HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



Đinh Ngọc Tân

PHÂN TÍCH ĐỘ TIN CẬY VÀ HIỆU NĂNG BẢO MẬT CỦA HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP SONG CÔNG SWIPT SỬ DỤNG KỸ THUẬT NOMA

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT

(Theo định hướng ứng dụng)

HÀ NỘI - 2025

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

Đinh Ngọc Tân

PHÂN TÍCH ĐỘ TIN CẬY VÀ HIỆU NĂNG BẢO MẬT CỦA HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP SONG CÔNG SWIPT SỬ DỤNG KỸ THUẬT NOMA

CHUYÊN NGÀNH : KỸ THUẬT VIỄN THÔNG

MÃ SỐ: 8.52.02.08

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT

(Theo định hướng ứng dụng)

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

TS. ĐẶNG THẾ HÙNG

TS. NGUYỄN THU HIÊN

HÀ NỘI - 2025

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan Đề án: *"Phân tích độ tin cậy và hiệu năng bảo mật của hệ thống chuyển tiếp song công SWIPT sử dụng kỹ thuật NOMA"* là công trình nghiên cứu của riêng tôi.

Các số liệu, kết quả trình bày trong Đề án là trung thực, một phần được tham khảo từ những bài báo được công bố trên tạp chí khoa học chuyên ngành, hội nghị khoa học trong nước và quốc tế.

Phần còn lại chưa từng được công bố trong bất kỳ công trình nghiên cứu nào khác. Các kết quả sử dụng để tham khảo đã được trích dẫn đầy đủ, theo đúng quy định.

Hà Nội, ngày 10 tháng 12 năm 2025

Học viên thực hiện

Đinh Ngọc Tân

LỜI CẢM ƠN

Đề án này được thực hiện tại Học viện Công nghệ Bưu Chính Viễn Thông dưới sự hướng dẫn khoa học của **TS. Đặng Thế Hùng** và **TS. Nguyễn Thu Hiên**. Trong quá trình nghiên cứu và hoàn thành Đề án, bản thân em đã nhận được nhiều sự quan tâm, giúp đỡ và đóng góp quý báu.

Qua thời gian học tập tại lớp Cao Học Khóa 2024 tại Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông, em đã được học và tiếp thu những kiến thức mới từ sự chỉ bảo tận tình và giúp đỡ của quý Thầy, Cô. Cho em xin gửi lời cảm ơn chân thành và sự tri ân sâu sắc tới các quý Thầy, Cô của Học Viện. Vốn kiến thức đó là nền tảng giúp bản thân em hoàn thành quyển Đề án này.

Em cũng đặc biệt tỏ lòng biết ơn chân thành đến **TS. Đặng Thế Hùng**, Trường Sĩ Quan Thông tin, Khánh Hòa, với tri thức và tâm huyết của mình để truyền đạt kiến thức, cũng như đã giúp đỡ tận tình đối với em trong quá trình thực hiện Đề án.

Tiếp theo, em xin chân thành cảm ơn đến Trường Cao Đẳng Thông tin, Binh chủng Thông tin Liên lạc, đã luôn tạo mọi điều kiện thuận lợi trong suốt quá trình học tập, thực hiện nội dung Đề án.

Cuối cùng, em xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến những người thân yêu trong gia đình, bạn bè và đồng nghiệp đã luôn động viên, chia sẻ những khó khăn trong suốt khóa học để bản thân em hoàn thành Đề án.

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN i
LỜI CẢM ƠN ii
DANH MỤC CÁC THUẬT NGỮ, CHỮ VIẾT TẮT v
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ viii
MỞ ĐẦU 1
Chương 1: TỔNG QUAN VỀ BẢO MẬT LỚP VẬT LÝ, HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP SONG CÔNG SWIPT VÀ NOMA 5
1.1. Tổng quan về bảo mật lớp vật lý 5
1.2. Hệ thống chuyển tiếp song công 8
1.2.1. Các kỹ thuật khử SI 10
1.1.2.1. Khử SI thụ động 10
1.1.2.2. Khử SI chủ động 11
1.2.2. So sánh HD và FD 12
1.3. Công nghệ thu thập năng lượng sóng vô tuyến 14
1.3.1. Các giao thức thu thập năng lượng sóng vô tuyến 16
1.3.1.1. Giao thức thu thập - sử dụng (Harvest-Use Protocol: HUS) ... 16
1.3.1.2. Giao thức thu thập - lưu trữ - sử dụng (Harvest-Store-Use Protocol: HSU)… 16
1.3.2. Phân loại các kỹ thuật thu thập năng lượng sóng vô tuyến 17
1.3.2.1. Kỹ thuật thu thập năng lượng phân chia thời gian 17
1.3.2.2. Kỹ thuật thu thập năng lượng phân chia công suất 18
1.4. Kỹ thuật đa truy cập không trực giao 19
1.4.1. NOMA đường xuống 21
1.4.2. NOMA đường lên 23
1.5. Kết luận Chương 1 25

Chương 2: MÔ HÌNH HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP SONG CÔNG SWIPT SỬ DỤNG KỸ THUẬT NOMA 26
2.1. Mô hình hệ thống 26
2.2. Mô hình kênh truyền 27
2.3. Phân tích độ tin cậy và hiệu năng bảo mật của hệ thống 30
2.3.1. Xác suất dừng hệ thống tại D_1 và D_2 30
2.3.2. Xác suất thu chặn tại E 34
2.4. Kết luận Chương 2 36
Chương 3: MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ 37
3.1. Tham số mô phỏng 37
3.2. Đánh giá kết quả và thảo luận 38
3.3. Kết luận Chương 3 49
KẾT LUẬN 50
DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO 51

DANH MỤC CÁC THUẬT NGỮ, CHỮ VIẾT TẮT

Viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiễu Gauss trắng cộng
AF	Amplify-and-Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
ADC	Analog-to-Digital	Chuyển đổi tương tự sang số
AN	Artificial Noise	Nhiễu nhân tạo
BS	Base Station	Trạm gốc
B5G	Beyond Fifth-Generation	Mạng sau 5G
BER	Bit Error Rate	Tỉ lệ lỗi bít
CD NOMA	Code-Domain NOMA	NOMA miền mã
CJ	Cooperative Jamming	Gây nhiễu cộng tác
CDF	Cumulative Distribution Function	Hàm phân bố tích lũy
DES	Data Encryption Standard	Tiêu chuẩn mã hóa bảo mật dữ liệu
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
D	Destination	Nút đích
DSP	Digital Signal Processing	Xử lý tín hiệu số
E	Eavesdropper	Nút nghe lén
EH	Energy Harvesting	Thu thập năng lượng
5G	Fifth-Generation	Mạng di động thế hệ thứ 5
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo tần số
FD	Full-Duplex	Truyền thông song công

HD	Half-Duplex	Truyền thông bán song công
HUS	Harvest-Use Protocol	Giao thức thu thập - sử dụng
HSU	Harvest-Store-Use Protocol	Giao thức thu thập - lưu trữ - sử dụng
IC	Illegitimate Channel	Kênh nghe lén
ID	Information Decoding	Giải mã thông tin
IP	Intercept Probability	Xác suất thu chặn
LOS	Line of Sight	Tín hiệu tầm nhìn thẳng
LI	Loop-Interference	Nhiễu vòng lặp
MC	Main Channel	Kênh chính
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập không trực giao
OMA	Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập trực giao
OP	Outage Probability	Xác suất dừng
PLS	Physical Layer Security	Bảo mật lớp vật lý
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
PD NOMA	Power-Domain NOMA	NOMA miền công suất
PS	Power Splitting	Phân chia công suất
QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
RF	Radio Frequency	Tín hiệu tần số vô tuyến
RFID	Radio Frequency Identification	Nhận dạng tần số vô tuyến
RSA	Rivest-Shamir-Adleman	Thuật toán mã hóa khóa công khai
SI	Self-Interference	Nhiễu tự giao thoa

SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu và giao thoa
6G	Sixth-Generation	Mạng truyền thông không dây thế hệ thứ sáu
SWIPT	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer	Truyền thông tin và năng lượng đồng thời
S	Source	Nút nguồn
SE	Spectral Efficiency	Hiệu suất sử dụng phổ tần
SIC	Successive Interference Cancellation	Khử nhiễu nối tiếp
TDMA	Time Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia thời gian
TS	Time Switching	Chuyển mạch thời gian
WEH	Wireless Energy Harvesting	Thu thập năng lượng vô tuyến
WIT	Wireless Information Transmission	Truyền thông tin vô tuyến
WSNs	Wireless Sensor Networks	Mạng cảm biến không dây

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Mô hình nghe lén cơ bản trong mạng vô tuyến. 6
Hình 1.2: Sơ đồ minh họa của hệ thống chuyển tiếp HD và FD. 9
Hình 1.3: Cấu trúc máy thu SWIPT với chế độ chuyển mạch phân chia thời gian (Time-Switching: TS) [33].....17
Hình 1.4: Cấu trúc máy thu SWIPT với chế độ chuyển mạch phân chia công suất (Power-Splitting: PS) [33].....19
Hình 1.5: Hệ thống NOMA đường xuống hai người dùng. 21
Hình 1.6: Hệ thống NOMA đường lên hai người dùng. 23
Hình 2.1: Mô hình hệ thống chuyển tiếp FD dựa vào SWIPT NOMA [22]. 26
Hình 3.1: OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \lambda_{\mathrm{RR}} = 5,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 39
Hình 3.2: OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 39
Hình 3.3: OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,$ $\lambda_{\mathrm{RR}} = 5, \eta = 1,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 41
Hình 3.4: OP là hàm của θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 41
Hình 3.5: OP là hàm của θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \lambda_{\mathrm{RR}} = 5,\ \eta = 1$ và $\beta = 3.$ 42
Hình 3.6: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,$ $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 42
Hình 3.7: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,$ $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 43
Hình 3.8: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ 43

Hình 3.9: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$. 44

Hình 3.10: IP vẽ theo θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,$ $\eta = 1$ và $\beta = 3$. 44

Hình 3.11: IP vẽ theo θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,$ $\eta = 1$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$. 45

MỞ ĐẦU

Mạng truyền thông không dây thế hệ thứ sáu (Sixth-Generation: 6G) sẽ chuyển đổi các kết nối trong 5G (Fifth-Generation) thành những kết nối thông minh. Các mạng có khả năng nhận thức giống con người bằng cách cho phép nhiều dịch vụ tiềm năng, chẳng hạn như định vị và theo dõi độ chính xác cao, tăng cường cảm giác, nhận dạng cử chỉ và hoạt động của con người. Trong khi mạng 5G đang được triển khai trên toàn thế giới thì truyền thông 6G đã thu hút nhiều sự quan tâm từ cả ngành công nghiệp và giới học thuật [1], [2]. So với hệ thống 5G thì mạng 6G sẽ có dải tần rộng hơn, tốc độ truyền dẫn cao hơn, hiệu suất sử dụng phổ tần, dung lượng kết nối lớn, độ trễ thấp hơn, vùng phủ sóng rộng và khả năng chống nhiễu mạnh mẽ để đáp ứng các yêu cầu mạng khác nhau [3]-[5]. Mạng 6G trong tương lai, nhiều thiết bị không dây di động khác nhau sẽ được truy cập vào mạng. Tốc độ truyền cao dẫn đến mức tiêu thụ năng lượng tăng lên và do đó đòi hỏi tuổi thọ dài của các thiết bị chạy bằng pin. Vậy nên, truyền thông tin và năng lượng đồng thời (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer: SWIPT) là một công nghệ mới đầy hứa hẹn được sử dụng trong mạng 6G, thực hiện thu thập năng lượng thông qua tín hiệu tần số vô tuyến (Radio Frequency: RF) để đáp ứng yêu cầu về hiệu suất sử dụng năng lượng [6], [7]. Ý tưởng thu thập năng lượng có thể xuất hiện từ năm 1969, khi Brown và cộng sự [8] tiến hành một loạt thí nghiệm và chứng minh rằng một chiếc trực thăng ở độ cao 50 feet (15,24m) hoạt động ở tần số 2,45GHz có thể cung cấp nguồn điện một chiều khoảng 270W. Năng lượng được thu từ tín hiệu không dây xung quanh hoặc từ nguồn điện được kiểm soát cụ thể. Năm 2008, Varshney và cộng sự [9] lần đầu tiên đề xuất khái niệm SWIPT, cung cấp thông tin và năng lượng đồng thời từ góc độ lý thuyết. Hiệu suất được phân tích bằng cách đánh giá độ tin cậy tiếp nhận tín hiệu và tốc độ truyền thông tin. Để khả thi, bộ thu hỗ trợ SWIPT cần trang bị mạch thu thập năng lượng (Energy Harvesting: EH) bên cạnh mạch giải mã thông tin thông thường. Mạch EH có thể được tạo ra bằng các thiết bị thụ động giá rẻ như điện trở và tụ điện hoặc từ bộ vi xử lý tiên tiến. Ngoài ra, dựa vào giao thức được áp dụng, cần có một số phần cứng khác. Ví dụ, nếu giao thức phân chia công suất (Power Splitting:

PS) được xem xét, bộ chia công suất sẽ được sử dụng để chia tín hiệu đến thành hai phần. Phần đầu tiên được gửi đến mạch EH và phần còn lại được dẫn đến bộ thu giải mã thông tin (Information Decoding: ID). Mặt khác, nếu sử dụng giao thức chuyển mạch thời gian (Time Switching: TS), bắt buộc phải có chuyển mạch điện tử để thực hiện giao thức này nhằm chuyển đổi định kỳ giữa các bộ thu EH và ID [10]. Do bản chất phát sóng quảng bá của truyền thông không dây, các mạng truyền thông chắc chắn có nguy cơ bị người dùng có ý đồ xấu nghe lén [11], trong khi các vấn đề bảo mật của mạng SWIPT đáng được quan tâm hơn so với các mạng truyền thông truyền thống [12]. Điều này là do máy phát trong mạng SWIPT phải tăng công suất truyền để đáp ứng các yêu cầu EH của máy thu, điều này có thể khiến thông tin bí mật dễ bị thu chặn. Dựa trên các kết quả nghiên cứu hiện có [13], bảo mật lớp vật lý (Physical Layer Security: PLS), như một giải pháp thay thế cho các phương pháp mật mã thông thường, đã được xem xét để giải quyết các vấn đề trên một cách hiệu quả. Ý tưởng cơ bản của nó là sử dụng các đặc điểm ngẫu nhiên của các kênh không dây, chẳng hạn như tạp âm, pha đinh và nhiễu, để giảm khả năng thông tin bị giải mã [14]. Công trình này được tiên phong bởi Wyner [15], trong đó tính khả thi của việc cải thiện bảo mật ở lớp vật lý đã được thảo luận và kết quả cho thấy có thể đảm bảo bảo mật hoàn hảo khi chất lượng của kênh nghe lén kém hơn chất lượng của kênh hợp pháp.

Gần đây, để cải thiện bảo mật trong mạng SWIPT đã thu hút được sự quan tâm rộng rãi. Một trong những phương pháp hiệu quả nhất là gây nhiễu cộng tác (Cooperative Jamming: CJ), trong đó một nút mạng được bổ sung hoặc một trong các nút truyền thông gây nhiễu nhân tạo (Artificial Noise: AN) để làm suy yếu khả năng tiếp nhận thông tin của những nút nghe lén tiềm ẩn. Nhìn chung, nút chuyển tiếp hoặc máy gây nhiễu hỗ trợ AN hoạt động như một nút hỗ trợ bổ sung để tăng cường bảo mật cho hệ thống SWIPT. Ví dụ, trong các mạng chuyển tiếp hỗ trợ SWIPT, một bộ phát sóng chùm tia định hướng hỗ trợ AN được thiết kế để giảm thiểu công suất phát, trong đó nút chuyển tiếp sử dụng giao thức khuếch đại và chuyển tiếp (Amplify-and-Forward: AF) trong [16]. Các tác giả trong [17] đã tối ưu hóa ma trận định hướng búp sóng tại nút chuyển tiếp, phương sai AN và tỉ số PS để tối đa tốc độ bảo mật trong mạng không dây. Đối với hệ thống SWIPT nhiều nút

chuyển tiếp, phương pháp tối ưu hóa hai lớp đã được đề xuất trong [18] để giải quyết vấn đề giảm thiểu công suất nút chuyển tiếp trong điều kiện ràng buộc tốc độ bảo mật và yêu cầu EH. Với những ưu điểm của kỹ thuật song công hoàn toàn (Full-Duplex: FD) và đa ăng-ten, một nút chuyển tiếp FD dựa trên PS đã được áp dụng trong mạng SWIPT hai chiều để đưa AN vào tín hiệu tin tức nhằm đánh lừa nút nghe lén [19]. Ngoài các nút chuyển tiếp, các máy gây nhiễu thân thiện thường được sử dụng để nâng cao bảo mật của mạng. Trạm gốc dạng lai ghép được dùng làm cả nguồn năng lượng và máy gây nhiễu thân thiện cho mạng không dây trong [20], để giảm xác suất dừng bảo mật (Secrecy Outage Probability: SOP) và tối đa thông lượng bảo mật (Secrecy Throughput: ST), tương ứng. Tương tự, các tác giả của [21] đã áp dụng máy gây nhiễu có khả năng EH để gửi tín hiệu gây nhiễu nhằm làm nhiễu loạn nút nghe lén. Ngoài ra, các tác giả trong [22] đã nghiên cứu sự đánh đổi giữa bảo mật và độ tin cậy trong hệ thống SWIPT theo phương thức PS với đa truy cập không trực giao (Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) với chuyển tiếp FD dựa vào biểu thức chính xác của xác suất dừng (Outage Probability: OP) và xác suất thu chặn (Intercept Probability: IP) được đưa ra. Tương tự, các tác giả trong [23] đã đề xuất giao thức TS hai pha cho hệ thống SWIPT với khả năng tự gây nhiễu FD, trong đó hệ số TS tối ưu và công suất phát được xác định để tối đa hiệu quả năng lượng bảo mật. Trong [24], hiệu năng bảo mật của mạng SWIPT dựa trên PS với một bộ thu FD và nhiều thiết bị nghe lén không kết hợp đã được nghiên cứu.

