xuất của đề tài có thể được dùng trong mạng IoT, mạng không đồng nhất, WSN, mạng robot

trong công nghiệp. Các kết quả nghiên cứu trong luận án đã được nghiên cứu sinh công bố trên các tạp chí SCIE và hội nghị quốc tế uy tín.

## **6.2 Hướng phát triển của luận án**

Luận án đã đưa ra các đề xuất có các kết quả đạt được mục tiêu đề ra. Tuy nhiên ngày nay khi các ứng dụng truyền thông vô tuyến ngày càng nhiều và nhu cầu về chất lượng dịch vụ vô tuyến ngày càng cao thì mục tiêu nâng cao hiệu năng mạng trong các ứng dụng và điều kiện cụ thể vẫn luôn là vấn đề cần được quan tâm. Trong thời gian tới, nghiên cứu sinh tiếp tục nghiên cứu về nâng cao hiệu năng mạng hai chiều như tăng hiệu quả sử dụng phổ, hiệu quả sử dụng năng lượng, tăng tốc độ truyền tin cho mạng hợp tác hai chiều trong mạng vô tuyến thông thường và mạng vô tuyến nhận thức. Đồng thời xem xét các điều kiện vận hành thực tế hơn. Cụ thể các dự định nghiên cứu tiếp theo của đề tài như sau:

- Xem xét các mạng hai chiều đã nghiên cứu trong các kênh truyền fading khác như kênh Nakagami-m, Rician, double Rayleigh.
- Khảo sát mô hình mạng hợp tác hai chiều EH phi tuyến có đường truyền trực tiếp.
- Đánh giá hiệu năng dưới dạng độ tin cậy và độ trễ các mạng hai chiều đã nghiên cứu bằng cách sử dụng gói tin ngắn.
- Thiết kế mạng học sâu từ các dữ liệu phân tích và mô phỏng để dự đoán hiệu năng hệ thống hai chiều.
- Nghiên cứu mạng lai ghép giữa mạng hai chiều mặt đất với mạng vệ tinh.

## PHỤ LỤC

### A. Chứng minh công thức (3.17)

Công thức (3.15) được viết lại như sau:

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \underbrace{\Pr[\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t]}_{\Psi_1} \times \underbrace{\Pr[\gamma_{R_b S_d \rightarrow x} \geq \gamma_t]}_{\Psi_2}.$$

- Tìm  $\Psi_1 = \Pr[\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t]$

$$\Psi_1 = 1 - \Pr[\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} < \gamma_t] \quad (\text{A.1})$$

Thay  $\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d}$  trong (3.6) vào (A1), ta có:

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= 1 - \Pr\left[\frac{\alpha_n g_{S_n R_b}}{\alpha_d g_{S_d R_b} + \phi_1} < \gamma_t\right] = 1 - \Pr\left(g_{S_n R_b} < \underbrace{(\gamma_t \alpha_d / \alpha_n)}_{\phi_2} g_{S_d R_b} + \underbrace{\gamma_t \phi_1 / \alpha_n}_{\phi_3}\right) \\ &= 1 - \Pr(g_{S_n R_b} < \phi_2 g_{S_d R_b} + \phi_3) = 1 - \int_0^{\infty} f_{g_{S_d R_b}}(x) F_{g_{S_n R_b}}(\phi_2 x + \phi_3) dx. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Trong (A.2),  $F_{g_{S_n R_b}}(x)$  là CDF của  $g_{S_n R_b}$  và được tìm như sau:

$$\begin{aligned} F_{g_{S_n R_b}}(x) &= \Pr[g_{S_n R_b} < x] = \Pr[\max_{i=1,2,\dots,N} g_{S_n R_i} < x] \\ &= \prod_{i=1}^N \Pr[g_{S_n R_i} < x] = \prod_{i=1}^N F_{g_{S_n R_i}}(x) = \left(1 - e^{-x/\lambda_n}\right)^N. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Thay PDF của  $g_{S_d R_b}$  là  $f_{g_{S_d R_b}}(x) = \frac{1}{\lambda_d} e^{-x/\lambda_d}$  và (A.3) vào (A.2), ta có:

$$\begin{aligned}
\Psi_1 &= 1 - \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda_d} e^{-x/\lambda_d} \left(1 - e^{-(\phi_2 x + \phi_3)/\lambda_n}\right)^N dx = 1 - \int_0^{\infty} \frac{1}{\lambda_d} e^{-x/\lambda_d} \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p(\phi_2 x + \phi_3)/\lambda_n} dx \\
&= 1 - \frac{1}{\lambda_d} \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_3/\lambda_n} \int_0^{\infty} e^{-x(1/\lambda_d + p\phi_2/\lambda_n)} dx = 1 - \lambda_n \sum_{p=0}^N \frac{C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_3/\lambda_n}}{\lambda_n + p\phi_2\lambda_d}
\end{aligned} \tag{A.4}$$

- Tìm  $\Psi_2 = \Pr[\gamma_{R_b S_d \rightarrow x} \geq \gamma_t]$

$$\begin{aligned}
\Psi_2 &= 1 - \Pr[\gamma_{R_b S_d \rightarrow x} < \gamma_t] = 1 - \Pr\left[g_{R_b S_d} < \gamma_t \lambda_d (1 - \rho^2) + \frac{\gamma_t \rho^2}{\eta\gamma}\right] \\
&= 1 - F_{g_{R_b S_d}}\left(\gamma_t \lambda_d (1 - \rho^2) + \frac{\gamma_t \rho^2}{\eta\gamma}\right) = e^{-\gamma_t \left((1 - \rho^2) + \rho^2 / (\lambda_d \eta \gamma)\right)}
\end{aligned} \tag{A.5}$$

Thay (A.4) và (A.5) vào (3.15) ta được kết quả như công thức (3.17).