Khác với các nghiên cứu được đề cập trước đó, nghiên cứu độ tin cậy và hiệu năng bảo mật hệ thống chuyển tiếp FD dựa vào SWIPT NOMA sẽ được tác giả thảo luận và tập trung nghiên cứu trong Đề án này. Cụ thể, tác giả sẽ phân tích các biểu thức toán học dạng tường minh về độ tin cậy (OP) và bảo mật (IP) tại các người dùng NOMA (D_1 và D_2) và nút nghe lén (Eavesdropper: E) trên kênh truyền pha đinh Rayleigh. Các biểu thức toán học được mô phỏng máy tính để kiểm chứng độ tin cậy của các kết quả phân tích toán học.

Đề án được cấu trúc bao gồm 3 chương với các nội dung cụ thể như sau:

Chương 1: Tổng quan về bảo mật lớp vật lý, hệ thống chuyển tiếp song công và kỹ thuật NOMA: Trong chương này, trình bày các nội dung cơ bản về bảo mật

thông tin lớp vật lý, hệ thống chuyển tiếp song công, kỹ thuật thu thập năng lượng sóng vô tuyến (SWIPT) và kỹ thuật đa truy cập không trực giao (NOMA).

Chương 2: Mô hình hệ thống: Trong Chương này, tác giả giới thiệu về mô hình kênh truyền của hệ thống chuyển tiếp song công SWIPT sử dụng kỹ thuật NOMA. Phân tích lý thuyết và mô tả chi tiết mô hình hệ thống, các tham số của độ tin cậy và hiệu năng bảo mật hệ thống.

Chương 3: Mô phỏng và đánh giá kết quả: Trong Chương này, tác giả cung cấp các kết quả mô phỏng dựa vào phương pháp số và đánh giá các kết quả phân tích lý thuyết của mô hình đưa ra, phân tích các tham số ảnh hưởng đến độ tin cậy và bảo mật hệ thống.

Chương 1: TỔNG QUAN VỀ BẢO MẬT LỚP VẬT LÝ, HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP SONG CÔNG SWIPT VÀ NOMA

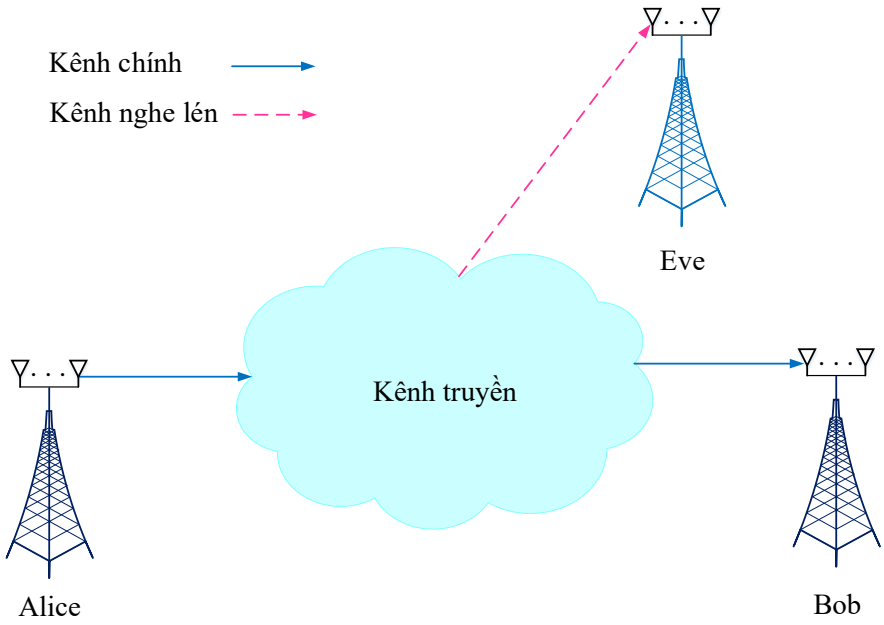
1.1. Tổng quan về bảo mật lớp vật lý

Bảo mật đang ngày càng trở nên quan trọng trong truyền thông không dây với sự phát triển của mạng 5G và các mạng di động sau 5G, mang đến nhiều thách thức mới. Việc truyền dữ liệu bảo mật luôn là một vấn đề quan trọng trên các kênh truyền không dây. Trong các hệ thống thông tin vô tuyến thực tế, việc truyền dữ liệu dễ bị tấn công của những kẻ nghe lén và mạo danh, do tính chất quảng bá tự nhiên của các kênh không dây và các vấn đề bảo mật nghiêm trọng phát sinh trong các mạng vô tuyến phạm vi rộng cùng với sự mở rộng của nhiều thiết bị, ứng dụng và dịch vụ thông minh được kết nối. Các yêu cầu bảo mật cơ bản là đảm bảo kẻ nghe lén không thể đọc được những thông tin bí mật. Theo phương pháp truyền thống, bảo mật được cung cấp bằng cách sử dụng những kỹ thuật ở các lớp trên bao gồm trao đổi khóa bí mật. Thông thường, điều này được thực hiện thông qua việc sử dụng các thuật toán mã hóa như DES hoặc RSA.

Trong những năm gần đây, có rất nhiều sự quan tâm đến bảo mật lớp vật lý (Physical Layer Security: PLS), PLS khai thác đặc tính ngẫu nhiên của môi trường không dây để bảo mật thông tin mà không cần dựa vào các phương pháp mã hóa dựa trên khóa bí mật phức tạp và tốn kém về mặt tính toán [13]-[15]. Điều này khiến PLS trở thành ứng cử viên tiềm năng để bảo mật các hệ thống thông tin trong tương lai. PLS là một phương pháp tiếp cận thay thế, được triển khai trên lớp vật lý bằng cách khai thác tính chất ngẫu nhiên của các kênh vô tuyến. PLS có ưu điểm do độ phức tạp tính toán thấp và đơn giản hơn các phương pháp mật mã thông thường. Ý tưởng cơ bản của PLS là tận dụng các đặc tính ngẫu nhiên của kênh truyền vô tuyến, như pha đinh, nhiễu, v.v., xem xét khoảng cách, tính linh động của các nút trong mạng và nút nghe lén, nhằm tăng cường khả năng bảo mật cho hệ thống vô tuyến. Các đặc tính trên, theo quan điểm truyền thống là các yếu tố gây ảnh hưởng và làm giảm chất lượng của mạng vô tuyến, nhưng ngược lại theo quan điểm bảo mật lớp vật lý thì chúng giúp tăng cường độ tin cậy, nâng cao hiệu năng bảo mật, chống lại việc nghe

lén của hệ thống thông tin. Nguồn gốc của nghiên cứu PLS có thể được bắt nguồn từ phân tích lý thuyết bảo mật thông tin của Shannon [25], trong đó định nghĩa rằng mức độ bảo mật phụ thuộc vào lượng thông tin được biết bởi kẻ nghe lén.

Bảo mật lý thuyết thông tin là nguyên lý cơ bản của PLS và chủ yếu được xây dựng dựa trên khái niệm bảo mật hoàn hảo được đề xuất bởi Shannon [25]. Sau đó được phát triển bởi Wyner [26], giới thiệu mô hình kênh nghe lén (wiretap channel) như miêu tả trong Hình 1.1, đây là mô hình đơn giản nhất để nghiên cứu bảo mật thông tin. Tiếp theo, Csiszár và Körner [27], đã chứng minh sự tồn tại hai loại mã hóa kênh vừa có thể chống lỗi, vừa đảm bảo mức độ bảo mật thông tin. Trong những năm đó, những phát hiện này bị giới hạn chủ yếu do dung lượng bảo mật (Secrecy Capacity) chỉ lớn hơn không khi kênh hợp pháp (Legimate) có tỉ số tín hiệu trên nhiễu (Signal-to-Noise Ratio: SNR) lớn hơn kênh nghe lén (Eavesdropper). Những năm gần đây, nhiều nghiên cứu chỉ ra rằng có thể đạt được dung lượng bảo mật khác không khi SNR của kênh hợp pháp nhỏ hơn SNR của kênh nghe lén.



Hình 1.1: Mô hình nghe lén cơ bản trong mạng vô tuyến.

Trong Hình 1.1, Alice phát bản tin đến Bob trong khi giữ thông tin bí mật đến Eve. Lý thuyết bảo mật thông tin cho phép xác định các phép đo bảo mật trong mô hình này và miêu tả hiệu năng bảo mật hệ thống dựa vào dung lượng bảo mật, thể hiện tốc độ bảo mật lớn nhất để bản tin có thể được phát một cách tin cậy và bảo mật.

Như được thể hiện ở Hình 1.1, quá trình truyền dữ liệu giữa hai người dùng hợp pháp là Alice và Bob trên kênh chính (Main Channel: MC) bị nghe lén bởi người dùng không hợp pháp Eve trên kênh nghe lén (Illegitimate Channel: IC). Tín hiệu đầu ra của kênh chính và kênh nghe lén sẽ có độ lệch nhất định, do đặc tính của kênh truyền vô tuyến gây ra, chủ yếu là do suy hao và pha đinh. Trong đó, pha đinh là kết quả của truyền đa đường trên kênh vô tuyến, trong khi suy hao là sự suy giảm biên độ hay công suất của tín hiệu vô tuyến khi sóng vô tuyến truyền lan trong không gian. Hệ quả của những ảnh hưởng trên là, nếu khoảng cách truyền tin của kênh chính nhỏ hơn rất nhiều so với kênh nghe lén thì có thể kỳ vọng rằng tín hiệu nhận được tại Eve kém hơn rất nhiều so với tín hiệu thu được tại Bob, thậm chí tín hiệu xấu mà Eve không thể giải mã được. Hiện tại, việc chống nghe lén được thực hiện nhờ vào mã hóa bảo mật và chưa tính đến ảnh hưởng của các yếu tố trên. Ngược lại, mục tiêu của PLS là tận dụng những đặc tính sẵn có của kênh truyền vô tuyến để nâng cao hiệu quả bảo mật hệ thống mà không cần sử dụng các kỹ thuật mã hóa phức tạp.

Giả sử Alice và Bob cố gắng để truyền tin với nhau một bản tin w có độ dài k bít qua kênh chính và Alice thực hiện mã hóa thành từ mã x có độ dài n bít. Tại máy thu Bob và Eve nhận được tín hiệu x, tương ứng là y_{M} và y_{E}. Phép mã hóa của Alice sử dụng cần đạt được hai tiêu chí là tin cậy (Reliability) và bảo mật (Security).

♦ *Tin cậy*

Một hệ thống được gọi là tin cậy nếu hệ thống có thể giải mã tín hiệu nhận được y_{M} thành w với một xác suất lỗi rất nhỏ có thể bỏ qua được, có nghĩa rằng $\lim_{n\to\infty} \Pr\left(\hat{w^k} \neq w^k \right) \to 0.$

♦ *Bảo mật*

Hệ thống được xem là bảo mật nếu y_{E} không có thông tin gì về w, tức là $\lim_{n\to\infty} \frac{I\left(w; y_{\mathrm{E}}\right)}{n} \to 0,$ trong đó $I\left(w; y_{\mathrm{E}}\right)$ là lượng thông tin tương hỗ giữa w và y_{E}.

♦ *Dung lượng bảo mật*

Dung lượng bảo mật là tốc độ truyền dẫn lớn nhất, có nghĩa là giá trị lớn nhất của k/n để thỏa mãn đồng thời cả điều kiện là độ tin cậy và bảo mật hệ thống.

$$C_S = \left[C_M - C_E\right]^+, \tag{1.1}$$

trong đó, $\left[x\right]^+ = \max\left(x, 0\right)$ và dung lượng của kênh chính và kênh nghe lén tương tứng là C_M và C_E.

Từ công thức (1.1), ta thấy rằng dung lượng bảo mật là hàm của cả kênh chính và kênh nghe lén, nếu dung lượng của kênh chính C_M lớn hơn dung lượng của kênh nghe lén C_E thì ta có dung lượng bảo mật lớn hơn không, ngược là dung lượng bảo mật bằng không, có nghĩa là không có truyền tin bảo mật giữa Alice và Bob.

Dung lượng tức thời của kênh hợp pháp và nghe lén lần lượt như sau:

$$C_M = \log_2\left(1 + \Psi_M\right), \tag{1.2}$$

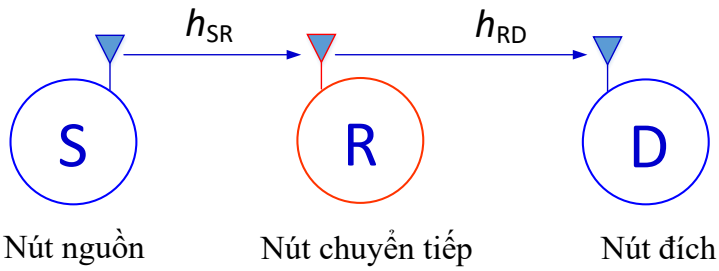
$$C_E = \log_2\left(1 + \Psi_E\right), \tag{1.3}$$

trong đó, $\Psi_M = P\left|h_M\right|^2 / \delta_M$ và $\Psi_E = P\left|h_E\right|^2 / \delta_E$ là SNR nhận được tức thời, P là công suất phát, h_M là kênh hợp pháp, h_E là kênh nghe lén, δ_M và δ_E là phương sai của tạp âm tại các máy thu.

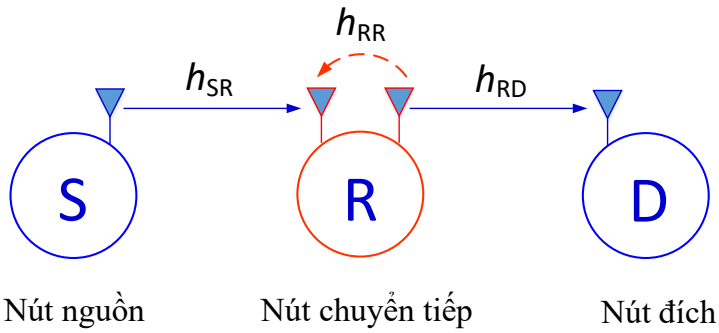
1.2. Hệ thống chuyển tiếp song công

Truyền thông song công (Full-Duplex: FD) đã nổi lên như một công nghệ đầy hứa hẹn cho các mạng không dây trong tương lai vì nó mang lại những cải tiến về hiệu suất sử dụng phổ tần (Spectral Efficiency: SE). Cụ thể, SE cao gấp đôi so với các hệ thống bán song công (Half-Duplex: HD) cổ điển vì cả truyền và nhận đều diễn ra đồng thời trên cùng một tần số. Các vấn đề chính trong FD liên quan đến rò rỉ công suất phát sinh giữa ăng-ten phát và thu, hiện tượng này được gọi là nhiễu tự giao thoa (Self-Interference: SI). Hình 1.2 minh họa hoạt động của cả chế độ HD và FD. Nếu quá trình truyền dữ liệu được chia thành các khoảng thời gian, chúng ta có thể thấy cách thức các thiết bị FD hoạt động. Như vậy, một thiết bị FD truyền và nhận thông tin mọi lúc với sự xuất hiện của các liên kết SI. Mặt khác, trong HD, một trong hai khoảng thời

gian được sử dụng để phát và khoảng thời gian tiếp theo để thu. Vì tất cả các ăng-ten đều phát hoặc thu cùng một lúc, HD không phải xử lý SI. Các phương pháp nhằm mục đích giảm mức SI được gọi là kỹ thuật triệt SI (SI Cancellation).



a) Chuyển tiếp HD.



b) Chuyển tiếp FD.

Hình 1.2: Sơ đồ minh họa của hệ thống chuyển tiếp HD và FD.

Trong hệ thống FD thực tế, các thiết kế có thể sử dụng ăng-ten dùng chung hoặc riêng cho cả phát và thu. Trong kiến trúc riêng biệt, các chuỗi tần số vô tuyến (Radio Frequency: RF) phát sử dụng ăng-ten bức xạ chuyên dụng trong khi các chuỗi RF thu sử dụng ăng-ten cảm biến chuyên dụng. Trong kiến trúc dùng chung, các chuỗi RF phát và thu dùng chung một bộ ăng-ten. Việc dùng chung ăng-ten đòi hỏi phải sử dụng cái gọi là thiết bị dẫn sóng *(microwave circulator)* [28]. Nhìn chung, các hệ thống vô tuyến truyền thống không thể xử lý đồng thời các hoạt động truyền và nhận trên cùng một băng tần do vòng lặp nhiễu (Loop-Interference: LI) nghiêm trọng xảy ra tại ăng-ten thu. Do đó, việc truyền và nhận tín hiệu thông tin giữa hai nguồn được chia thành hai khe thời gian (hay hai băng tần), được gọi là truyền thông HD. Về hiệu suất phổ, các hệ thống HD chỉ sử dụng một nửa tài nguyên vô tuyến, do đó 50% tài nguyên sẵn có còn lại bị lãng phí chỉ vì truyền dẫn HD.

1.2.1. Các kỹ thuật khử SI

Như đã đề cập ở trên, SI có nghĩa là sự xuất hiện của tín hiệu phát trên ăng-ten thu (cao hơn tín hiệu mong muốn từ 60 đến 100 dB [29]), gây nhiễu cho tín hiệu thu, do đó gây ra sự suy giảm đáng kể của tỉ số tín hiệu trên nhiễu và giao thoa (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio: SINR). Để khắc phục vấn đề này, một số kỹ thuật khử SI đã được đề xuất. Chúng được nhóm thành hai loại khác nhau được gọi là: Khử nhiễu chủ động và khử nhiễu thụ động [30].

1.2.1.1. Khử SI thụ động

Các kỹ thuật này chủ yếu dựa trên việc tách ăng-ten, bố trí ăng-ten hoặc phân cực chéo. Chúng chủ yếu tận dụng các đặc tính vật lý của sóng điện từ và môi trường truyền dẫn.