## B. Chứng minh công thức (3.19)

Công thức (3.18) được viết lại như sau:

$$\text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \underbrace{\Pr[\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t, \gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t]}_{\Psi_3} \times \underbrace{\Pr[\gamma_{R_b S_n \rightarrow x} \geq \gamma_t]}_{\Psi_4}.$$

- Tìm  $\Psi_3 = \Pr[\gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t, \gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t]$

Thay (3.6) và (3.8) vào  $\Psi_3$  ta có:

$$\begin{aligned}
\Psi_3 &= \Pr\left[\frac{\alpha_n g_{S_n R_b}}{\alpha_d g_{S_d R_b} + \phi_1} \geq \gamma_t, \frac{\alpha_d g_{S_d R_b}}{\varepsilon \rho^2 g_{R_b} + \phi_1} \geq \gamma_t\right] \\
&= \Pr\left[g_{S_n R_b} \geq \underbrace{(\gamma_t \alpha_d / \alpha_n)}_{\phi_2} g_{S_d R_b} + \underbrace{(\gamma_t \phi_1 / \alpha_n)}_{\phi_3}, g_{S_d R_b} \geq \underbrace{(\gamma_t \varepsilon \rho^2 / \alpha_d)}_{\phi_4} g_{R_b} + \underbrace{\gamma_t \phi_1 / \alpha_d}_{\phi_5}\right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Rightarrow \Psi_3 &= \int_0^{\infty} f_{g_b}(z) \left( \int_{\phi_4 z + \phi_5}^{\infty} f_{g_{S_d R_b}}(x) \left( \int_{\phi_2 x + \phi_3}^{\infty} f_{g_{S_n R_b}}(y) dy \right) dx \right) dz \\
&= \int_0^{\infty} f_{g_b}(z) \left( \int_{\phi_4 z + \phi_5}^{\infty} f_{g_{S_d R_b}}(x) \left( 1 - F_{g_{S_n R_b}}(\phi_2 x + \phi_3) \right) dx \right) dz.
\end{aligned} \tag{B.1}$$

Thay PDF của  $g_{R_b}$ ,  $g_{S_d R_b}$  và CDF của  $g_{S_n R_b}$  vào (B.1) ta có:

$$\begin{aligned}
\Pr \left[ \gamma_{S_n R_b \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t, \gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} \geq \gamma_t \right] &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Omega} e^{-z/\Omega} \\
&\times \left( \int_{\phi_4 z + \phi_5}^{\infty} \frac{1}{\lambda_d} e^{-x/\lambda_d} \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p(\phi_2 x + \phi_3)/\lambda_n} \right) dx \right) dz \\
&= \frac{\lambda_d e^{-\phi_5/\lambda_d}}{(\lambda_d + \phi_4 \Omega)} - \sum_{p=0}^N \frac{\lambda_n^2 \lambda_d C_N^p (-1)^p e^{-(p(\phi_3 + \phi_5 \phi_2)/\lambda_n + \phi_5/\lambda_d)}}{(\lambda_n + p\phi_2 \lambda_d)(\lambda_n \lambda_d + \phi_4 \Omega (\lambda_n + p\phi_5 \phi_2 \lambda_d))}
\end{aligned} \tag{B.2}$$

- Tìm  $\Psi_4 = \Pr \left[ \gamma_{R_b S_n \rightarrow x} \geq \gamma_t \right]$

$$\begin{aligned}
\Psi_4 &= 1 - \Pr \left[ \gamma_{R_b S_n \rightarrow x} < \gamma_t \right] \\
&= 1 - \Pr \left[ g_{R_b S_n} < \gamma_t \lambda_n (1 - \rho^2) + \frac{\gamma_t \rho^2}{\eta \gamma} \right] = e^{-\gamma_t \left( (1 - \rho^2) + \frac{\rho^2}{\lambda_n \eta \gamma} \right)}
\end{aligned} \tag{B.3}$$

Thay (B.3) và (B.4) vào (3.18) ta được kết quả như công thức (3.19).

### C. Chứng minh công thức (4.10) và (4.11)

Trong công thức (4.6),  $\Psi$  là tổng của  $T$  tích hai RV có phân bố i.i.d Rayleigh, PDF của  $\Psi$  được tính xấp xỉ như công thức (4.10) và (4.11) với các thông số  $k_1$  và  $k_2$  được xác định như công thức (2.74) của [113]:

$$k_1 = E[\Psi] = E \left[ \sum_{t=1}^T |h_{1t}| \times |h_{2t}| \right] = \sum_{t=1}^T E[|h_{1t}|] \times E[|h_{2t}|] \tag{C.1}$$

$$\text{và } k_2 = V[\Psi] = E[\Psi^2] - [E[\Psi]]^2 = E[\Psi^2] - k_1^2 \quad (\text{C.2})$$

Tương tự  $|h_{1t}|$  và  $|h_{2t}|$  là các RV có phân bố Rayleigh với phương sai là  $1/\lambda_1$  và  $1/\lambda_2$  tương ứng. Theo tài liệu [118] (trang 162) ta có:

$$E[|h_{1t}|] = \sqrt{\frac{\pi}{4\lambda_1}}, E[|h_{2t}|] = \sqrt{\frac{\pi}{4\lambda_2}}, \quad (\text{C.3})$$

$$V[|h_{1t}|] = \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{1}{\lambda_1}, V[|h_{2t}|] = \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{1}{\lambda_2}. \quad (\text{C.4})$$

Thay (C.3) vào (C.1), ta được:

$$k_1 = E[\Psi] = \frac{T\pi}{4\sqrt{\lambda_1\lambda_2}}. \quad (\text{C.5})$$

Vì  $|h_{1t}|$  và  $|h_{2t}|$  là các RV độc lập, nên (C.2) được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} k_2 = E\left[\left(\sum_{t=1}^T |h_{1t}| \times |h_{2t}|\right)^2\right] - k_1^2 &= \sum_{t=1}^T E[|h_{1t}|^2] \times E[|h_{2t}|^2] + \\ &+ T(T-1)(E[|h_{1v}|]) \times (E[|h_{2v}|]) (E[|h_{1u}|]) \times (E[|h_{2u}|]) - k_1^2, \end{aligned} \quad (\text{C.6})$$

trong đó  $u, v \in \{1, 2, \dots, T\}$  và  $u \neq v$ .