● **Tách ăng-ten:** Trong trường hợp này, khử SI dựa vào khoảng cách giữa ăng-ten phát và thu. Đây là phương pháp phổ biến nhất cho khử SI vì tận dụng được suy hao đường truyền do khoảng cách và các vật thể xung quanh. Việc sử dụng các tấm chắn cũng khá phổ biến để chặn các đường truyền trực tiếp gây ra suy hao bổ sung cho tín hiệu. Lợi ích chính của kỹ thuật này là dựa vào tính đơn giản và khả năng tách biệt không gian giữa các liên kết. Tuy nhiên, việc sử dụng các tấm chắn cũng có thể ảnh hưởng đến tín hiệu mong muốn. Hơn nữa, phương pháp này có thể không phù hợp với các thiết bị có kích thước nhỏ. Có thể đạt được suy hao khoảng 30 dB khi sử dụng phương pháp này [30].

● **Vị trí đặt ăng-ten:** Trong trường hợp này, cần tối thiểu ba ăng-ten, hai ăng-ten để phát và một ăng-ten để thu. Nguyên lý hoạt động rất đơn giản, ăng-ten thu được đặt cách ăng-ten phát một khoảng cách d và cách ăng-ten còn lại một khoảng cách $d+\lambda$ (λ biểu thị bước sóng). Cách thức này sẽ gây ra hiệu ứng "không" xung quanh vị trí của ăng-ten thu khi các tín hiệu sẽ cộng dồn triệt tiêu. Tuy nhiên, một số vấn đề cần xem xét trước khi triển khai, phương pháp này không có lợi cho các thiết bị có kích thước nhỏ và yêu cầu điều chỉnh thủ công. Ví dụ, đối với một thiết bị hoạt động ở tần số 2,4 GHz, $\lambda = 12.5$ cm, lớn hơn kích thước của nhiều thiết bị không dây. Mức suy giảm lên đến 30 dB có thể đạt được, mặc dù trong nghiên cứu trong [30] đã

chỉ ra rằng cũng có thể đạt được 47 dB. Các giá trị khử SI cao hơn có thể đạt được kết hợp với việc sử dụng các kỹ thuật chủ động.

● **Phân cực chéo:** Dựa trên các nguyên lý trường điện từ trong lý thuyết ăng-ten. Để truyền năng lượng tối đa giữa hai ăng-ten, độ phân cực giữa chúng phải giống nhau (phân cực ngang, dọc, v.v.). Độ phân cực quyết định hướng của trường điện từ do ăng-ten bức xạ. Các trường càng thẳng hàng thì hiệu quả truyền năng lượng càng lớn. Điều ngược lại xảy ra khi có sự không khớp nhau giữa các độ phân cực. Ví dụ, sử dụng phân cực dọc (là một biến thể của phân cực tuyến tính cùng với phân cực ngang) ở phía máy phát và phân cực ngang ở phía máy thu sẽ gây ra sự tách biệt hoàn toàn về mặt lý thuyết. Kỹ thuật này có nhược điểm là môi trường truyền có thể ảnh hưởng đến độ phân cực, do đó tạo ra sự không khớp ở cả phía phát và phía thu. Ưu điểm chính là các thiết bị có kích thước nhỏ sẽ trở thành mục tiêu phù hợp cho các phương pháp phân cực chéo.

Ngoài ra, triệt tiêu thụ động định hướng, đảm bảo suy giảm cường độ tín hiệu lên đến 30 dB. Mức độ này đạt được bằng cách tránh giao điểm của các mẫu bức xạ của ăng-ten phát và thu [30]. Nhìn chung, khử SI thụ động không cung cấp mức khử SI cần thiết có thể thực hiện được cho truyền thông tin, điều này càng trở nên khó khăn hơn với xu hướng hiện tại trong ngành công nghiệp điện tử là thiết kế các thiết bị có kích thước nhỏ. Thực tế này không tương thích với các sơ đồ thụ động, vốn yêu cầu khoảng cách ăng-ten đáng kể trong hầu hết các trường hợp.

1.2.1.2. Khử SI chủ động

Phương pháp khử SI chủ động hoạt động chủ yếu dựa trên việc xử lý được thực hiện bởi các mạch tương tự của chuỗi RF và các mạch số sau khi chuyển đổi tương tự sang số (Analog-to-Digital: ADC). Chúng được phân loại thành khử SI tương tự và khử SI số. Việc kết hợp chúng là khả thi và giúp sẽ cải thiện hiệu năng. Tùy chọn này được gọi là khử SI dạng lai ghép.

● **Miền tương tự:** Phương pháp này bao gồm việc loại trừ một tín hiệu dự đoán nhận được ra khỏi tín hiệu thu trước bộ ADC, khi tín hiệu vẫn còn trên chuỗi RF. Chúng ta có thể thấy rằng để có được tín hiệu mong muốn khi thu, chúng ta chỉ cần trừ tín hiệu phát khỏi tín hiệu thu được, nhưng trên thực tế điều này là không dễ

thực hiện. Bởi vì mạch của chuỗi RF phát và tất cả các quá trình xử lý đều tạo ra các mức độ méo tín hiệu và tạp âm. Hơn nữa, tín hiệu phát va chạm với các vật thể xung quanh và bị phản xạ, do đó tại ăng-ten thu, chúng ta sẽ có thành phần tín hiệu tầm nhìn thẳng (Line of Sight: LOS) mạnh (liên kết SI) cộng với một số bản sao bổ sung của tín hiệu. Các thuật toán động đã được đề xuất để ước tính độ méo do các mạch tạo ra và mô hình hóa chính xác SI. Các phương pháp tương tự cũng được phân chia dựa vào thích ứng hoặc không thích ứng, tùy thuộc vào khả năng điều chỉnh các tham số của chúng do những thay đổi của môi trường. Các phương pháp thích ứng có thể tự động điều chỉnh các tham số như độ khuếch đại, độ trễ và pha trong quá trình dự đoán SI, trong khi các sơ đồ không thích ứng phải dựa vào việc điều chỉnh thủ công các tham số đó. Các phương pháp khử SI tương tự được đề xuất, ví dụ như sử dụng tín hiệu tại bộ tuần hoàn đã được phản xạ bởi ăng-ten, để khử SI, đạt tới 40 dB khử SI hoặc bổ sung chuỗi RF để khử nhiễu và được sử dụng tại chuỗi RF thu cho khử SI, đạt tới 48 dB của sự suy giảm. Khử SI tương tự triệt tiêu cả nhiễu và tín hiệu, dễ triển khai và bù đắp cho sự lan truyền đa đường. Tuy nhiên, việc ước lượng SI là một trong những nhược điểm chính của khử SI tương tự.

● **Miền số:** Các kỹ thuật số thường được sử dụng sau khử SI tương tự. Sau khi áp dụng khử SI tương tự, tín hiệu SI dư vẫn còn vì những cách thức này làm suy giảm một phần SI (chúng không thể đưa SI xuống mức sàn nhiễu), do đó SI dư này phải được khử thêm. Khử SI số được thực hiện sau ADC bằng các kỹ thuật xử lý tín hiệu số (Digital Signal Processing: DSP). Có thể đạt được mức khử lên tới 10 dB khi chỉ sử dụng các phương pháp số và lên tới 60 dB khi kết hợp với khử SI tương tự [30]. Ưu điểm chính của khử SI số là góp phần làm giảm SI dư sau khi khử tương tự. Sự gia tăng tạp âm lượng tử cũng như khả năng khử nhiễu bị giới hạn là những nhược điểm chính.

1.2.2. So sánh HD và FD

Chúng ta xem xét cả ưu điểm và nhược điểm của FD khi so sánh với công nghệ HD cổ điển. FD mang lại nhiều ưu điểm, một số được liệt kê cụ thể như sau:

● Thông lượng cao hơn: Về mặt lý thuyết, việc khai thác tài nguyên thời gian và tần số cho phép hệ thống FD tăng gấp đôi dung lượng so với HD. Hơn nữa, các

nghiên cứu thực tế cũng cho thấy truyền dẫn FD có thể cung cấp dung lượng cao hơn miễn là chất lượng triệt nhiễu vòng lặp (Loop-Interference: LI) được cải thiện.

• Độ trễ từ đầu cuối đến đầu cuối được cải thiện: FD giảm độ trễ đầu cuối trong các mạng chuyển tiếp. Việc sử dụng các nút chuyển tiếp hoạt động ở chế độ FD làm giảm độ trễ của tín hiệu phát vì các nút chuyển tiếp truyền và nhận thông tin đồng thời, do đó chúng không phải chờ đến khoảng thời gian tiếp theo để truyền như chế độ HD. Ví dụ, khi thực hiện truyền dẫn chuyển tiếp một chiều có thể được hoàn thành trong hai khe thời gian đối với chuyển tiếp HD, trong khi quá trình truyền có thể được thực hiện trong một khe thời gian đối với chuyển tiếp FD.

• Tính linh động của mạng: Nhờ sự tiến bộ của truyền thông FD, có thể sử dụng cả truyền dẫn FD và HD trong các phần khác nhau của mạng không đồng nhất. Ví dụ, các trạm gốc mạnh mẽ có thể xử lý các hoạt động khử LI và hoạt động ở chế độ FD, mặc dù việc triển khai truyền dẫn FD cho tất cả các nguồn là rất khó khăn. Một ví dụ khác là các nút nguồn sử dụng truyền dẫn HD, trong khi nút chuyển tiếp hoạt động ở chế độ FD để hoàn thành toàn bộ quá trình truyền dẫn trong một khe thời gian.

• Tăng cường khả năng bảo mật: FD tăng cường bảo mật ở lớp vật lý. Sự xuất hiện đồng thời của hai tín hiệu ở cùng tần số khiến kẻ nghe lén khó giải mã thông tin. Hơn nữa, một trong những lợi ích quan trọng của truyền dẫn FD là tốc độ bảo mật được cải thiện nhờ các tín hiệu vô tuyến hỗn hợp do hoạt động truyền và nhận đồng thời. Do đó, hiệu năng của các kênh nghe lén bị giảm sút do truyền thông FD.

• Giảm xung đột dữ liệu: Nó cũng cung cấp khả năng tránh xung đột dữ liệu vì đa truy cập cảm biến sóng mang với tránh xung đột (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance: CSMA/CA) trong các phương pháp HD cổ điển yêu cầu các thiết bị cảm biến môi trường truyền dẫn trước đó, trong khi ở chế độ FD, chỉ thiết bị đầu tiên bắt đầu truyền mới cần cảm biến chất lượng kênh. Tuy nhiên, khi chọn chế độ hoạt động FD, việc triển khai phải đánh đổi ở một số khía cạnh tiêu cực. Đó là:

♦ Độ phức tạp phần cứng cao hơn: Độ phức tạp của phần cứng FD cao hơn khi so sánh với HD. Các yêu cầu phần cứng đối với khử SI tương tự và khả năng tính toán cần thiết đối với khử SI số khiến việc thiết kế hệ thống vô tuyến FD trở nên khó khăn.

♦ Tiêu thụ năng lượng lớn hơn: Sự gia tăng độ phức tạp phần cứng và quá trình xử lý cần thiết cho khử SI làm tăng mức tiêu thụ năng lượng.

♦ Khử SI không hoàn hảo: Việc ước lượng kênh SI là vấn đề quan trọng đối với khử SI, do đó việc triển khai các kỹ thuật khử SI đáng tin cậy không thành công sẽ dẫn đến hiệu năng thấp trong FD.

♦ Tỉ lệ mất gói tin cao hơn: Các hệ thống FD phải xử lý số lượng gói tin lớn hơn hệ thống HD do phải truyền và nhận đồng thời. Thực tế này dẫn đến số lượng gói tin bị mất cao hơn.

1.3. Công nghệ thu thập năng lượng sóng vô tuyến

Công nghệ thu thập năng lượng tín hiệu tần số vô tuyến (Wireless Energy Harvesting: WEH) đã được nghiên cứu gần đây trong khái niệm truyền năng lượng và thông tin vô tuyến đồng thời (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer: SWIPT). Thu thập năng lượng vô tuyến là kỹ thuật mới được đề xuất trong một số năm gần đây. Ý tưởng chính là sử dụng năng lượng của tín hiệu ở băng tần vô tuyến nhận được ở máy thu, chuyển đổi thành nguồn điện một chiều, cung cấp năng lượng cho thiết bị thu/phát [31]. Với công nghệ này thì năng lượng thu thập được nhằm giúp hệ thống vẫn duy trì hoạt động bình thường, mà không hoặc giảm sự phụ thuộc việc cấp nguồn dựa vào nguồn năng lượng lưu trữ (pin) hoặc nguồn điện mạng như hiện nay. Đây là một trong những mục tiêu để cải thiện hiệu suất hệ thống và là giải pháp khả thi nhằm kéo dài thời gian sống cho những thiết bị có nguồn năng lượng hữu hạn, hoạt động trong những môi trường khắc nghiệt mà việc thay thế hoặc nạp lại pin là rất khó khăn. Do đó, công nghệ RF-EH đã thu hút được nhiều sự quan tâm từ cả lĩnh vực công nghiệp (Industry) và học thuật (Academic). Trong lĩnh vực công nghiệp, RF-EH có thể được sử dụng trong nhiều lĩnh vực, như các mạng cảm biến không dây (Wireless Sensor Networks: WSNs), lĩnh vực y tế, nhận dạng qua tần số vô tuyến (Radio Frequency Indentification: RFID) và các thiết bị điện tử trong một phạm vi rộng. Thu thập năng lượng vô tuyến hứa hẹn sẽ thay đổi cách thức các thiết bị điện tử sử dụng năng lượng. Hiện nay, đã có nhiều nghiên cứu liên quan đến RF-EH được đề xuất và để triển khai một nút thu thập năng lượng mới trong các mạng vô tuyến,

các mạng truyền thống sẽ có một số thay đổi, tạo nên một viễn cảnh thiết kế mới trong các mạng vô tuyến.

Đối với RF-EH, năng lượng thu thập có thể được tính bằng phương trình Friis [32], phụ thuộc vào công suất phát, bước sóng và khoảng cách. Công suất thu có thể được thể hiện bởi:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L}, \tag{1.4}$$

trong đó P_t là công suất máy phát, G_t là độ lợi ăng-ten phát, G_r là độ lợi ăng-ten thu, λ là bước sóng của tín hiệu, d và L lần lượt là khoảng cách từ máy phát đến máy thu và hệ số suy hao đường truyền.

Trong hệ thống RF-EH, có hai quá trình quan trọng, đó là sử dụng các tín hiệu vô tuyến thu được để giải mã tín hiệu và trích một phần tín hiệu để tái tạo thành năng lượng sau đó cung cấp nguồn cho hệ thống. Do vậy, điều kiện cần có trong thiết kế phần cứng của các mô hình máy thu/phát RF-EH là mạch điện có khả năng thu thập năng lượng từ tín hiệu vô tuyến và giải mã trực tiếp sóng mang tin [31].

Hơn nữa, RF-EH cũng có các tính chất riêng biệt so với các phương pháp thu thập năng lượng khác, như năng lượng mặt trời, năng lượng gió, nhiệt và dao động. Các nguồn năng lượng tái tạo từ thiên nhiên là không thể kiểm soát, do đó thu thập năng lượng tái tạo không bảo đảm yêu cầu chất lượng dịch vụ (Quality of Sevice: QoS). Kỹ thuật RF-EH vượt qua các giới hạn trên và nó sử dụng một nguồn năng lượng để phát sóng tín hiệu mang năng lượng không đổi và công suất phát có thể điều khiển được, nên RF-EH có thể được sử dụng trong các mạng thông tin để nạp nguồn cho các thiết bị vô tuyến di động. Do năng lượng thu thập phụ thuộc vào khoảng cách, các máy thu năng lượng khác nhau được đặt tại nhiều địa điểm khác nhau có sự phân biệt rõ ràng về năng lượng thu thập. Sự khác biệt đáng kể nhất giữa RF-EH và các phương pháp thu thập năng lượng khác là RF-EH có thể tạo ra công suất ổn định xung quanh. Tuy nhiên, các phương pháp thu thập năng lượng khác không kiểm soát được, thụ động để tạo ra nguồn điện. Do đó RF-EH là rất phù hợp cho các mạng truyền thông hiện tại.

Có hai loại nguồn được sử dụng trong RF-EH là nguồn chuyên dụng và nguồn xung quanh. Nguồn năng lượng chuyên dụng sử dụng ăng-ten định hướng để đáp ứng yêu cầu QoS trong mạng với công suất phát không đổi. Để đáp ứng yêu cầu QoS của ứng dụng di động, nguồn năng lượng chuyên dụng là phương pháp phù hợp bởi vì nó có thể được cấu hình đầy đủ. Nguồn xung quanh là tín hiệu RF đã được phát trên kênh vô tuyến. Bộ thu năng lượng RF có thể thu thập cơ hội tín hiệu RF xung quanh để nạp nguồn cho chính nó. Một số tín hiệu RF xung quanh, như trạm gốc của mạng di động và các tín hiệu quảng bá từ tivi hoặc đài phát thanh.

1.3.1. Các giao thức thu thập năng lượng sóng vô tuyến

1.3.1.1. Giao thức thu thập - sử dụng (Harvest-Use Protocol: HUS)

Trong đó năng lượng được thu thập trong một chu kỳ thời gian giả sử được sử dụng hoàn toàn trong cùng một chu kỳ. Giao thức HUS có thể được áp dụng trong các mạng WSNs với bộ lưu trữ pin nhỏ [33], trong đó năng lượng thu thập nên được sử dụng ngay lập tức, nếu không sự cố tràn năng lượng pin xảy ra và dẫn đến mất hiệu suất truyền dẫn. Mặt khác, việc phân tích hiệu năng của giao thức HUS dựa vào WSNs thường có thể dễ dàng thực hiện, đó là lý do tại sao chúng được áp dụng trong nhiều nghiên cứu. Do đó, hiệu năng của giao thức HUS dựa vào WSNs có thể được xử lý như một giới hạn dưới của việc đạt được giao thức truyền tối ưu.

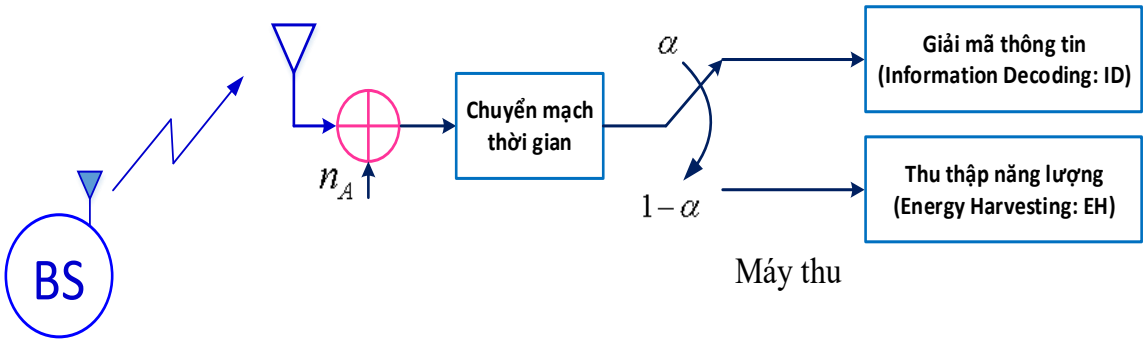
1.3.1.2. Giao thức thu thập - lưu trữ - sử dụng (Harvest-Store-Use Protocol: HSU)

Trong đó năng lượng thu thập trong một chu kỳ thời gian có thể được lưu trữ cho việc sử dụng trong tương lai. Bởi vì năng lượng thu thập không cần phải tiêu thụ hoàn toàn, nên giao thức HSU cung cấp hiệu năng truyền tốt hơn so với giao thức HUS. Giao thức HSU được áp dụng bởi các mạng WSNs với bộ lưu trữ pin lớn [34]. Trong trường hợp này, các nút cảm biến không cần sử dụng tất cả năng lượng sẵn có tại mỗi khối thời gian, và do đó có thể sử dụng tốt hơn năng lượng thu thập sẵn có và lập lịch tiêu thụ năng lượng của nó để cải thiện hiệu năng truyền dẫn. Về mặt lý thuyết, để đạt được hiệu suất tổng truyền tối ưu, nút cảm biến có thể thay đổi thích ứng công suất phát trong mỗi chu kỳ thời gian phụ thuộc vào lưu trữ năng lượng hiện tại và độ dài

của hàng đợi dữ liệu. Tuy nhiên, hầu hết các mạng WSNs dựa trên truyền thông tin vô tuyến (Wireless Information Transmission: WIT) là các thiết bị đơn giản, yêu cầu các giao thức độ phức tạp thấp, không cho phép thay đổi thích nghi công suất phát. Do đó, giao thức HSU được áp dụng rộng rãi, là giao thức dựa trên ngưỡng, với công suất phát không đổi trong một chu kỳ thời gian miễn là có đủ năng lượng để truyền [35].

1.3.2. Phân loại các kỹ thuật thu thập năng lượng sóng vô tuyến

1.3.2.1. Kỹ thuật thu thập năng lượng phân chia thời gian



Hình 1.3: Cấu trúc máy thu SWIPT với chế độ chuyển mạch phân chia thời gian (Time-Switching: TS) [33].

Cấu trúc của TS được xem xét như trong Hình 1.3, trước tiên tín hiệu thu được bởi ăng-ten chịu tác động của nhiễu kênh n_A. Mỗi khung dữ liệu (frame) truyền được chia thành hai khe thời gian, một khe thời gian để truyền thông tin và khe thời gian còn lại để thu thập năng lượng. Do đó, tín hiệu nhận thu được đưa trở lại các thiết bị đầu cuối để giải mã thông tin (Information Decoding: ID) và thu thập năng lượng định kỳ thông qua một bộ chuyển mạch thời gian tại mỗi máy thu, với $0 < \alpha < 1$ là tỉ lệ phần trăm thời gian truyền trong mỗi khung và $1-\alpha$ là tỉ lệ phần trăm của EH. Theo nguyên tắc TS, nút thu thập năng lượng chuyển đổi giữa năng lượng thu thập và thông tin nhận được trong việc phân bổ khoảng thời gian khác nhau. Khi máy thu thực hiện thu thập năng lượng, EH có thể được biểu diễn là:

$$E_{\mathrm{EH}} = \eta P_{\mathrm{T}} |h|^2, \tag{1.5}$$

với η là hiệu suất chuyển đổi năng lượng, P_{T} là công suất tại máy phát và h là độ

lợi kênh truyền giữa máy phát và máy thu. Khi máy thu hoạt động, tốc độ dữ liệu có thể được biểu diễn là:

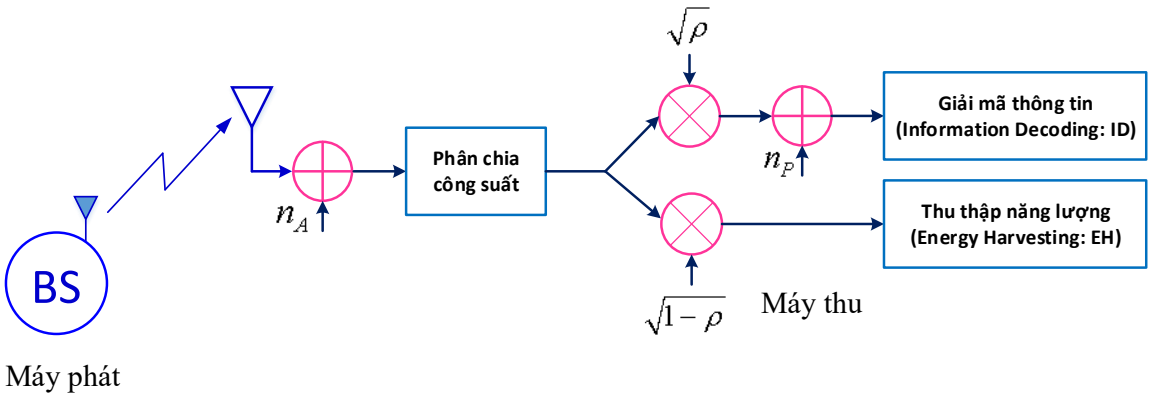
$$R = \left(1-\alpha\right) \mathrm{W} \log_2 \left(1 + \frac{P_{\mathrm{T}} \left|h\right|^2}{\sigma^2} \right), \tag{1.6}$$

với α là hệ số chuyển mạch thời gian mà năng lượng nhận được tại máy thu, trong khi $1-\alpha$ là thời gian nhận dữ liệu tại máy thu, W là băng thông và σ^2 là phương sai của tạp âm. Sự phân bổ chuyển đổi theo thời gian có thể được tối ưu cùng với tín hiệu phát trong các mạng thông tin khác nhau. Chuyển đổi theo thời gian yêu cầu lập lịch chính xác cho thông tin và năng lượng.

Cấu trúc chuyển mạch thời gian cho SWIPT, cả thiết bị đầu cuối ID và EH được trang bị tại mỗi máy thu, các tín hiệu thu và nhiễu của các thiết bị đầu cuối ID và EH trong các khe thời gian khác nhau theo chu kỳ thông qua bộ chuyển mạch thời gian. Ngoài ra, trong cấu trúc này thì cả các thiết bị đầu cuối ID và EH được trang bị tại mỗi máy thu, đa truy cập phân chia theo thời gian (Time Division Multiple Access: TDMA) và các chế độ lựa chọn người dùng cũng có thể được coi là một loại của chuyển mạch thời gian. Do vậy, máy thu hoặc hoạt động trong chức năng EH hoặc ở chức năng ID tại một khe thời gian nhất định và các chức năng sẽ được chuyển đổi giữa các người dùng trên các khe thời gian khác nhau.

1.3.2.2. Kỹ thuật thu thập năng lượng phân chia công suất

Khi chế độ PS được sử dụng trong Hình 1.4, trước tiên tín hiệu nhận được bởi ăng-ten bị tác động của nhiễu kênh n_A. Tín hiệu sau đó được đưa trở lại bộ phân chia công suất, thông qua đó tín hiệu được chia thành hai phần, một phần cho giải mã thông tin (ID) và phần còn lại cho thu thập năng lượng (EH), với ρ là phần công suất thu được chia cho thiết bị đầu cuối giải mã thông tin và $1-\rho$ là phần công suất thu được chia cho thiết bị đầu cuối thu thập năng lượng. Trong quá trình thiết bị đầu cuối giải mã thông tin, nhiễu n_P khác cũng tác động vào, điều này sẽ ảnh hưởng đến hiệu năng giải mã của thiết bị đầu cuối ID. Trong thiết bị đầu cuối EH, tín hiệu thu được chuyển đổi thành nguồn điện để sử dụng hoặc lưu trữ. Lưu ý rằng, nhiễu kênh n_A không đáng kể khi EH được thực hiện và có thể bỏ qua trong thiết bị đầu cuối EH.



Hình 1.4: Cấu trúc máy thu SWIPT với chế độ chuyển mạch phân chia công suất (Power-Splitting: PS) [33].

Năng lượng thu thập trong phân chia theo ngưỡng công suất là:

$$E_{\mathrm{EH}} = \eta\rho P_{\mathrm{T}} |h|^2, \tag{1.7}$$

với ρ là hệ số phân chia công suất quyết định tỉ lệ của tín hiệu RF sử dụng cho máy thu thực hiện thu thập năng lượng, $\rho \in [0,\ 1]$. Do đó, tốc độ dữ liệu được thể hiện là:

$$R = \mathrm{W}\log_2\left(1 + \frac{(1-\rho)P_{\mathrm{T}}|h|^2}{\sigma^2 + (1-\rho)\sigma_p^2}\right), \tag{1.8}$$

với σ_p^2 là phương sai nhiễu bổ sung tác động vào máy thu. Chúng ta nhận thấy rằng, tồn tại một sự đánh đổi giữa tốc độ thông tin và thu thập năng lượng có thể được phân tích bằng cách tối ưu ρ. Các quá trình phân chia theo ngưỡng công suất, thông tin và năng lượng trong cùng một khe thời gian, do đó nó đạt được hiệu suất SWIPT tức thời, với cấu trúc máy thu PS thì ID và EH có thể thực hiện đồng thời tại mỗi người dùng.

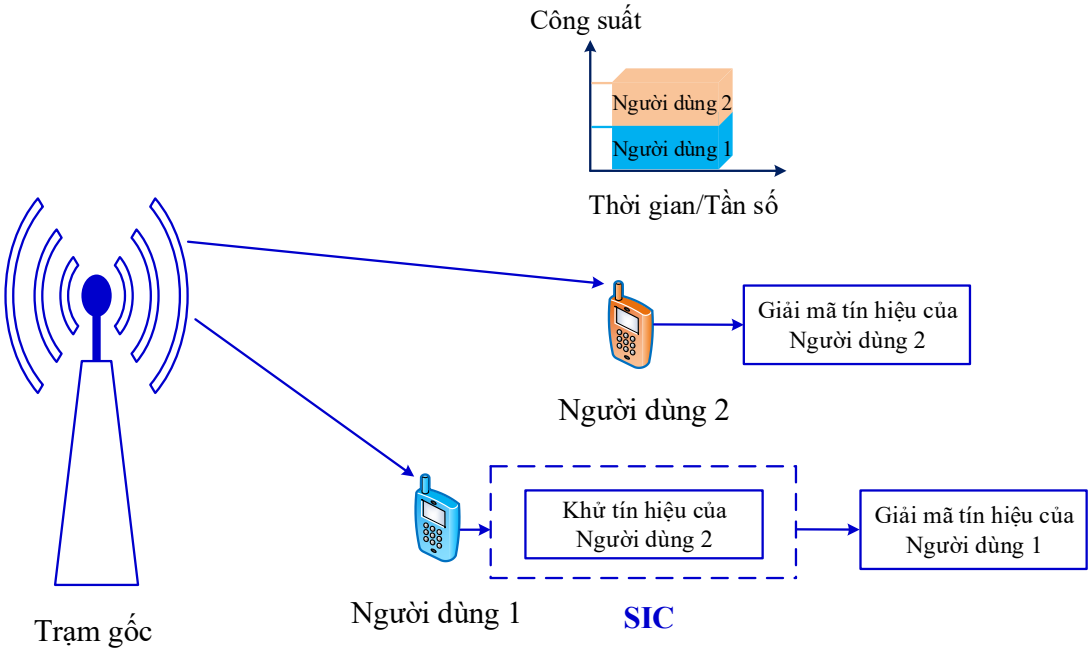
1.4. Kỹ thuật đa truy cập không trực giao

Nhiễu là một rào cản chính đối với việc triển khai hiệu quả các ứng dụng cho người dùng các thiết bị đầu cuối trong mạng vô tuyến, bao gồm cả mạng di động thế hệ thứ năm (Fifth-Generation: 5G) và các mạng sau 5G (Beyond Fifth-Generation: B5G). Các giao thức và tiêu chuẩn cho nhiều loại hình truyền thông khác nhau đã được thiết lập và sử dụng trong những năm qua. Tuy nhiên, nhiễu vẫn còn tồn tại những thách thức chính, ngăn cản người dùng đầu cuối nhận được chất lượng dịch vụ (Quality of Service: QoS) mong đợi cho nhiều ứng dụng B5G. Nhu cầu ngày càng tăng về tốc

độ dữ liệu lớn hơn và việc tiếp xúc nhiều hơn với thông tin đa phương tiện đã dẫn đến phương thức đa truy cập không trực giao (Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA), nhằm mục đích nâng cao hiệu suất phổ tần và liên kết các ứng dụng bổ sung bằng cách sử dụng các cơ chế mã hóa xếp chồng và khử nhiễu nối tiếp. Các nghiên cứu gần đây cho thấy phương pháp NOMA hoạt động tốt hơn khi được kết hợp với các công nghệ không dây phù hợp, cụ thể là bằng cách tích hợp tính năng đa ăng-ten, bao gồm kiến trúc đa đầu vào đa đầu ra cỡ lớn, công bằng tốc độ dữ liệu, hiệu quả năng lượng, chuyển tiếp hợp tác, định hướng và cân bằng chùm tia, mã hóa mạng và mã hóa không gian-thời gian. Ví dụ, các tác giả trong [36], đã phân tách thông tin người dùng, NOMA sử dụng phương pháp khử nhiễu nối tiếp (Successive Interference Cancellation: SIC) ở phía thu. Tuy nhiên, trong quá trình SIC, thông tin từ những người dùng có độ lợi kênh thấp hơn sẽ được trích xuất bởi những người dùng có độ lợi kênh cao hơn.

NOMA đang nổi lên như một công nghệ then chốt cho các mạng không dây thế hệ tương lai, và do đó, nhiều giao thức đã được đề xuất và nghiên cứu. Nhiều người dùng phát thông tin trên các tài nguyên được chia sẻ trong các sơ đồ NOMA và nhiều người dùng có thể sử dụng cùng một kênh vật lý, cho phép tăng đáng kể dung lượng. Bộ thu áp dụng phương pháp phát hiện kết hợp như SIC hoặc thuật toán truyền bản tin (Message Passing Algorithm: MPA) để xác định các tín hiệu không trực giao. Mặc dù các ý tưởng cơ bản của tất cả các phương thức NOMA đều giống nhau, nhưng chúng được phân chia theo phương pháp thực hiện tính không trực giao. Các giao thức NOMA hiện có có thể được phân loại thành hai lớp: NOMA miền công suất (Power-Domain NOMA: PD NOMA) và NOMA miền mã (Code-Domain NOMA: CD NOMA). Cụ thể, PD NOMA phục vụ nhiều người dùng trong cùng một tài nguyên thời gian-tần số bằng cách sử dụng các mức công suất khác nhau [37]. Để giảm thiểu nhiễu giữa các người dùng, SIC được áp dụng ở phía máy thu. CD NOMA phân bổ các tài nguyên không trực giao cho người dùng, chẳng hạn như từ mã, xen kẽ, chuỗi trải phổ và mã hóa [38]. Trọng tâm chính của phần này, tác giả tập trung vào PD NOMA.

1.4.1. NOMA đường xuống



Hình 1.5: Hệ thống NOMA đường xuống hai người dùng.

Như thể hiện trong Hình 1.5, chúng ta xem xét mô hình hệ thống NOMA đường xuống hai người dùng, trong đó một trạm gốc (Base Station: BS) đơn ăng-ten phục vụ hai người dùng được trang bị đơn ăng-ten. Ký hiệu các tín hiệu được phát từ BS đến người dùng 1 và 2 lần lượt là s_1 và s_2. Mã hóa xếp chồng được BS áp dụng, và do đó, tín hiệu được truyền tại BS được cho bởi:

$$x = \sqrt{a_1 P} s_1 + \sqrt{a_2 P} s_2, \tag{1.9}$$

trong đó, P là tổng công suất phát tại BS. Tín hiệu người dùng s_k, $k = 1,\ 2$ là đơn vị công suất, cụ thể $\mathrm{E}\left\{|s_k|^2\right\} = 1$, với $\mathrm{E}\{.\}$ là toán tử kỳ vọng thống kê. Hơn nữa, a_k, $k = 1,\ 2$ là hệ số công suất cho tín hiệu của người dùng k, thỏa mãn điều kiện $a_1 + a_2 = 1$. Giá trị cụ thể của a_k, $k = 1,\ 2$ được xác định bởi cách thức phân bổ công suất (Power Allocation: PA) đã áp dụng.

Tiếp theo, tín hiệu nhận được tại người dùng k được cho bởi:

$$y_k = h_k x + n, \tag{1.10}$$

trong đó h_k biểu thị độ lợi kênh truyền giữa người dùng k và BS, trong khi n biểu

thị nhiễu Gauss trắng cộng (Additive White Gaussian Noise: AWGN), với giá trị trung bình bằng không và phương sai σ^2.

Để giảm thiểu nhiễu giữa các người dùng, SIC được thực hiện tại người dùng mạnh, tức là người dùng có độ lợi kênh lớn hơn. Cụ thể, người dùng mạnh trước tiên sẽ giải mã tín hiệu cho người dùng yếu, tức là người dùng có độ lợi kênh nhỏ hơn, sau đó loại bỏ tín hiệu đó để thu được tín hiệu của chính mình. Ngược lại, người dùng yếu sẽ trực tiếp giải mã tín hiệu của chính mình, coi nhiễu từ người dùng mạnh là tạp âm. Về lý thuyết, người dùng mạnh được đảm bảo giải mã thành công tín hiệu của người dùng yếu nếu người dùng yếu có thể giải mã thành công tín hiệu của chính mình [39]. Chú ý rằng kết luận trên vẫn đúng với phân bổ công suất tùy ý. Trong thực tế, người dùng yếu thường được phân bổ nhiều công suất hơn, do đó việc giải mã tín hiệu của người dùng yếu có thể được thực hiện chính xác. Hơn nữa, điều này cũng dẫn đến tính công bằng của hệ thống tốt hơn.