Bên cạnh đó  $E[X^2] = V[X] + (E[X])^2$ , thế (C.3) và (C.4) vào (C.6), ta được:

$$\begin{aligned} k_2 &= \sum_{t=1}^T \left( V[|h_{1t}|] + (E[|h_{1t}|])^2 \right) \times \left( V[|h_{2t}|] + (E[|h_{2t}|])^2 \right) + \\ &+ T(T-1)(E[|h_{1v}|]) \times (E[|h_{2v}|]) (E[|h_{1u}|]) \times (E[|h_{2u}|]) - k_1^2 \\ &= T \left( \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{1}{\lambda_1} + \frac{\pi}{4\lambda_1} \right) \times \left( \left(1 - \frac{\pi}{4}\right) \frac{1}{\lambda_2} + \frac{\pi}{4\lambda_2} \right) + \\ &+ T(T-1) \sqrt{\frac{\pi}{4\lambda_1}} \sqrt{\frac{\pi}{4\lambda_2}} \sqrt{\frac{\pi}{4\lambda_1}} \sqrt{\frac{\pi}{4\lambda_2}} - \left( \frac{T\pi}{4\sqrt{\lambda_1\lambda_2}} \right)^2 = \frac{T}{\lambda_1\lambda_2} \left(1 - \frac{\pi^2}{16}\right). \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

Công thức (4.10) và (4.11) đã được chứng minh.



#### D. Chứng minh công thức (5.20) và (5.21)

Công thức (5.19) được viết lại như sau:

$$\text{OP}_{S_1} = 1 - e^{-k_1/\lambda_2} e^{-k_3/\lambda_3} + \underbrace{\int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \int_{k_1}^{\frac{k_2}{k_1}} \left( \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_2} e^{k_2/(x\lambda_1)} e^{-y(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)} \right) dy dx}_{\Phi}.$$

Tìm  $\Phi$  trong thức (5.19) có hai trường hợp:

- **Trường hợp 1:**  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$ , trong thức (5.19) ta có thành phần  $e^{-y\left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1}\right)} = 0$

và  $\Phi$  được tìm như sau:

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \int_{k_1}^{\frac{k_2}{k_1}} \left( \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_2} e^{k_2/(x\lambda_1)} \right) dy dx \\ &= \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \left[ \left( e^{-k_1/\lambda} - e^{-k_2/(x\lambda)} \right) - \frac{1}{\lambda} e^{-k_2/(x\lambda)} \left( \frac{k_2}{x} - k_1 \right) \right] dx \\ &= \frac{e^{-k_1/\lambda}}{\lambda_3} \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} e^{-x/\lambda_3} dx + \underbrace{\frac{1}{\lambda_3} \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} e^{-x/\lambda_3} e^{-k_2/(x\lambda)} dx}_{I_1} - \underbrace{\frac{k_2}{\lambda \lambda_3} \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} \frac{e^{-x/\lambda_3} e^{-k_2/(x\lambda)}}{x} dx}_{I_2} \\ &= e^{-k_1/\lambda} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1\lambda_3)} \right) + I_1 - I_2. \end{aligned} \tag{D.1}$$

Áp dụng chuỗi Taylor's [75]  $\exp\left(-\frac{x}{\lambda_3}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-x)^k}{k! \lambda_3^k}$  thay vào  $I_1$  và  $I_2$  của (D.1) ta

có:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{\lambda_3} \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} e^{-x/\lambda_3} e^{-k_2/(x\lambda)} dx = \frac{1}{\lambda_3} \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \int_{k_3}^{\frac{k_2}{k_1}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-x)^k}{k! \lambda_3^k} e^{-k_2/(x\lambda)} dx \\ &= \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda \lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k-1, \frac{k_1}{\lambda}\right) - \Gamma\left(-k-1, \frac{k_2}{k_3 \lambda}\right) \right]. \end{aligned} \tag{D.2}$$

$$\begin{aligned}
I_2 &= \frac{k_2}{\lambda\lambda_3} \int_{k_3}^{k_2/k_1} \frac{e^{-x/\lambda_3} e^{-k_2/(x\lambda)}}{x} dx = -\frac{k_2}{\lambda\lambda_3} \int_{k_3}^{k_2/k_1} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-x)^{k-1}}{k!\lambda_3^k} e^{-k_2/(x\lambda)} dx \\
&= -\frac{k_2}{\lambda\lambda_3} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \left(\frac{k_2}{\lambda\lambda_3}\right)^k \left[ \Gamma\left(-k, \frac{k_1}{\lambda}\right) - \Gamma\left(-k, \frac{k_2}{k_3\lambda}\right) \right] \\
&= -\sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \left(\frac{k_2}{\lambda\lambda_3}\right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k, \frac{k_1}{\lambda}\right) - \Gamma\left(-k, \frac{k_2}{k_3\lambda}\right) \right].
\end{aligned} \tag{D.3}$$