Không mất tính tổng quát, chúng ta giả sử rằng người dùng 1 là người dùng mạnh, trong khi người dùng 2 là người dùng yếu, cụ thể là $|h_1|^2 \geq |h_2|^2$. Theo giao thức NOMA, tốc độ dữ liệu đạt được cho người dùng 1 và 2 được cho bởi:

$$R_1^{\text{NOMA}} = \log_2\left(1+\frac{a_1 P|h_1|^2}{\sigma^2}\right) = \log_2\left(1+\Delta a_1|h_1|^2\right), \tag{1.11}$$

$$R_2^{\text{NOMA}} = \log_2\left(1+\frac{a_2 P|h_2|^2}{a_1 P|h_2|^2+\sigma^2}\right) = \log_2\left(1+\frac{\Delta a_2|h_2|^2}{\Delta a_1|h_2|^2+1}\right), \tag{1.12}$$

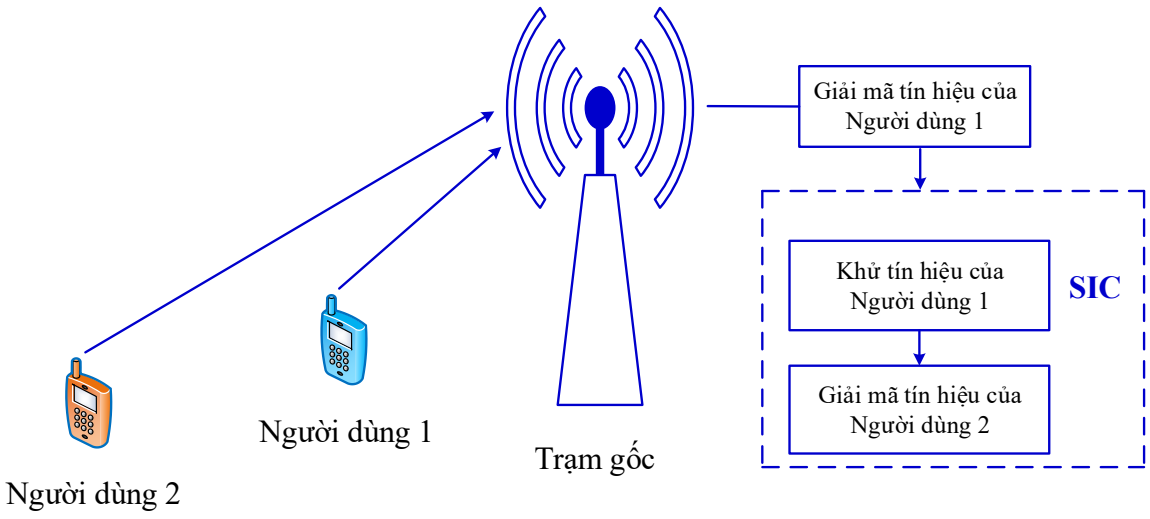
trong đó $\Delta = P/\sigma^2$ là SNR phát. Có thể thấy rằng tốc độ truyền dữ liệu đạt được của người dùng 1 không bị ảnh hưởng bởi việc truyền tín hiệu của người dùng 2, nhờ hoạt động của SIC. Mặt khác, tốc độ truyền dữ liệu đạt được của người dùng 2 giảm theo a_1. Kết quả là, khi phân bổ nhiều công suất hơn cho người dùng 1, tốc độ truyền dữ liệu của người dùng 1 tăng lên trong khi tốc độ truyền dữ liệu của người dùng 2 giảm xuống.

Tổng tốc độ, cụ thể là $R_1^{\text{NOMA}} + R_2^{\text{NOMA}}$, đã được áp dụng rộng rãi để đánh giá hiệu suất phổ tần (Spectral Efficiency: SE) của hệ thống. Tuy nhiên, tốc độ tổng

thường không phản ánh hiệu suất của từng người dùng. Vậy nên, tồn tại sự đánh đổi giữa tốc độ của những người dùng khác nhau.

Về lý thuyết, số lượng người dùng được phục vụ bằng NOMA đường xuống là không giới hạn. Tuy nhiên, trong thực tế, NOMA đường xuống thường được áp dụng cho một số lượng nhỏ người dùng, thường với $K = 2$ hoặc $K = 3$. Điều này là do khi K lớn, sự suy giảm hiệu suất về tỉ lệ lỗi bít (Bit Error Rate: BER) trở nên nghiêm trọng do lỗi lan truyền từ SIC không hoàn hảo. Trong khi đó, cần nhiều khả năng tính toán hơn và mức tiêu thụ năng lượng cao hơn để giải mã tín hiệu của những người dùng khác, điều này làm cho nó kém hấp dẫn hơn đối với các thiết bị người dùng có tài nguyên hạn chế. Khi số lượng người dùng trong hệ thống lớn, cần phải lập lịch người dùng. Người dùng trước tiên được chia thành các nhóm khác nhau. Sau đó, người dùng trong cùng một nhóm được phục vụ bằng NOMA, trong khi các nhóm khác nhau được phục vụ bằng đa truy cập trực giao (Orthogonal Multiple Access: OMA), chẳng hạn như đa truy cập phân chia thời gian (Time Division Multiple Access: TDMA) hoặc đa truy cập phân chia tần số (Frequency Division Multiple Access: FDMA).

1.4.2. NOMA đường lên



Hình 1.6: Hệ thống NOMA đường lên hai người dùng.

Hình 1.6 miêu tả hệ thống NOMA đường lên với hai người dùng. Ký hiệu tín hiệu được truyền từ người dùng 1 và 2 lần lượt là s_1 và s_2. Tín hiệu nhận được tại BS có thể được biểu diễn như sau:

$$y = \sum_{k=1}^{2} \sqrt{P_k} h_k s_k + n, \tag{1.13}$$

trong đó P_k là công suất truyền của người dùng k. Tín hiệu người dùng s_k là đơn vị công suất, cụ thể $\mathrm{E}\left\{|s_k|^2\right\} = 1$, n là nhiễu AWGN, với trung bình bằng không và phương sai σ^2.

Trong NOMA đường lên, tất cả tín hiệu người dùng đều được giải mã tại BS, nơi quản lý toàn bộ thông tin. Do đó, thứ tự giải mã có thể linh hoạt. Hơn nữa, mỗi người dùng có ràng buộc công suất riêng và không có ràng buộc nào đối với giá trị so sánh của công suất phát. Tuy nhiên, xét về mặt thực tế của việc giải mã, BS ưu tiên giải mã tín hiệu người dùng nhận được mạnh nhất trước. Cường độ tín hiệu nhận được là tích của cường độ tín hiệu phát và độ lợi kênh. Cụ thể, khi hai người dùng phát với cùng công suất, người dùng có độ lợi kênh lớn hơn sẽ được giải mã trước. Điều này hoàn toàn ngược lại với đường xuống, trong đó tín hiệu của người dùng yếu hơn được giải mã trước. Để không mất tính tổng quát, chúng ta giả định rằng cường độ tín hiệu của người dùng 1 lớn hơn người dùng 2 tại BS. Khi đó, các tốc độ đạt được tại các người dùng được cho bởi:

$$R_1^{\mathrm{NOMA}} = \log_2\left(1 + \frac{P_1|h_1|^2}{P_2|h_2|^2 + \sigma^2}\right), \tag{1.14}$$

$$R_2^{\mathrm{NOMA}} = \log_2\left(1 + \frac{P_2|h_2|^2}{\sigma^2}\right), \tag{1.15}$$

Sau một số bước tính toán, tổng tốc độ được thể hiện như sau:

$$R_s^{\mathrm{NOMA}} = \log_2\left(1 + \frac{P_1|h_1|^2 + P_2|h_2|^2}{\sigma^2}\right). \tag{1.16}$$

Ta có thể nhận thấy rằng tổng tốc độ như trong (1.16) đạt được khi người dùng 2 được giải mã trước. Điều này cho thấy tốc độ tổng của NOMA đường lên không phụ thuộc vào thứ tự giải mã. Để so sánh giữa NOMA và OMA, có thể thấy rằng tổng tốc độ đạt được là như nhau nếu OMA áp dụng phân chia bậc tự do tối ưu. Trong trường hợp này, việc sử dụng NOMA không mang lại độ lợi hiệu năng. Tuy nhiên,

nó cung cấp một giải pháp thay thế để đáp ứng yêu cầu tốc độ riêng lẻ của các người dùng, điều mà OMA có thể không đáp ứng được trong một số trường hợp. Ngoài ra, phân chia bậc tự do tối ưu thường không đồng đều cho cả hai người dùng. Tuy nhiên, trên thực tế, phân chia bậc tự do bằng nhau được ưu tiên hơn [39]. Trong trường hợp này, NOMA vẫn vượt trội hơn OMA.

Tiếp theo, chúng ta xem xét hệ thống NOMA tổng quát với K người dùng. Giả sử rằng các tín hiệu người dùng nhận có chỉ số theo thứ tự giảm dần, tức là $P_1|h_1|^2 \geq ... \geq P_K|h_K|^2$. Theo đó, tốc độ đạt được của người dùng K được cho bởi:

$$R_k^{\text{NOMA}} = \log_2\left(1 + \frac{P_k|h_k|^2}{\sum_{i=k+1}^{K} P_i|h_i|^2 + \sigma^2}\right), \tag{1.17}$$

trong đó $\sum_{i=k+1}^{K} P_i|h_i|^2$ được giả sử bằng 0 với $i = K$.

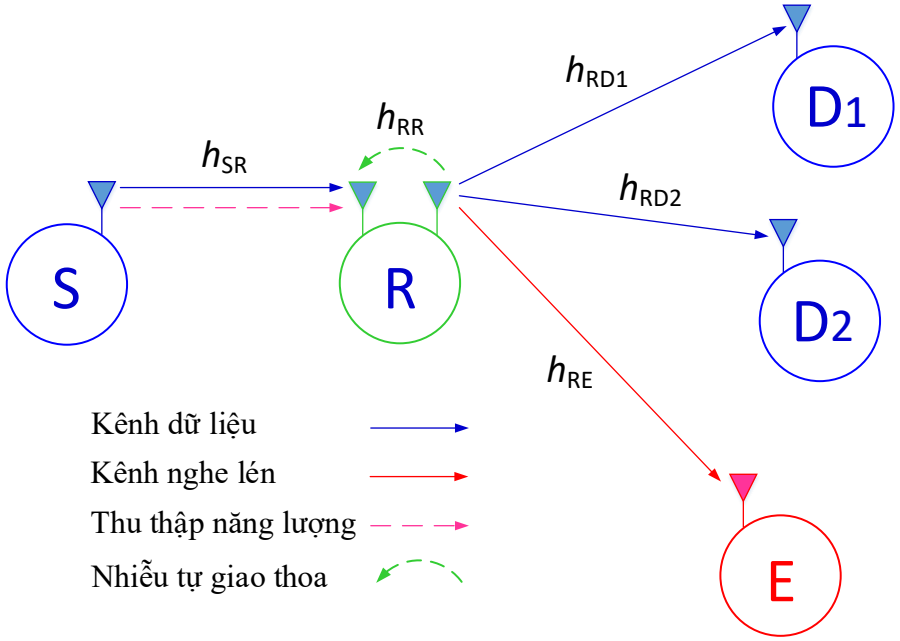
NOMA đường lên có thể hỗ trợ nhiều người dùng hơn NOMA đường xuống, vì BS thường được trang bị các khối tính toán mạnh mẽ hơn. Do đó, NOMA đường lên phù hợp hơn với truyền thông kiểu máy móc cỡ lớn.

1.5. Kết luận Chương 1

Chương 1 đã trình bày những khái niệm cơ bản về bảo mật thông tin lớp vật lý, hệ thống chuyển tiếp song công, công nghệ thu thập năng lượng sóng vô tuyến, kỹ thuật NOMA, có liên quan trực tiếp đến Đề án. Dựa vào những nội dung được đề cập ở trên, làm cơ sở để tác giả phân tích các vấn đề đặt ra ở Chương tiếp theo.

Chương 2: MÔ HÌNH HỆ THỐNG CHUYỂN TIẾP SONG CÔNG SWIPT SỬ DỤNG KỸ THUẬT NOMA

2.1. Mô hình hệ thống



Hình 2.1: Mô hình hệ thống chuyển tiếp FD dựa vào SWIPT NOMA [22].

Tác giả nghiên cứu mô hình hệ thống chuyển tiếp song công (FD) hai chặng sử dụng giao thức giải mã và chuyển tiếp (Decode-and-Forward: DF) dựa vào truyền thông tin và năng lượng đồng thời (SWIPT) NOMA, trong đó một nút nguồn (Source: S) truyền dữ liệu đến hai người dùng D_1 và D_2 (Destination), trong sự xuất hiện của một nút nghe lén thụ động (Eavesdropper: E) xuất hiện xung quanh D_1 và D_2, đang cố gắng thu chặn dữ liệu từ S đến D_1 và D_2, như được thể hiện trong Hình 2.1. Hơn nữa, giả sử không có đường truyền trực tiếp từ nút nguồn đến hai nút đích, trong đó D_1 là người dùng xa và D_2 là người dùng gần, do khoảng cách và vật cản. Vậy nên, quá trình truyền dữ liệu được sự hỗ trợ của một nút chuyển tiếp (Relay: R) và giả sử rằng E chỉ nghe lén được dữ liệu ở chặng thứ hai. Bên cạnh đó các nút S, D_1 và D_2, E được trang bị một ăng-ten, hoạt động ở chế độ bán song công (HD), trong khi R có hai ăng-ten và hoạt động ở chế độ FD. Hơn nữa, R có thể thu thập năng lượng từ một phần của tín hiệu nguồn để kéo dài thời gian hoạt động của pin, sử dụng phương pháp

phân chia công suất (PS). Cụ thể, khoảng công suất θP_{S} được sử dụng cho thu thập năng lượng, trong đó $0 \le \theta \le 1$ là hệ số phân chia công suất. Phần công suất còn lại $(1-\theta)P_{\mathrm{S}}$ được sử dụng cho giải mã thông tin (ID).

2.2. Mô hình kênh truyền

Giả sử rằng kênh truyền giữa hai người dùng là kênh pha đinh Rayleigh khối phẳng, với độ lợi kênh truyền là hằng số trong một khối và thay đổi độc lập giữa các khối khác nhau. Hơn nữa, hệ số kênh truyền giữa nút X và nút Y được thể hiện là h_{XY}, với $\mathrm{XY} \in \{\mathrm{SR}, \mathrm{RD}_1, \mathrm{RD}_2, \mathrm{RE}, \mathrm{RR}\}$. Ngoài ra, bình phương biên độ của các độ lợi kênh truyền: $\gamma_{\mathrm{SR}} = |h_{\mathrm{SR}}|^2$, $\gamma_{\mathrm{RR}} = |h_{\mathrm{RR}}|^2$, $\gamma_{\mathrm{RD}_1} = |h_{\mathrm{RD}_1}|^2$, $\gamma_{\mathrm{RD}_2} = |h_{\mathrm{RD}_2}|^2$, $\gamma_{\mathrm{RE}} = |h_{\mathrm{RE}}|^2$, là các biến ngẫu nhiên có phân bố hàm mũ với các tham số đặc trưng kênh truyền lần lượt như sau: $\lambda_{\mathrm{XY}} = 1/\mathrm{E}\{\gamma_{\mathrm{XY}}\}$ và $\mathrm{E}\{.\}$ là kỳ vọng thống kê. Ta có hàm phân bố tích lũy (Cumulative Distribution Function: CDF) và hàm mật độ xác suất (Probability Density Function: PDF) của biến ngẫu nhiên Z được viết ra như sau:

$$F_Z(z) = 1 - \exp(-\lambda z), f_Z(z) = \lambda \exp(-\lambda z), \tag{2.1}$$

với $Z \in \{\gamma_{\mathrm{SR}}, \gamma_{\mathrm{RR}}, \gamma_{\mathrm{RD}_i}, \gamma_{\mathrm{RE}}\}$ và $\lambda \in \{\lambda_{\mathrm{SR}}, \lambda_{\mathrm{RR}}, \lambda_{\mathrm{RD}_i}, \lambda_{\mathrm{RE}}\}$.

Chúng ta định nghĩa $\lambda_{\mathrm{X,Y}}$ là tham số suy hao đường truyền phạm vi rộng (large-scale) từ nút $\mathrm{X} \in \{\mathrm{S}, \mathrm{R}\}$ đến nút $\mathrm{Y} \in \{\mathrm{R}, \mathrm{D}_i, \mathrm{E}\}$, $i \in \{1,2\}$ như sau:

$$\lambda_{\mathrm{X,Y}} = \left(d_{\mathrm{X,Y}}\right)^{\beta}, \tag{2.2}$$

trong đó $d_{\mathrm{X,Y}}$ là khoảng cách giữa hai nút X và Y, β là hệ số suy hao đường truyền có giá trị trong khoảng 2 đến 6.

Tín hiệu nhận được tại R được thể hiện là:

$$y_{\mathrm{R}} = \sqrt{(1-\theta)}\sqrt{P_{\mathrm{S}}}h_{\mathrm{SR}}\left(\sqrt{a_1}x_1 + \sqrt{a_2}x_2\right) + \sqrt{P_{\mathrm{R}}}h_{\mathrm{RR}}x_{\mathrm{R}} + n_{\mathrm{R}}, \tag{2.3}$$

trong đó, $\sqrt{a_1}x_1 + \sqrt{a_2}x_2$ là tín hiệu phát xếp chồng tại S đến hai người dùng D_1 và D_2, $a_1 > a_2$, $a_1 + a_2 = 1$ là hệ số phân bổ công suất cho D_1 và D_2, tương ứng. Do đó, suy hao đường truyền lớn hơn được gán cho người dùng xa (D_1) phân bổ mức công suất

lớn hơn (a_1) và suy hao đường truyền nhỏ hơn được gán cho người dùng gần (D_2), phân bổ mức công suất nhỏ hơn (a_2), x_R là nhiễu tự giao thoa (Self-Interference: SI) tại R khi R hoạt động ở chế độ FD, h_{SR} là hệ số kênh truyền giữa S và D, h_{RR} là kênh nhiễu lặp (loop-back interference), n_R là nhiễu Gauss trắng cộng (Additive White Gaussian Noise: AWGN), với trung bình bằng 0 và phương sai N_0.

Năng lượng thu thập tại R được tính là:

$$E_R = \eta\theta T P_S |h_{SR}|^2, \tag{2.4}$$

trong đó P_S là công suất phát của S, T là tổng thời gian truyền dẫn, $0 \le \eta \le 1$ là hiệu suất chuyển đổi năng lượng và θ là tỉ số phân chia công suất.

Áp dụng phương pháp PS, công suất phát trung bình tại R được cho bởi:

$$P_R = \frac{E_R}{T} = \eta\theta P_S |h_{SR}|^2, \tag{2.5}$$

Dựa vào nguyên lý khử nhiễu nối tiếp (Successive Interference Cancellation: SIC), trước tiên R giải mã tín hiệu x_1 trong khi xem x_2 là nhiễu nền (background noise). Sau đó loại bỏ tín hiệu x_1 từ tín hiệu nhận được và giải mã tín hiệu x_2. Do R thực hiện chế độ chuyển tiếp FD, nên tỉ số tín hiệu trên nhiễu và giao thoa (Signal-to-Interference-plus-Noise-Ratio: SINR) của tín hiệu x_1 và x_2 tại R được thể hiện như sau:

$$\begin{aligned}\Psi_R^{x_1} &= \frac{(1-\theta) P_S |h_{SR}|^2 a_1}{(1-\theta) P_S |h_{SR}|^2 a_2 + P_R |h_{RR}|^2 + N_0} \\ &= \frac{(1-\theta) P_S |h_{SR}|^2 a_1}{(1-\theta) P_S |h_{SR}|^2 a_2 + \eta\theta P_S |h_{SR}|^2 |h_{RR}|^2 + N_0} \\ &\approx \frac{(1-\theta) a_1}{(1-\theta) a_2 + \eta\theta |h_{RR}|^2}.\end{aligned} \tag{2.6}$$

$$\Psi_R^{x_2} = \frac{(1-\theta) P_S |h_{SR}|^2 a_2}{P_R |h_{RR}|^2 + N_0} = \frac{(1-\theta) P_S |h_{SR}|^2 a_2}{\eta\theta P_S |h_{SR}|^2 |h_{RR}|^2 + N_0} \approx \frac{(1-\theta) a_2}{\eta\theta |h_{RR}|^2}. \tag{2.7}$$

Sau khi giải mã thông tin từ nút nguồn, R mã hóa lại và chuyển tiếp thông tin này đến hai nút đích. Tín hiệu nhận được tại hai nút đích được cho như sau:

$$y_{\mathrm{D}_i} = \sqrt{P_{\mathrm{R}}} h_{\mathrm{RD}_i} \left(\sqrt{a_1} x_1 + \sqrt{a_2} x_2 \right) + n_{\mathrm{D}_i},\ i \in \{1,2\}. \tag{2.8}$$

trong đó n_{D_i} là AWGN, với trung bình bằng 0 và phương sai N_0 của nút đích thứ *i*.

Ta có SINR tại D_1 là:

$$\begin{aligned} \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1} &= \frac{a_1 P_{\mathrm{R}} \left| h_{\mathrm{RD}_1} \right|^2}{a_2 P_{\mathrm{R}} \left| h_{\mathrm{RD}_1} \right|^2 + N_0} = \frac{a_1 \eta \theta P_{\mathrm{S}} \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RD}_1} \right|^2}{a_2 \eta \theta P_{\mathrm{S}} \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RD}_1} \right|^2 + N_0} \\ &= \frac{a_1 \eta \theta \Delta \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RD}_1} \right|^2}{a_2 \eta \theta \Delta \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RD}_1} \right|^2 + 1}, \end{aligned} \tag{2.9}$$

với $\Delta = P_{\mathrm{S}} / N_0$ là SNR phát.

Tiếp theo, ta có SNR tại D_2 là:

$$\begin{aligned} \Psi_{\mathrm{D}_2}^{x_2} &= \frac{a_2 P_{\mathrm{R}} \left| h_{\mathrm{RD}_2} \right|^2}{N_0} = \frac{a_2 \eta \theta P_{\mathrm{S}} \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RD}_2} \right|^2}{N_0} \\ &= a_2 \eta \theta \Delta \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RD}_2} \right|^2. \end{aligned} \tag{2.10}$$

Sử dụng giao thức DF, ta có SNR tổng của hệ thống là:

$$\Psi_{\mathrm{D}_{e2e}} = \min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_i},\ \Psi_{\mathrm{D}i}^{x_i} \right),\ i \in \{1,\ 2\}. \tag{2.11}$$

Tốc độ dữ liệu tức thời tại D_1 và D_2 là:

$$\begin{aligned} C_{\mathrm{D}_1} &= \log_2 \left[1 + \min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1},\ \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1} \right) \right], \\ C_{\mathrm{D}_2} &= \log_2 \left[1 + \min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_2},\ \Psi_{\mathrm{D}_2}^{x_2} \right) \right]. \end{aligned} \tag{2.12}$$

Tín hiệu nhận được tại hai nút E được cho bởi

$$y_{\mathrm{E}} = \sqrt{P_{\mathrm{R}}} h_{\mathrm{RE}} \left(\sqrt{a_1} x_1 + \sqrt{a_2} x_2 \right) + n_{\mathrm{E}}, \tag{2.13}$$

trong đó, h_{RE} là hệ số kênh truyền giữa R và E, n_{E} là nhiễu Gauss trắng cộng, trung bình bằng 0 và phương sai N_0.

Hơn nữa, tác giả xem xét trường hợp xấu nhất: Kẻ nghe lén có thể dễ dàng phát hiện x_1 (hoặc x_2) mà không xem x_2 (hoặc x_1) là nhiễu. Do đó, SNR tại nút nghe lén được thể hiện là:

$$\Psi_{\mathrm{E}}^{x_1}=\frac{a_1P_{\mathrm{R}}\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2}{N_0}=\frac{a_1\eta\theta P_{\mathrm{S}}\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2}{N_0}=a_1\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2, \tag{2.14}$$

$$\Psi_{\mathrm{E}}^{x_2}=\frac{a_2P_{\mathrm{R}}\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2}{N_0}=\frac{a_2\eta\theta P_{\mathrm{S}}\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2}{N_0}=a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2. \tag{2.15}$$

Tốc độ dữ liệu tức thời của tín hiệu x_1 và x_2 tại E là:

$$C_{\mathrm{E}}^{x_1}=\log_2\left(1+\Psi_{\mathrm{E}}^{x_1}\right),\ C_{\mathrm{E}}^{x_2}=\log_2\left(1+\Psi_{\mathrm{E}}^{x_2}\right). \tag{2.16}$$

2.3. Phân tích độ tin cậy và hiệu năng bảo mật của hệ thống

Trong phần này, tác giả phân tích xác suất dừng (Outage Probability: OP) và khả năng giải mã thành công tín hiệu của nút nghe lén (Intercept Probability: IP). Xác suất dừng được định nghĩa là xác suất mà D không thể khôi phục được dữ liệu gốc, do SNR thấp hơn một ngưỡng xác định trước, γ_{th}. Ngược lại, xác suất thu chặn được định nghĩa là xác suất mà E có thể khôi phục được dữ liệu gốc, do SNR lớn hơn hoặc bằng một ngưỡng xác định trước, γ_{th}. Biểu diễn về mặt toán học ta có:

2.3.1. Xác suất dừng hệ thống tại D_1 và D_2

Ta có, xác suất dừng của hệ thống tại D_1 là:

$$\begin{aligned}\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}&=\Pr\left(C_{\mathrm{D}_1}<C_{\mathrm{th}}\right)=\Pr\left(\log_2\left[1+\min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1},\ \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1}\right)\right]<C_{\mathrm{th}}\right)\\&=\Pr\left[\min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1},\ \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1}\right)<2^{C_{\mathrm{th}}}-1\right].\end{aligned} \tag{2.17}$$

Đặt $\gamma_{\mathrm{th}}=2^{C_{\mathrm{th}}}-1,$ ta viết lại $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}$ như sau:

$$\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}=\Pr\left\{\min\left(\frac{(1-\theta)a_1}{(1-\theta)a_2+\eta\theta\left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2},\ \frac{a_1\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2}{a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2+1}\right)<\gamma_{\mathrm{th}}\right\}$$

$$=1-\left[\underbrace{\Pr\left(\frac{(1-\theta)a_1}{(1-\theta)a_2+\eta\theta\left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2}\geq\gamma_{\mathrm{th}}\right)}_{I_1}\times\underbrace{\Pr\left(\frac{a_1\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2}{a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2+1}\geq\gamma_{\mathrm{th}}\right)}_{I_2}\right]. \tag{2.18}$$

Đặt $X=\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2,\ Y=\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2,\ Z=\left|h_{\mathrm{RD}_2}\right|^2,\ T=\left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2,\ U=\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2.$

Để tính $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}$, trước tiên ta tính tích phân I_1 như sau:

$$I_1 = \Pr\left(\frac{(1-\theta)a_1}{(1-\theta)a_2 + \eta\theta\left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2} \geq \gamma_{\mathrm{th}}\right) = 1 - \Pr\left(\frac{(1-\theta)a_1}{(1-\theta)a_2 + \eta\theta T} < \gamma_{\mathrm{th}}\right)$$

$$= 1 - \Pr\left[(1-\theta)a_1 < (1-\theta)a_2\gamma_{\mathrm{th}} + \eta\theta T\gamma_{\mathrm{th}}\right]$$

$$= 1 - \Pr\left[(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}}) < \eta\theta T\gamma_{\mathrm{th}}\right]$$

$$= 1 - \Pr\left[\frac{(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}} < T\right]$$

$$= 1 - \left\{1 - \Pr\left[T < \frac{(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right]\right\}$$

$$= \Pr\left[T < \frac{(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right] = F_T\left(\frac{(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right)$$

$$= 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{RR}}(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right). \quad (2.19)$$

Ta viết lại tích phân I_1 như sau:

$$I_1 = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{RR}}(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right). \quad (2.20)$$

Kế tiếp, tích phân I_2 được tính như sau:

$$I_2 = \Pr\left(\frac{a_1\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2}{a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_1}\right|^2 + 1} \geq \gamma_{\mathrm{th}}\right) = 1 - \Pr\left(\frac{a_1\eta\theta\Delta XY}{a_2\eta\theta\Delta XY + 1} < \gamma_{\mathrm{th}}\right)$$

$$= 1 - \Pr\left(a_1\eta\theta\Delta XY < a_2\eta\theta\Delta XY\gamma_{\mathrm{th}} + \gamma_{\mathrm{th}}\right)$$

$$= 1 - \Pr\left[(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})\eta\theta\Delta XY < \gamma_{\mathrm{th}}\right]. \quad (2.21)$$

Từ (2.21), chúng ta nhận thấy rằng, nếu $(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}}) \leq 0$ thì $\Pr\left[(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}})\eta\theta\Delta XY < \gamma_{\mathrm{th}}\right]$ luôn luôn bằng 1, nên $I_2 = 0$ và do đó $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1} = 1$. Vậy nên, để $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1} < 1$, thì $(a_1 - a_2\gamma_{\mathrm{th}}) > 0$, nên $a_1 > a_2\gamma_{\mathrm{th}}$, do đó $\gamma_{\mathrm{th}} < a_1/a_2$.

Do đó, ta viết lại I_2 như sau:

$$I_2 = 1 - \Pr\left[X < \frac{\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta Y} \right]$$

$$= 1 - \int_0^\infty F_X\left(\frac{\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta x} \right) f_Y(x)\, dx$$

$$= 1 - \int_0^\infty \left[1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\text{SR}}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta x} \right) \right] \times \lambda_{\text{RD}_1} \exp\left(-\lambda_{\text{RD}_1} x\right) dx. \quad (2.22)$$

Áp dụng tính chất $\int_0^\infty \exp(-ax)\, dx = \frac{1}{a}$ và công thức (3.324.1) trong [40], ta có:

$$\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\beta}{4x} - \gamma x \right) dx = \sqrt{\frac{\beta}{\gamma}} K_1\left(\sqrt{\beta\gamma} \right). \quad (2.23)$$

Tích phân trong (2.22) được viết lại như sau:

$$I_2 = 1 - \left[1 - \lambda_{\text{RD}_1} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda_{\text{SR}}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta x} \right) \times \exp\left(-\lambda_{\text{RD}_1} x\right) dx \right]$$

$$= \lambda_{\text{RD}_1} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{4\lambda_{\text{SR}}\gamma_{\text{th}}}{4(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta x} - \lambda_{\text{RD}_1} x \right) dx$$

$$= \lambda_{\text{RD}_1} \sqrt{\frac{4\lambda_{\text{SR}}\gamma_{\text{th}}}{\lambda_{\text{RD}_1}(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta}} K_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda_{\text{SR}}\lambda_{\text{RD}_1}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta}} \right)$$

$$= 2\sqrt{\frac{\lambda_{\text{RD}_1}\lambda_{\text{SR}}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\lambda_{\text{SR}}\lambda_{\text{RD}_1}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta}} \right), \quad (2.24)$$

trong đó $K_1(.)$ là hàm Bessel sửa đổi bậc 1 loại 2.

Kết hợp (2.20) và (2.24) với (2.18), ta có:

$$\text{OP}_{\text{D}_1} = 1 - I_1 \times I_2 = 1 - \left\{ \begin{array}{l} \left[1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\text{RR}}(1-\theta)(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})}{\eta\theta\gamma_{\text{th}}} \right) \right] \\ \times 2\sqrt{\frac{\lambda_{\text{RD}_1}\lambda_{\text{SR}}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\lambda_{\text{SR}}\lambda_{\text{RD}_1}\gamma_{\text{th}}}{(a_1 - a_2\gamma_{\text{th}})\eta\theta\Delta}} \right) \end{array} \right\}. \quad (2.25)$$

Tiếp theo, xác suất dừng của hệ thống tại D_2 là:

$$\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2} = \Pr\left(C_{\mathrm{D}_2} < C_{\mathrm{th}}\right) = \Pr\left\{\log_2\left[1+\min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_2},\ \Psi_{\mathrm{D}_2}^{x_2}\right)\right] < C_{\mathrm{th}}\right\}$$

$$= \Pr\left[\min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_2},\ \Psi_{\mathrm{D}_2}^{x_2}\right) < 2^{C_{\mathrm{th}}} - 1\right]. \tag{2.26}$$

Đặt $\gamma_{\mathrm{th}} = 2^{C_{\mathrm{th}}} - 1,$ ta viết lại $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ như sau:

$$\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2} = \Pr\left\{\min\left(\frac{(1-\theta)a_2}{\eta\theta\left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2},\ a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RD}_2}\right|^2\right) < \gamma_{\mathrm{th}}\right\}$$

$$= 1 - \Pr\left[\frac{(1-\theta)a_2}{\eta\theta T} \geq \gamma_{\mathrm{th}}\right] \times \Pr\left[a_2\eta\theta\Delta XZ \geq \gamma_{\mathrm{th}}\right]$$

$$= 1 - \Pr\left[T < \frac{(1-\theta)a_2}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right] \times \Pr\left[a_2\eta\theta\Delta XZ \geq \gamma_{\mathrm{th}}\right]$$

$$= 1 - F_T\left(\frac{(1-\theta)a_2}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right) \times \left\{1 - \Pr\left[a_2\eta\theta\Delta XZ < \gamma_{\mathrm{th}}\right]\right\}$$

$$= 1 - \underbrace{F_T\left(\frac{(1-\theta)a_2}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right)}_{J_1} \times \underbrace{\left\{1 - \Pr\left[X < \frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta Z}\right]\right\}}_{J_2}. \tag{2.27}$$

Để tính $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$, trước tiên ta tính J_1 và J_2 như sau:

$$J_1 = F_T\left(\frac{(1-\theta)a_2}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{RR}}(1-\theta)a_2}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}}\right). \tag{2.28}$$

$$J_2 = 1 - \Pr\left[X < \frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta Z}\right] = 1 - \int_0^\infty F_X\left(\frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta x}\right) \times f_Z(x)\,dx$$

$$= 1 - \int_0^\infty \left[1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta x}\right)\right] \times \lambda_{\mathrm{RD}_2}\exp\left(-\lambda_{\mathrm{RD}_2}x\right)dx$$

$$= 1 - \left[\lambda_{\mathrm{RD}_2}\int_0^\infty \exp\left(-\lambda_{\mathrm{RD}_2}x\right)dx - \lambda_{\mathrm{RD}_2}\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta x} - \lambda_{\mathrm{RD}_2}x\right)dx\right]$$

$$= 1 - \left[1 - \lambda_{\mathrm{RD}_2}\int_0^\infty \exp\left(-\frac{4\lambda_{\mathrm{SR}}\gamma_{\mathrm{th}}}{4a_2\eta\theta\Delta x} - \lambda_{\mathrm{RD}_2}x\right)dx\right]$$

$$= \lambda_{\mathrm{RD}_2} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{4\lambda_{\mathrm{SR}}\gamma_{\mathrm{th}}}{4a_2\eta\theta\Delta x} - \lambda_{\mathrm{RD}_2} x \right) dx$$

$$= 2\sqrt{\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RD}_2}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta}} K_1\left(2\sqrt{\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RD}_2}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta}} \right). \tag{2.29}$$

Kết hợp (2.28) và (2.29) với (2.27), ta có:

$$\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2} = 1 - J_1 \times J_2 = 1 - \left\{ \begin{array}{l} \left[1 - \exp\left(-\dfrac{\lambda_{\mathrm{RR}}(1-\theta)a_2}{\eta\theta\gamma_{\mathrm{th}}} \right) \right] \\ \times 2\sqrt{\dfrac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RD}_2}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta}} K_1\left(2\sqrt{\dfrac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RD}_2}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta}} \right) \end{array} \right\}. \tag{2.30}$$