- **Trường hợp 2:**  $\lambda_1 \neq \lambda_2$  trong thức (5.19) ta có thành phần  $e^{-y\left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1}\right)} \neq 0$  và  $\Phi$  được tìm như sau:

$$\begin{aligned}
\Phi &= \int_{k_3}^{k_2/k_1} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \int_{k_1}^{k_2/x} \left( \frac{1}{\lambda_2} e^{-y/\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_2} e^{k_2/(x\lambda_1)} e^{-y(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)} \right) dy dx \\
&= \int_{k_3}^{k_2/k_1} \frac{1}{\lambda_3} e^{-x/\lambda_3} \left[ e^{-k_1/\lambda_2} + \frac{\lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2} e^{-k_2/(x\lambda_2)} - \frac{\lambda_1 e^{-(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)k_1}}{\lambda_1 - \lambda_2} e^{-k_2/(x\lambda_1)} \right] dx \\
&= e^{-k_1/\lambda_2} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1\lambda_3)} \right) + \frac{\lambda_2}{(\lambda_1 - \lambda_2)\lambda_3} \underbrace{\int_{k_3}^{k_2/k_1} e^{-x/\lambda_3} e^{-k_2/(x\lambda_2)} dx}_{I_3} - \\
&\quad - \frac{\lambda_1 e^{-(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)k_1}}{(\lambda_1 - \lambda_2)\lambda_3} \underbrace{\int_{k_3}^{k_2/k_1} e^{-x/\lambda_3} e^{-k_2/(x\lambda_1)} dx}_{I_4}.
\end{aligned} \tag{D.4}$$

Tương tự áp dụng chuỗi Taylor's [75]  $\exp\left(-\frac{x}{\lambda_3}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-x)^k}{k!\lambda_3^k}$  thay vào  $I_3$  và  $I_4$

của (D.4) và tính các tích phân ta có:

$$\begin{aligned}
\Phi &= e^{-k_1/\lambda_2} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1\lambda_3)} \right) + \\
&\quad + \frac{\lambda_2}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left(\frac{k_2}{\lambda_2\lambda_3}\right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k-1, \frac{k_1}{\lambda_2}\right) - \Gamma\left(-k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda_2}\right) \right] - \\
&\quad - \frac{\lambda_1 e^{-(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)k_1}}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left(\frac{k_2}{\lambda_1\lambda_3}\right)^{k+1} \left[ \Gamma\left(-k-1, \frac{k_1}{\lambda_1}\right) - \Gamma\left(-k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda_1}\right) \right].
\end{aligned} \tag{D.5}$$

Thay (D.2), (D.3) vào (D.1) và thay (D.1) vào (5.18) ta được công thức (5.19).

Thay (D.5) vào (5.18) ta được công thức (5.20).

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] P. Liu, Z. Tao, Z. Lin, E. Erkip, and S. Panwar, "Cooperative wireless communications: a cross-layer approach," *IEEE Wireless communications*, vol. 13, no. 4, pp. 84-92, 2006.
- [2] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 74-80, 2004.
- [3] Z. Zhang, Z. Ma, Z. Ding, M. Xiao, and G. K. J. I. T. o. W. C. Karagiannidis, "Full-duplex two-way and one-way relaying: average rate, outage probability, and tradeoffs," vol. 15, no. 6, pp. 3920-3933, 2016.
- [4] Z. Cao, X. Ji, J. Wang, S. Zhang, Y. Ji, and J. Wang, "Security-reliability tradeoff analysis for underlay cognitive two-way relay networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 12, pp. 6030-6042, 2019.
- [5] X. Ding, T. Song, Y. Zou, X. Chen, and L. Hanzo, "Security-reliability tradeoff analysis of artificial noise aided two-way opportunistic relay selection," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 3930-3941, 2017.
- [6] Z. Ding *et al.*, "Application of non-orthogonal multiple access in LTE and 5G networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 185-191, 2017.
- [7] L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, I. Chih-Lin, and Z. Wang, "Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 9, pp. 74-81, 2015.
- [8] D.-H. Ha, T. N. Nguyen, M. H. Tran, X. Li, P. T. Tran, and M. Voznak, "Security and reliability analysis of a two-way half-duplex wireless relaying network using partial relay selection and hybrid TPSR energy harvesting at relay nodes," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 187165-187181, 2020.
- [9] A. Goldsmith, S. A. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information theoretic perspective," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 5, pp. 894-914, 2009.
- [10] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M.-S. Alouini, and R. Zhang, "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116753-116773, 2019.
- [11] X. Yuan, Y.-J. A. Zhang, Y. Shi, W. Yan, and H. Liu, "Reconfigurable-intelligent-surface empowered wireless communications: Challenges and opportunities," *IEEE Wireless Communications*, vol. 28, no. 2, pp. 136-143, 2021.