2.3.2. Xác suất thu chặn tại E

Hệ thống xem xét trường hợp xấu nhất: Nút nghe lén có thể dễ dàng phát hiện x_1 (hoặc x_2) mà không xem x_2 (hoặc x_1) là nhiễu nền. Hệ thống được xem xét sẽ bị nghe lén nếu E có thể giải mã thành công x_1 (hoặc x_2) từ R. Về mặt toán học, IP của x_1 và x_2 được tính như sau:

Ta có, xác suất thu chặn của E đối với tín hiệu x_1 là:

$$\mathrm{IP}^{x_1} = \Pr\left(C_{\mathrm{E}}^{x_1} \geq C_{\mathrm{th}} \right) = \Pr\left[\log_2\left(1 + \Psi_{\mathrm{E}}^{x_1} \right) \geq C_{\mathrm{th}} \right]$$

$$= \Pr\left[\Psi_{\mathrm{E}}^{x_1} \geq 2^{C_{\mathrm{th}}} - 1 \right] = 1 - \Pr\left[a_1\eta\theta\Delta \left| h_{\mathrm{SR}} \right|^2 \left| h_{\mathrm{RE}} \right|^2 < 2^{C_{\mathrm{th}}} - 1 \right]. \tag{2.31}$$

Đặt $\gamma_{\mathrm{th}} = 2^{C_{\mathrm{th}}} - 1,$ ta viết lại IP^{x_1} như sau:

$$\mathrm{IP}^{x_1} = 1 - \Pr\left[a_1\eta\theta\Delta XU < \gamma_{\mathrm{th}} \right]$$

$$= 1 - \Pr\left(U < \frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta X} \right) = 1 - \int_0^{\infty} F_U\left(\frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta x} \right) f_X(x)\, dx. \tag{2.32}$$

Thay hàm CDF và PDF trong (2.1) vào (2.32), ta có:

$$\mathrm{IP}^{x_1} = 1 - \int_0^{\infty} \left[1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta x} \right) \right] \lambda_{\mathrm{SR}} \exp\left(-\lambda_{\mathrm{SR}} x \right) dx$$

$$= 1 - \left[\int_0^{\infty} \lambda_{\mathrm{SR}} \exp\left(-\lambda_{\mathrm{SR}} x \right) dx - \lambda_{\mathrm{SR}} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta x} - \lambda_{\mathrm{SR}} x \right) dx \right]. \tag{2.33}$$

Áp dụng tính chất $\int_0^\infty \exp(-ax)dx = \frac{1}{a}$ và công thức (3.324.1) trong [40], ta có:

$$\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\beta}{4x}-\gamma x\right)dx = \sqrt{\frac{\beta}{\gamma}}K_1\left(\sqrt{\beta\gamma}\right). \tag{2.34}$$

Do đó, tích phân trong (2.33) được tính như sau:

$$\begin{aligned}\mathrm{IP}^{x_1} &= 1-\left[1-\lambda_{\mathrm{SR}}\int_0^\infty \exp\left(-\frac{4\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{4a_1\eta\theta\Delta x}-\lambda_{\mathrm{SR}}x\right)dx\right]\\ &= 1-\left[1-\lambda_{\mathrm{SR}}\sqrt{\frac{4\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{\lambda_{\mathrm{SR}}a_1\eta\theta\Delta}}K_1\left(\sqrt{\frac{4\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta}}\right)\right]\\ &= 2\sqrt{\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta}}K_1\left(2\sqrt{\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_1\eta\theta\Delta}}\right),\end{aligned} \tag{2.35}$$

trong đó $K_1(.)$ là hàm Bessel sửa đổi bậc 1 loại 2.

Tương tự, ta có xác suất thu chặn của E đối với tín hiệu x_2 được tính bởi:

$$\begin{aligned}\mathrm{IP}^{x_2} &= \Pr\left(C_{\mathrm{E}}^{x_2} \ge C_{\mathrm{th}}\right) = \Pr\left[\log_2\left(1+\Psi_{\mathrm{E}}^{x_2}\right) \ge C_{\mathrm{th}}\right]\\ &= \Pr\left[\Psi_{\mathrm{E}}^{x_2} \ge 2^{C_{\mathrm{th}}}-1\right] = 1-\Pr\left[a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2 < \gamma_{\mathrm{th}}\right].\end{aligned} \tag{2.36}$$

Ta viết lại biểu thức IP^{x_2} như sau:

$$\begin{aligned}\mathrm{IP}^{x_2} &= 1-\Pr\left[a_2\eta\theta\Delta XU < \gamma_{\mathrm{th}}\right]\\ &= 1-\Pr\left(U < \frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta X}\right) = 1-\int_0^\infty F_U\left(\frac{\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta x}\right)f_X(x)dx\\ &= 1-\int_0^\infty\left[1-\exp\left(-\frac{\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta x}\right)\right]\lambda_{\mathrm{SR}}\exp\left(-\lambda_{\mathrm{SR}}x\right)dx.\end{aligned} \tag{2.37}$$

Với cùng phương pháp tính tương tự IP^{x_1}, chúng ta có tích phân trong (2.37) được đưa ra như sau:

$$\mathrm{IP}^{x_2} = 2\sqrt{\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta}}K_1\left(2\sqrt{\frac{\lambda_{\mathrm{SR}}\lambda_{\mathrm{RE}}\gamma_{\mathrm{th}}}{a_2\eta\theta\Delta}}\right). \tag{2.38}$$

2.4. Kết luận Chương 2

Chương 2 đã trình bày những mô hình hệ thống chuyển tiếp FD dựa vào SWIPT NOMA. So với giao thức bán song công, có một số yếu tố ảnh hưởng đến khả năng bảo mật của chuyển tiếp song công. Thứ nhất, giao thức song công không có hệ số "1/2" trong cả dung lượng kênh dữ liệu và dung lượng kênh nghe lén. Điều này tương đương với việc giảm một nửa tốc độ bảo mật mục tiêu, dẫn đến khả năng bảo mật cao hơn theo định nghĩa về khả năng bảo mật. Điều này ngụ ý rằng, ngoại trừ hệ số "1/2", khả năng nghe lén của hệ thống FD nhỏ hơn hệ thống HD, trừ khi độ lợi kênh nghe lén R → E bằng 0. Bởi vì trong phương pháp FD, việc truyền đồng thời từ S và R gây nhiễu cho từng kênh tại bên nghe lén. Yếu tố thứ hai là quá trình truyền đồng thời của nút nguồn và nút chuyển tiếp trong truyền song công. Từ kết quả phân tích, chúng ta thấy rằng việc truyền đồng thời trong sơ đồ FD giúp cải thiện dung lượng bảo mật, nhưng sự ảnh hưởng bị hạn chế. Ảnh hưởng lớn nhất xảy ra khi các kênh nghe lén có cùng độ lợi, dẫn đến giảm tốc độ mục tiêu. Ảnh hưởng nhỏ nhất áp dụng khi dung lượng kênh nghe lén bằng 0. Yếu tố thứ ba ảnh hưởng đến hiệu năng bảo mật là hiện tượng nhiễu tự giao thoa tại nút chuyển tiếp khi truyền dẫn FD. Hiện tượng SI làm giảm dung lượng kênh khi S → R, làm giảm khả năng bảo mật của phương pháp song công. Tóm lại, đối với hệ thống FD, yếu tố thứ nhất và thứ hai cải thiện hiệu năng bảo mật, còn yếu tố thứ ba làm giảm hiệu năng bảo mật. Do yếu tố thứ hai (truyền đồng thời) không ảnh hưởng đáng kể đến hiệu quả bảo mật, nên lợi thế về hiệu năng bảo mật của hệ thống song công so với hệ thống bán song công chủ yếu đến từ hệ số "1/2" về dung lượng, nếu hiện tượng nhiễu tự giao thoa có thể được triệt tiêu một cách hiệu quả như trong nhiều hệ thống. Hơn nữa trong Chương 2, tác giả đã đưa ra các biểu thức của tỉ số tín hiệu trên nhiễu cho mô hình được khảo sát và đưa ra biểu thức dạng chính xác của độ tin cậy (OP) và hiệu năng bảo mật (IP) trong hệ thống xem xét. Trong chương tiếp theo, các kết quả mô phỏng Monte-Carlo được tiến hành và phân tích để kiểm chứng và so sánh kết quả với lý thuyết đã phân tích.

Chương 3: MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

3.1. Tham số mô phỏng

Trong Chương này, tác giả thực hiện các mô phỏng Monte-Carlo sử dụng phần mềm Matlab cho mô hình nghiên cứu để kiểm chứng các phân tích lý thuyết được trình bày Chương 2. Môi trường mô phỏng là không gian hệ trục tọa độ hai chiều Oxy. Với nút nguồn (S) được đặt ở gốc toạ độ (0, 0), khoảng cách từ S đến R là d_{SR}, khoảng cách từ R đến các nút D_1, D_2 là $d_{\mathrm{RD_1}}$ và $d_{\mathrm{RD_2}}$, khoảng cách từ R đến E là d_{RE}, tương ứng. Do đó các tham số đặc trưng của kênh truyền sẽ lần lượt là $\lambda_{\mathrm{SR}} = \left(d_{\mathrm{SR}}\right)^{\beta}$, $\lambda_{\mathrm{RD_1}} = \left(d_{\mathrm{RD_1}}\right)^{\beta}$, $\lambda_{\mathrm{RD_2}} = \left(d_{\mathrm{RD_2}}\right)^{\beta}$, $\lambda_{\mathrm{RE}} = \left(d_{\mathrm{RE}}\right)^{\beta}$, trong đó β là hệ số suy hao đường truyền có giá trị từ 2 đến 6 [41]. Trong tất cả các mô phỏng, tổng thời gian truyền từ nguồn đến đích bằng 1 $\left(\mathrm{T}=1\right)$ và số phép thử được thực hiện là $5*10^5$.

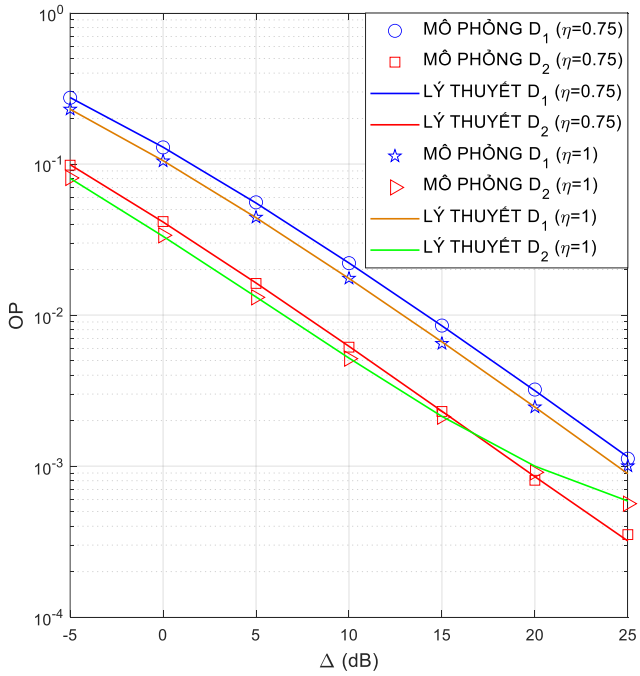
Bảng 3.1. Các tham số mô phỏng của hệ thống

Tham số	Ký hiệu	Giá trị sử dụng	Ghi chú
SNR phát tại nguồn	Δ	(0 ÷ 30) dB	$\Delta = 10\log_{10}\left(\frac{P_S}{\sigma^2}\right)$
Phương sai nhiễu AWGN	σ^2	1	Chuẩn hóa
Hệ số phân chia công suất	θ	0.1 ÷ 0.9	Thu thập năng lượng
Hiệu suất chuyển đổi năng lượng	η	0.6 ÷ 0.9	Đặc tính EH
Hệ số suy hao đường truyền	β	3	Suy hao hàm mũ
Hệ số suy hao kênh	β_{SR}	1	Chuẩn hóa
Hệ số suy hao kênh	β_{RD_1}	0.7 ÷ 0.8	D_1
Hệ số suy hao kênh	β_{RD_2}	0.2 ÷ 0.3	D_2
Hệ số suy hao kênh	β_{RE}	1	E

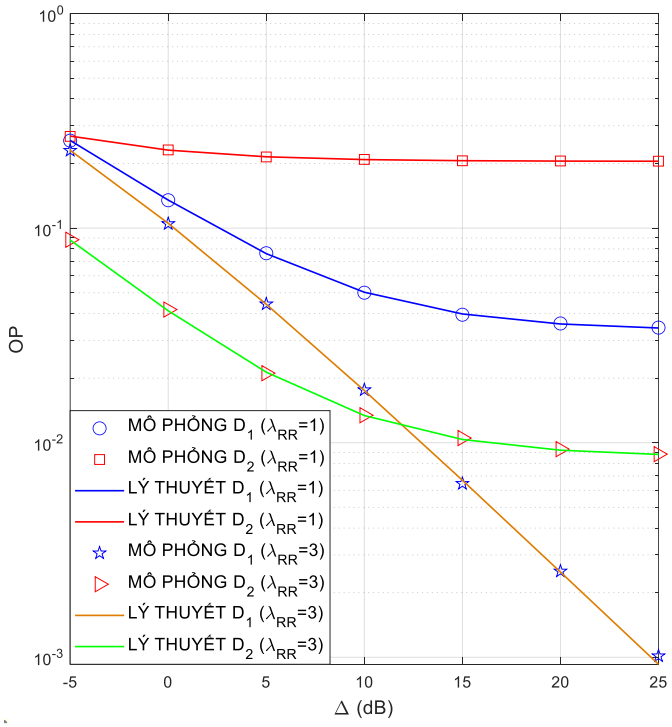
Tham số	Ký hiệu	Giá trị sử dụng	Ghi chú
Hệ số phân bổ công suất NOMA	a_1	$0.6 \div 0.7$	Cho D_1
Hệ số phân bổ công suất NOMA	a_2	$0.3 \div 0.4$	Cho D_2
Ngưỡng tốc độ dữ liệu	C_{th}	$0.25 \div 0.5$	QoS
Ngưỡng SINR	γ_{th}	$2^{C_{th}} - 1$	Suy ra từ C_{th}
Tham số đặc trưng nhiễu tự giao thoa tại R	λ_{RR}	$1 \div 3$	Khử SI tại R
Mô hình kênh	-	Rayleigh	Pha đinh khối phẳng
Giao thức chuyển tiếp	DF	-	Decode-and-Forward
Chế độ chuyển tiếp	FD	-	Có SI
Phương pháp mô phỏng	-	Monte Carlo	5×10^5

3.2. Đánh giá kết quả và thảo luận

Hình 3.1 trình bày OP là hàm của Δ (dB) và thay đổi hiệu suất chuyển đổi năng lượng, cụ thể $\eta = 0.75,\ \eta = 1$. Các tham số khác được thiết lập như sau: $d_{\mathrm{SR}} = 0.5$, $d_{\mathrm{RD_1}} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD_2}} = 0.35,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \lambda_{\mathrm{RR}} = 5,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$. Như ta có thể quan sát từ hình vẽ này, khi SNR tăng thì OP giảm và khi tăng η, có nghĩa rằng hiệu suất chuyển đổi năng lượng cao hơn thì độ tin cậy hệ thống tốt hơn (OP thấp hơn). Hơn nữa, tác giả thực hiện phân bổ hệ số công suất cố định cho các người dùng, cụ thể người dùng xa (D_1) là $\left(a_1 = 0.7\right)$ so với người dùng gần (D_2) là $\left(a_2 = 0.3\right)$, ta nhận thấy rằng OP tại D_1 lớn hơn OP tại D_2. Tuy nhiên, ta có thể dự đoán rằng nếu tiếp tục tăng hệ số công suất a_1 cho D_1 thì OP tại D_1 sẽ giảm, nhưng OP tại D_2 sẽ tăng lên. Vậy nên, tùy thuộc vào yêu cầu chất lượng dịch vụ tại D_1 và D_2 mà chúng ta lựa chọn hệ số phân bổ công suất phù hợp cho các tín hiệu x_1 và x_2.



Hình 3.1: OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \lambda_{\mathrm{RR}} = 5,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$



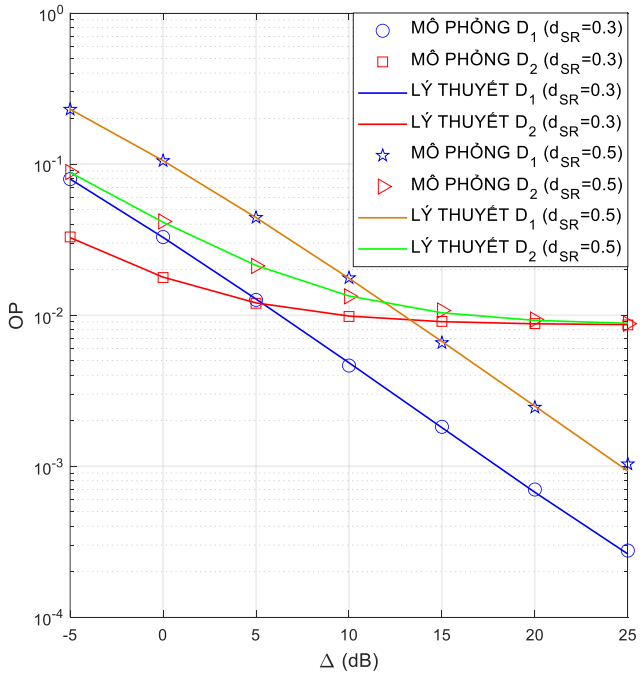
Hình 3.2: OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$

Trong hệ thống SWIPT sử dụng giao thức phân chia công suất (PS), năng lượng thu thập tại nút chuyển tiếp R quyết định công suất phát ở chặng truyền thứ hai và do đó ảnh hưởng trực tiếp đến hiệu năng của hệ thống. Năng lượng thu thập được phụ thuộc chủ yếu vào hệ số phân chia công suất θ và hiệu suất chuyển đổi năng lượng η.