- [12] E. S. Lo and K. B. Letaief, "Network coding versus superposition coding for two-way wireless communication," in *2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2009, pp. 1-5: IEEE.
- [13] A. Pandey and S. Yadav, "Physical-layer security for cellular multiuser two-way relaying networks with single and multiple decode-and-forward relays," *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 30, no. 12, p. e3639, 2019.
- [14] S. Zhang, S. C. Liew, and P. P. Lam, "Hot topic: Physical-layer network coding," in *Proceedings of the 12th annual international conference on Mobile computing and networking*, 2006, pp. 358-365.
- [15] P. Popovski and H. Yomo, "Physical network coding in two-way wireless relay channels," in *2007 IEEE international conference on communications*, 2007, pp. 707-712: IEEE.
- [16] Z. Chen, T. J. Lim, and M. Motani, "Digital network coding aided two-way relaying: Energy minimization and queue analysis," *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 12, no. 4, pp. 1947-1957, 2013.
- [17] C. Hausl and J. Hagenauer, "Iterative network and channel decoding for the two-way relay channel," in *2006 IEEE international conference on communications*, 2006, vol. 4, pp. 1568-1573: IEEE.
- [18] B. Rankov and A. Wittneben, "Achievable rate regions for the two-way relay channel," in *2006 IEEE international symposium on information theory*, 2006, pp. 1668-1672: IEEE.
- [19] M.-K. Chang, F.-T. Chien, C.-H. Kuo, and Y.-C. Chen, "On the accumulated loopback self-interference of two-way full-duplex AF relaying systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 5, pp. 3167-3181, 2019.
- [20] X. Zou, B. He, and H. Jafarkhani, "An analysis of two-user uplink asynchronous non-orthogonal multiple access systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 2, pp. 1404-1418, 2019.
- [21] X. Yue, Y. Liu, S. Kang, A. Nallanathan, and Z. Ding, "Exploiting full/half-duplex user relaying in NOMA systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 2, pp. 560-575, 2017.
- [22] Z. Yang, Z. Ding, P. Fan, and N. Al-Dhahir, "The impact of power allocation on cooperative non-orthogonal multiple access networks with SWIPT," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 7, pp. 4332-4343, 2017.
- [23] Z. Ding, M. Peng, and H. V. Poor, "Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 1462-1465, 2015.

- [24] H. Guo, X. Guo, C. Deng, and S. Zhao, "Performance Analysis of IQI Impaired Cooperative NOMA for 5G-Enabled Internet of Things," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2020, p. 12, 2020.
- [25] S. Timotheou and I. Krikidis, "Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 22, no. 10, pp. 1647-1651, 2015.
- [26] E. Caliskan, M. Koca, G. Gui, and H. Sari, "Uplink Performance of NOMA-2000 with Dynamic User Grouping," in *2019 IEEE 30th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2019, pp. 1-6: IEEE.
- [27] X. Wang, M. Jia, I. W.-H. Ho, Q. Guo, and F. C. Lau, "Exploiting full-duplex two-way relay cooperative non-orthogonal multiple access," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 4, pp. 2716-2729, 2018.
- [28] A. Agarwal and A. K. Jagannatham, "Performance analysis for non-orthogonal multiple access (NOMA)-based two-way relay communication," *IET Communications*, vol. 13, no. 4, pp. 363-370, 2018.
- [29] X. Yue, Y. Liu, S. Kang, A. Nallanathan, and Y. Chen, "Modeling and analysis of two-way relay non-orthogonal multiple access systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 66, no. 9, pp. 3784-3796, 2018.
- [30] T.-T. T. Nguyen, C.-B. Le, and D.-T. Do, "Implementation of a non-orthogonal multiple access scheme under practical impairments," in *5G and Beyond Wireless Systems*: Springer, pp. 107-127.
- [31] B. Zheng *et al.*, "Secure NOMA based two-way relay networks using artificial noise and full duplex," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 36, no. 7, pp. 1426-1440, 2018.
- [32] F. Wei, T. Zhou, T. Xu, and H. Hu, "Modeling and analysis of two-way relay networks: A joint mechanism using NOMA and network coding," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 152679-152689, 2019.
- [33] L. Song, "Relay selection for two-way relaying with amplify-and-forward protocols," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 4, pp. 1954-1959, 2011.
- [34] H. Cui, M. Ma, L. Song, and B. Jiao, "Relay selection for two-way full duplex relay networks with amplify-and-forward protocol," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 7, pp. 3768-3777, 2014.
- [35] L. Pan, Z. Li, Z. Wang, and F. Zhang, "Joint relay selection and power allocation for the physical layer security of two-way cooperative relaying networks," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2019, p. 7, 2019.

- [36] 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.
- [37] L. Shi, Y. Ye, R. Q. Hu, and H. J. I. T. o. V. T. Zhang, "System outage performance for three-step two-way energy harvesting DF relaying," vol. 68, no. 4, pp. 3600-3612, 2019.
- [38] F. Jameel, S. Wyne, and Z. Ding, "Secure communications in three-step two-way energy harvesting DF relaying," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 308-311, 2017.
- [39] K. Lee, J.-P. Hong, H.-H. Choi, and T. Q. Quek, "Wireless-powered two-way relaying protocols for optimizing physical layer security," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 14, no. 1, pp. 162-174, 2018.
- [40] G. Chen, P. Xiao, J. R. Kelly, B. Li, and R. Tafazolli, "Full-duplex wireless-powered relay in two way cooperative networks," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1548-1558, 2017.
- [41] E. Boshkovska, D. W. K. Ng, N. Zlatanov, and R. Schober, "Practical non-linear energy harvesting model and resource allocation for SWIPT systems," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2082-2085, 2015.
- [42] K. Xiong, B. Wang, and K. R. Liu, "Rate-energy region of SWIPT for MIMO broadcasting under nonlinear energy harvesting model," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 5147-5161, 2017.
- [43] A. Cvetkovic, V. Blagojevic, and P. Ivaniš, "Performance analysis of nonlinear energy-Harvesting DF relay system in interference-limited Nakagami-m fading environment," *ETRI journal*, vol. 39, no. 6, pp. 803-812, 2017.
- [44] M. Babaei, Ü. Aygözü, M. Başaran, and L. Durak-Ata, "BER performance of full-duplex cognitive radio network with nonlinear energy harvesting," *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 4, no. 2, pp. 448-460, 2020.
- [45] D. Kumar, P. K. Singya, and V. Bhatia, "Performance analysis of hybrid two-way relay network with NLP and hardware impairments," in *2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, China, 2021, pp. 1-6: IEEE.
- [46] L. Shi, W. Cheng, Y. Ye, H. Zhang, and R. Q. Hu, "Heterogeneous power-splitting based two-way DF relaying with non-linear energy harvesting," in *2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2018, pp. 1-7: IEEE.
- [47] S. Parvez, D. Kumar, and V. Bhatia, "On performance of SWIPT enabled two-way relay system with non-linear power amplifier," in *2020 National Conference on Communications (NCC)*, 2020, pp. 1-6: IEEE.

- [48] A. Prathima, D. S. Gurjar, and S. Yadav, "Two-way cooperative cognitive radio networks with nonlinear rf-energy harvester," in *2020 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, 2020, pp. 1-6: IEEE.
- [49] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliariidou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, "A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 9, pp. 162-169, 2018.
- [50] A.-A. A. Boulogeorgos and A. Alexiou, "Performance analysis of reconfigurable intelligent surface-assisted wireless systems and comparison with relaying," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 94463-94483, 2020.
- [51] Q. Wu and R. Zhang, "Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 3, pp. 1838-1851, 2019.
- [52] C. Huang, A. Zappone, G. C. Alexandropoulos, M. Debbah, and C. Yuen, "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 8, pp. 4157-4170, 2019.
- [53] C. Huang, G. C. Alexandropoulos, C. Yuen, and M. Debbah, "Indoor signal focusing with deep learning designed reconfigurable intelligent surfaces," in *2019 IEEE 20th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2019, pp. 1-5: IEEE.
- [54] L. Yang, Y. Yang, M. O. Hasna, and M.-S. Alouini, "Coverage, Probability of SNR Gain, and DOR Analysis of RIS-Aided Communication Systems," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 8, pp. 1268-1272, 2020.
- [55] L. Yang, Y. Jinxia, W. Xie, M. Hasna, T. Tsiftsis, and M. Di Renzo, "Secrecy performance analysis of RIS-aided wireless communication systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 10, pp. 12296-12300, 2020.
- [56] L. Yang, Y. Yang, D. B. da Costa, and I. Trigui, "Outage Probability and Capacity Scaling Law of Multiple RIS-Aided Cooperative Networks," *arXiv preprint arXiv:2007.13293*, 2020.
- [57] T. Hou, Y. Liu, Z. Song, X. Sun, Y. Chen, and L. Hanzo, "Reconfigurable intelligent surface aided NOMA networks," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 38, no. 11, pp. 2575-2588, 2020.
- [58] S. Atapattu, R. Fan, P. Dharmawansa, G. Wang, and J. Evans, "Two-way communications via reconfigurable intelligent surface," in *2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2020, pp. 1-6: IEEE.
- [59] S. Atapattu, R. Fan, P. Dharmawansa, G. Wang, J. Evans, and T. A. Tsiftsis, "Reconfigurable intelligent surface assisted two-way communications:

- Performance analysis and optimization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 10, pp. 6552-6567, 2020.
- [60] Z. Peng, Z. Zhang, C. Pan, L. Li, and A. L. Swindlehurst, "Multiuser full-duplex two-way communications via intelligent reflecting surface," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 69, pp. 837-851, 2021.
- [61] J. Wang, Y.-C. Liang, J. Jiong, X. Yuan, and X. Wang, "Joint beamforming and reconfigurable intelligent surface design for two-way relay networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 8, pp. 5620-5633, 2021.
- [62] X. Zhang, Z. Zhang, J. Xing, R. Yu, P. Zhang, and W. Wang, "Exact outage analysis in cognitive two-way relay networks with opportunistic relay selection under primary user's interference," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 6, pp. 2502-2511, 2014.
- [63] B. Zhong and Z. Zhang, "Opportunistic two-way full-duplex relay selection in underlay cognitive networks," *IEEE Systems Journal*, vol. 12, no. 1, pp. 725-734, 2016.
- [64] R. T. Al-Zubi, M. T. Abu Issa, O. Jebreil, K. A. Darabkh, and Y. Khattabi, "Outage performance of cognitive two-way amplify-and-forward relay network under different transmission schemes," *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, p. e4004, 2020.
- [65] Q. Li and L. Yang, "Beamforming for cooperative secure transmission in cognitive two-way relay networks," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 15, pp. 130-143, 2019.
- [66] P. N. Son and H. Y. Kong, "Improvement of the two-way decode-and-forward scheme by energy harvesting and digital network coding relay," *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, vol. 28, no. 3, p. e2960, 2017.
- [67] T. T. Duy and H. Y. Kong, "Exact outage probability of cognitive two-way relaying scheme with opportunistic relay selection under interference constraint," *Iet Communications*, vol. 6, no. 16, pp. 2750-2759, 2012.
- [68] P. N. Son and H. Y. Kong, "Exact outage probability of two-way decode-and-forward scheme with opportunistic relay selection under physical layer security," *Wireless personal communications*, vol. 77, no. 4, pp. 2889-2917, 2014.
- [69] T. N. Nguyen *et al.*, "Performance enhancement for energy harvesting based two-way relay protocols in wireless ad-hoc networks with partial and full relay selection methods," *Ad hoc networks*, vol. 84, pp. 178-187, 2019.
- [70] P. N. Son and T. T. Duy, "A new approach for two-way relaying networks: improving performance by successive interference cancellation, digital network coding and opportunistic relay selection," *Wireless Networks*, vol. 26, no. 2, pp. 1315-1329, 2020.



- [71] T.-P. Huynh, P. N. Son, and M. Vozňák, "Exact outage probability of two-way decode-and-forward NOMA scheme with opportunistic relay selection," *KSII Transactions on Internet and Information Systems*, vol. 13, no. 12, pp. 5862-5887, 2019.
- [72] P. N. Son, T. T. Duy, and K. Ho-Van, "SIC-coding schemes for underlay two-way relaying cognitive networks," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2020, p. 17, 2020.
- [73] P. Nguyen-Huu, K. Ho-Van, and V. N. Q. J. I. C. Bao, "Secrecy outage analysis of energy harvesting two-way relaying networks with friendly jammer," vol. 13, no. 13, pp. 1877-1885, 2019.
- [74] H. V. Toan and T. M. Hoang, "Outage probability analysis of decode-and-forward two-way relaying system with energy harvesting relay," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2020, p. 13, 2020.
- [75] T. N. Nguyen, P. T. Tran, and M. Voznak, "Wireless energy harvesting meets receiver diversity: A successful approach for two-way half-duplex relay networks over block Rayleigh fading channel," *Computer Networks*, vol. 172, p. 107176, 2020.
- [76] 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*, vol. 7, no. 1, pp. 45-54, 2020.
- [77] P. T. Tin, T. N. Nguyen, M. Tran, T. T. Trang, and L. Sevcik, "Exploiting direct link in two-way half-duplex sensor network over block Rayleigh fading channel: Upper bound Ergodic capacity and exact SER analysis," *Sensors*, vol. 20, no. 4, p. 1165, 2020.
- [78] H. Van Toan, V.-N. Q. Bao, and H. Nguyen-Le, "Cognitive two-way relay systems with multiple primary receivers: exact and asymptotic outage formulation," *IET Communications*, vol. 11, no. 16, pp. 2490-2497, 2017.
- [79] P. N. Son and H. Y. Kong, "Exact outage analysis of energy harvesting underlay cooperative cognitive networks," *IEICE Transactions on Communications*, vol. 98, no. 4, pp. 661-672, 2015.
- [80] P. Viet Tuan *et al.*, "Optimizing a secure two-way network with non-linear swipt, channel uncertainty, and a hidden eavesdropper," *Electronics*, vol. 9, no. 8, p. 1222, 2020.
- [81] T.-T. T. Dao *et al.*, "Exploiting secure performance of full-duplex decode and forward in optimal relay selection networks," *Elektronika IR Elektrotehnika*, vol. 24, 2018.

- [82] H. Huang, Z. Li, J. Si, and L. Guan, "Underlay cognitive relay networks with imperfect channel state information and multiple primary receivers," *IET Communications*, vol. 9, no. 4, pp. 460-467, 2014.
- [83] R. Jiang, K. Xiong, P. Fan, L. Zhou, and Z. Zhong, "Outage probability and throughput of multirelay SWIPT-WPCN networks with nonlinear EH model and imperfect CSI," *IEEE Systems Journal*, vol. 14, no. 1, pp. 1206-1217, 2019.
- [84] E. Björnson, Ö. Özdogan, and E. G. J. I. C. M. Larsson, "Reconfigurable intelligent surfaces: Three myths and two critical questions," vol. 58, no. 12, pp. 90-96, 2020.
- [85] Q. Wu and R. Zhang, "Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 106-112, 2019.
- [86] I. F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M. C. Vuran, and S. Mohanty, "NeXt generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey," *Computer networks*, vol. 50, no. 13, pp. 2127-2159, 2006.
- [87] N. H. Giang, "Nghiên cứu mạng truyền thông hợp tác di động băng rộng với điều kiện thông tin trạng thái kênh truyền không hoàn hảo," Luận án Tiến sĩ, Đại học Đà Nẵng, 2017.
- [88] K. Ho-Van, "Exact outage analysis of underlay cooperative cognitive networks with reactive relay selection under imperfect channel information," *Wireless Personal Communications*, vol. 84, no. 1, pp. 565-585, 2015.
- [89] M. J. Taghiyar, S. Muhaidat, J. Liang, and M. Dianati, "Relay selection with imperfect CSI in bidirectional cooperative networks," *IEEE communications letters*, vol. 16, no. 1, pp. 57-59, 2011.
- [90] P. N. Son, "Joint impacts of hardware impairments, imperfect CSIs, and interference constraints on underlay cooperative cognitive networks with reactive relay selection," *Telecommunication Systems*, vol. 71, no. 1, pp. 65-76, 2019.
- [91] V. Ozduran, "Leakage rate-based untrustworthy relay selection with imperfect channel state information: the outage and security trade-off analysis," *IET Communications*, vol. 13, no. 13, pp. 1902-1915, 2019.
- [92] V. Ozduran, B. S. B. Yarman, and J. M. Cioffi, "Opportunistic source-pair selection method with imperfect channel state information for multiuser bi-directional relaying networks," *IET Communications*, vol. 13, no. 7, pp. 905-917, 2019.
- [93] H. Cui, R. Zhang, L. Song, and B. Jiao, "Capacity analysis of bidirectional AF relay selection with imperfect channel state information," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 2, no. 3, pp. 255-258, 2013.

- [94] T.-T. T. Dao and P. N. Son, "Uplink non-orthogonal multiple access protocol in two-way relaying networks: realistic operation and performance analysis," in *2020 7th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS)*, 2020, pp. 399-404: IEEE.
- [95] H. A. Suraweera, P. J. Smith, and M. Shafi, "Capacity limits and performance analysis of cognitive radio with imperfect channel knowledge," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 4, pp. 1811-1822, 2010.
- [96] P. N. Son and T. T. Duy, "Performance analysis of underlay cooperative cognitive full-duplex networks with energy-harvesting relay," *Computer Communications*, vol. 122, pp. 9-19, 2018.
- [97] M. Diamanti, M. Tsampazi, E. E. Tsiropoulou, and S. Papavassiliou, "Energy efficient multi-user communications aided by reconfigurable intelligent surfaces and uavs," in *2021 IEEE International Conference on Smart Computing (SMARTCOMP)*, Irvine, CA, USA, 2021, pp. 371-376: IEEE.
- [98] Z. Shi, H. Wang, Y. Fu, G. Yang, S. Ma, and F. Gao, "Outage analysis of reconfigurable intelligent surface aided mimo communications with statistical csi," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 2, pp. 823-839, 2021.
- [99] N. S. Perović, L.-N. Tran, M. Di Renzo, and M. F. Flanagan, "Achievable rate optimization for MIMO systems with reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 3865-3882,, 2021.
- [100] J. Zhang, H. Du, Q. Sun, B. Ai, and D. W. K. Ng, "Physical layer security enhancement with reconfigurable intelligent surface-aided networks," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 16, pp. 3480-3495, 2021.
- [101] H. Du, J. Zhang, K. Guan, B. Ai, and T. Kürner, "Reconfigurable intelligent surface aided TeraHertz communications under misalignment and hardware impairments," *arXiv preprint arXiv:2012.00267*, 2020.
- [102] V. K. Chapala and S. Zafaruddin, "Exact analysis of ris-aided thz wireless systems over  $\alpha$ - $\mu$  fading with pointing errors," *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 11, pp. 3508-3512, 2021.
- [103] J. Yuan, Y.-C. Liang, J. Joung, G. Feng, and E. G. Larsson, "Intelligent reflecting surface (IRS)-enhanced cognitive radio system," in *ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2020, pp. 1-6: IEEE.
- [104] D. Xu, X. Yu, Y. Sun, D. W. K. Ng, and R. Schober, "Resource allocation for IRS-assisted full-duplex cognitive radio systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 12, pp. 7376-7394, 2020.

- [105] Y. Ni, Y. Liu, J. Wang, Q. Wang, H. Zhao, and H. Zhu, "Performance analysis for ris-assisted d2d communication under nakagami-m fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 6, pp. 5865-5879, 2021.
- [106] T.-T. T. Dao and P. N. Son, "Two-way cognitive network supported by reconfigurable intelligent surface," in *2021 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, Viet Nam, 2021, pp. 7-12: IEEE.
- [107] R. T. Al-Zubi, M. T. A. Issa, A. A. Zghoul, K. A. Darabkh, and Y. M. Khattabi, "Analysis of system outage probability in underlay cognitive two-way amplify-and-forward relay networks," *Computer Communications*, vol. 160, pp. 253-262, 2020.
- [108] I. S. G. a. I. M. Ryzhik, *Table of integrals, series, and products*, Seventh ed. Elsevier, 2007.
- [109] W. Tang *et al.*, "Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 1, pp. 421-439, 2020.
- [110] C.-B. Le, D.-T. Do, X. Li, Y.-F. Huang, H.-C. Chen, and M. Voznak, "Enabling noma in backscatter reconfigurable intelligent surfaces-aided systems," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 33782-33795, 2021.
- [111] W. Zhao, G. Wang, S. Atapattu, T. A. Tsiftsis, and C. Tellambura, "Is backscatter link stronger than direct link in reconfigurable intelligent surface-assisted system?," *IEEE Communications Letters*, vol. 24, no. 6, pp. 1342-1346, 2020.
- [112] L. J. Rodriguez, N. H. Tran, and T. Le-Ngoc, "Performance of full-duplex AF relaying in the presence of residual self-interference," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 9, pp. 1752-1764, 2014.
- [113] S. Primak, V. Kontorovich, and V. Lyandres, "Stochastic methods and their applications to communications," *Stochastic Differential Equations Approach*. John Wiley&Sons, 2004.
- [114] T.-T. T. Dao and P. N. Son, "Cancel-decode-encode processing on two-way cooperative noma schemes in realistic conditions," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2021, 2021.
- [115] O. L. A. López, E. M. G. Fernández, R. D. Souza, and H. Alves, "Ultra-reliable cooperative short-packet communications with wireless energy transfer," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 5, pp. 2161-2177, 2018.
- [116] H. Du, J. Zhang, J. Cheng, and B. Ai, "Millimeter wave communications with reconfigurable intelligent surfaces: Performance analysis and optimization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 4, pp. 2752-2768, 2021.

- [117] T.-T. T. Dao and P. N. Son, "Multi-constraint two-way underlay cognitive network using reconfigurable intelligent surface," *Wireless Networks*, vol. 28, pp. 2017-2030, 2022/04/06 2022.
- [118] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability random variables and stochastic processes*. McGraw-Hill, 2002.

## DANH MỤC CÔNG TRÌNH CỦA NGHIÊN CỨU SINH LIÊN QUAN ĐẾN ĐỀ TÀI

- [P1]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Uplink non-orthogonal multiple access protocol in two-way relaying networks: realistic operation and performance analysis,” *2020 7th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS)*, pp. 399-404, VNUHCM, Vietnam, 2020 (IEEE Xplore).
- [P2]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son, “Cancel-decode-encode processing on two-way cooperative noma schemes in realistic conditions,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol 2021, Article ID 8828443, 15 pages, 2021 (SCIE).
- [P3]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Two-way cognitive network supported by reconfigurable intelligent surface,” *2021 International Conference On Advanced Technologies For Communications (2021ATC)*, Ho Chi Minh city, Vietnam. 2021 (IEEE Xplore).
- [P4]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Multi-constraint two-way underlay cognitive network using, reconfigurable intelligent surface,” *Wireless Networks*, vol. 28, pp. 2017-2030, 2022 (SCIE).
- [P5]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Performance analysis of two-way network with nonlinear energy harvesting relay and digital network coding,” *The 2nd International Conference on Advanced Technology and Sustainable Development – 2022 (ICATSD 2022)*, Ho Chi Minh city, Vietnam, 2022, pp. 87-95.