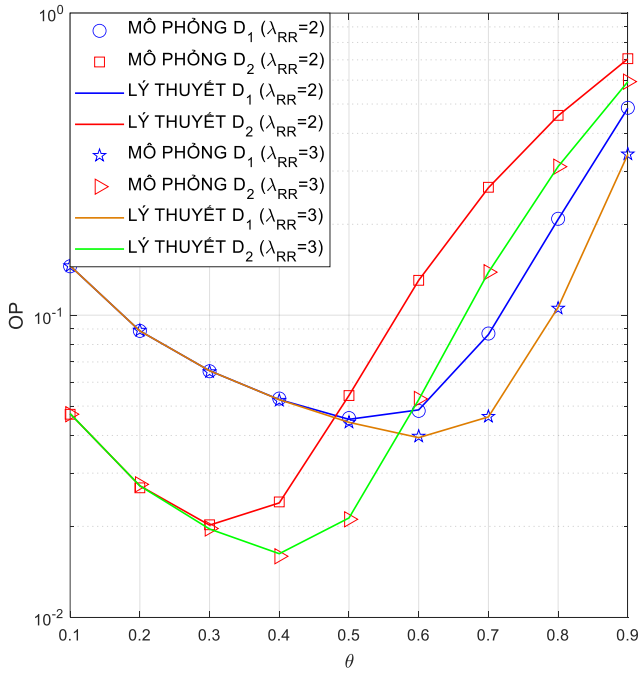
Khi θ tăng, năng lượng thu thập được và công suất phát tại R tăng, giúp cải thiện chất lượng các liên kết R → D1 và R → D2, qua đó làm giảm xác suất dừng OP tại các nút đích. Tuy nhiên, việc tăng θ cũng làm giảm phần công suất dành cho giải mã thông tin tại R trong chặng S → R, dẫn đến suy giảm SINR và làm OP tăng khi θ vượt quá một giá trị nhất định. Điều này cho thấy tồn tại sự đánh đổi giữa thu thập năng lượng và độ tin cậy truyền thông.

Bên cạnh đó, khi hiệu suất chuyển đổi năng lượng η tăng, năng lượng thu thập được tại R tăng, giúp cải thiện độ tin cậy truyền thông, đặc biệt trong vùng SNR trung bình và cao. Tuy nhiên, công suất phát lớn hơn tại R cũng có thể làm tăng cường độ tín hiệu thu được tại nút nghe lén E.

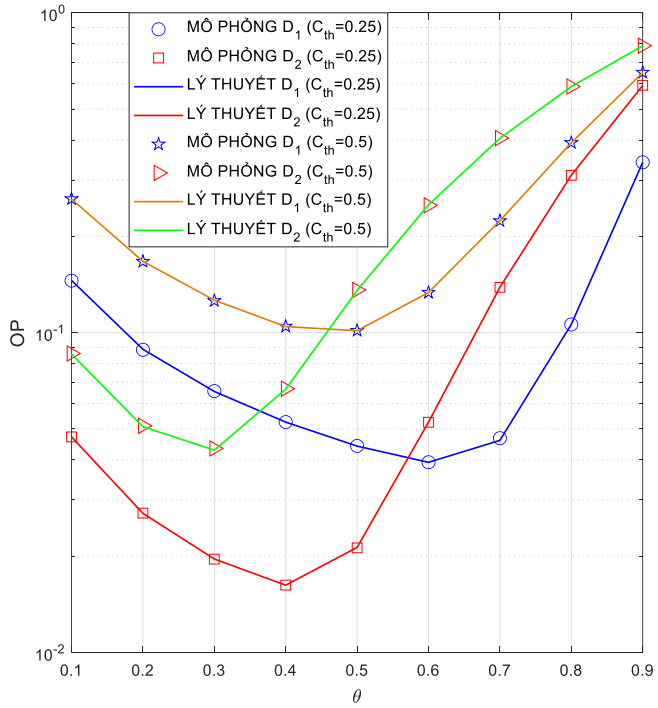
Hình 3.2 thể hiện OP là hàm của Δ (dB) và thay đổi tham số đặc trưng của kênh truyền giao thoa lần lượt là $\lambda_{RR} = 1,\ \lambda_{RR} = 3,$ tương ứng với mức độ nhiễu giao thoa (SI) ở chế độ FD. Trong hình vẽ này, lưu ý rằng khi λ_{RR} lớn hơn, ứng với mức SI thấp hơn, có nghĩa rằng giải pháp khử SI tốt hơn, do độ lợi kênh truyền là $\gamma_{RR} = 1/\lambda_{RR}$. Chúng ta có thấy rằng, khi SI tăng (λ_{RR} giảm), giá trị OP tăng và tương tự như Hình 3.1, OP thấp hơn khi SNR tăng. Hơn nữa, khi $\lambda_{RR} = 1,$ OP tại D_1 nhỏ hơn OP tại D_2 và khi $\lambda_{RR} = 3,$ OP tại D_1 lớn hơn OP tại D_2, nhưng khi tăng công suất phát tại S ($\Delta > 12$ dB), OP tại D_1 giảm nhanh, nhỏ hơn OP tại D_2 và OP tại D_2 có xu hướng tiến đến giá trị bão hòa. Vậy nên, mức nhiễu giao thoa có ảnh hưởng rất lớn đến OP tại các người dùng và khi bộ khử nhiễu giao thoa càng tốt (λ_{RR} lớn hơn), giá trị OP tại các người dùng càng giảm. Ngoài ra, khi chất lượng của bộ khử nhiễu giao thoa kém (λ_{RR} thấp hơn), SI tác động đến người dùng gần D_2 là rất tiêu cực (OP tại D_2 lớn hơn so với OP tại D_1), do D_2 được phân bổ mức công suất thấp hơn so với D_1.



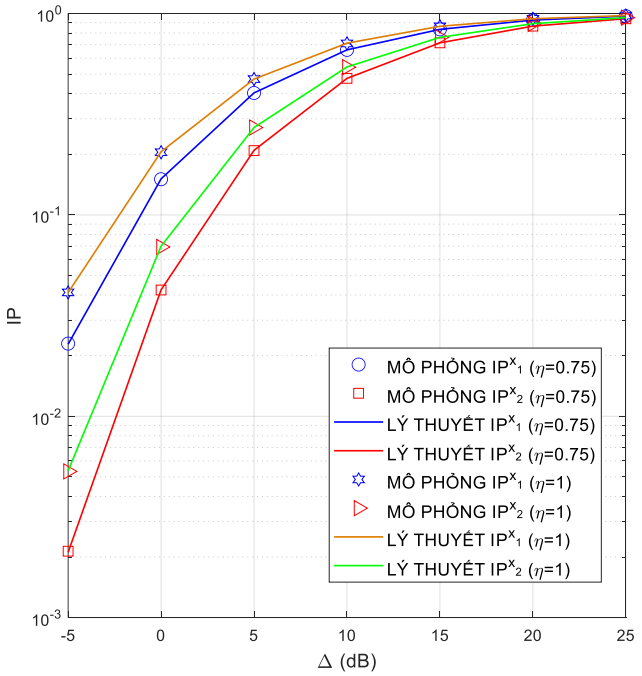
Hình 3.3: OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,$ $\lambda_{\mathrm{RR}} = 5, \eta = 1,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$



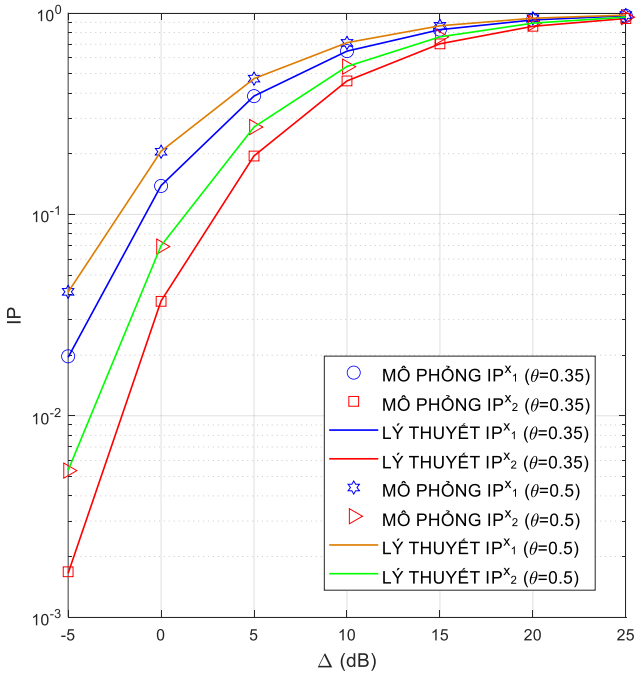
Hình 3.4: OP là hàm của θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75,\ d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$



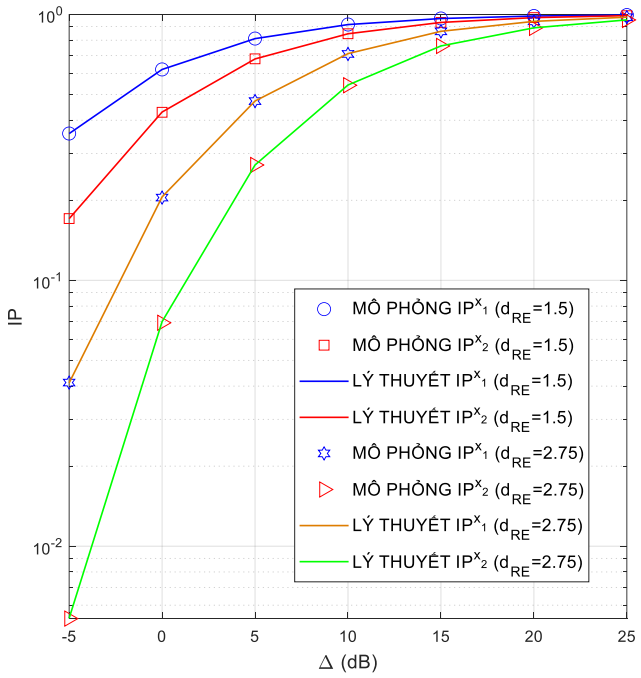
Hình 3.5: OP là hàm của θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5$, $d_{\mathrm{RD_1}} = 0.75$, $d_{\mathrm{RD_2}} = 0.35$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\lambda_{\mathrm{RR}} = 5$, $\eta = 1$ và $\beta = 3$.



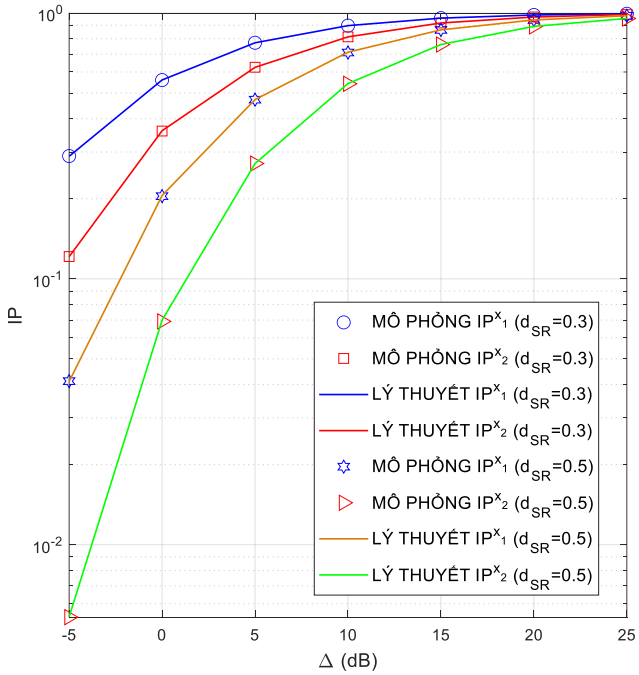
Hình 3.6: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5$, $d_{\mathrm{RE}} = 2.75$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\theta = 0.5$, $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$.



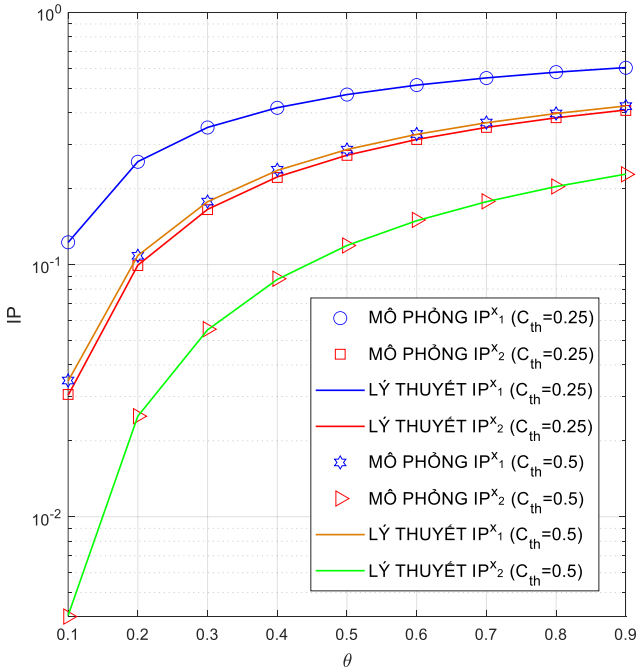
Hình 3.7: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,$ $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$



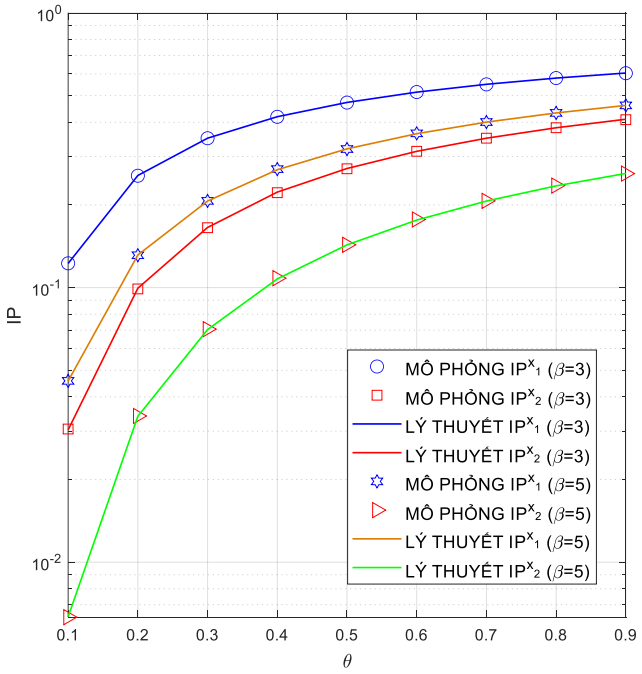
Hình 3.8: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$



Hình 3.9: IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \eta = 1,$ $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$



Hình 3.10: IP vẽ theo θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,$ $\eta = 1$ và $\beta = 3.$



Hình 3.11: IP vẽ theo θ khi Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5$, $d_{\mathrm{RE}} = 2.75$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\eta = 1$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$.

Trong Hình 3.3, tác giả vẽ OP là hàm của Δ (dB) và thay đổi khoảng cách giữa nút chuyển tiếp và nút nguồn như sau: $d_{\mathrm{SR}} = 0.3$, $d_{\mathrm{SR}} = 0.5$, các tham số khác được thiết lập là: $d_{\mathrm{RD}_1} = 0.75$, $d_{\mathrm{RD}_2} = 0.35$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\lambda_{\mathrm{RR}} = 5$, $\eta = 1$, $\theta = 0.5$, $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$. Nhìn từ hình vẽ, chúng ta thấy rằng khi $d_{\mathrm{SR}} = 0.3$, tăng SNR thì $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}$ giảm nhanh hơn so với $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ và $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ nhỏ hơn $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}$ trong trường hợp $\Delta < 5$ (dB). Ngược lại, khi $\Delta > 5$ (dB), thì $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}$ nhỏ hơn rất nhiều so với $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ và $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ có xu hướng đạt giá trị bão hòa. Tiếp theo, khi khoảng cách giữa S và R là $d_{\mathrm{SR}} = 0.5$, cũng tương tự như trường hợp $d_{\mathrm{SR}} = 0.3$, chỉ khác là khi Δ lớn hơn khoảng 12 (dB), thì $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1}$ nhỏ hơn rất nhiều so với $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ và $\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_2}$ đạt giá trị bão hòa. Hơn nữa, OP của cả hai người dùng khi R ở gần nút nguồn luôn nhỏ hơn (hiệu năng hệ thống tốt hơn) khi R cách xa nút nguồn. Ngoài ra, tùy thuộc vào mức công suất phát tại S và khoảng cách từ S đến R, giá trị OP tại D_1 và D_2 sẽ thay đổi khác nhau.

Trong Hình 3.4, tác giả vẽ OP là hàm của hệ số phân chia công suất θ và thay đổi các tham số đặc trưng của kênh truyền giao thoa lần lượt là $\lambda_{RR} = 2,\ \lambda_{RR} = 3.$ Chúng ta có thấy rằng, tại mức SI $(\lambda_{RR} = 2),$ tồn tại giá trị tối ưu θ để OP_{D_1} thấp nhất là $(\theta = 0.5)$ và OP_{D_2} thấp nhất tại $(\theta = 0.3).$ Tuy nhiên, khi tiếp tục tăng θ thì giá trị của cả OP_{D_1} và OP_{D_2} đều tăng. Một cách tương tự, khi chất lượng bộ khử nhiễu giao thoa tốt hơn, có nghĩa rằng $(\lambda_{RR} = 3),$ OP_{D_1} thấp nhất là $(\theta = 0.6)$ và OP_{D_2} thấp nhất tại $(\theta = 0.4)$ và nếu tiếp tục tăng θ thì giá trị của cả OP_{D_1} và OP_{D_2} đều tăng. Do đó, luôn tồn tại giá trị θ tối ưu để OP của cả hai người dùng là thấp nhất. Hơn nữa, chất lượng khử nhiễu SI có ảnh hưởng rất lớn đến chất lượng hệ thống, cụ thể SI càng nhỏ (λ_{RR} tăng), giá trị OP càng giảm.

Trong Hình 3.5, tác giả tiếp tục vẽ OP là hàm của hệ số phân chia công suất θ khi thay đổi giá trị ngưỡng dừng khác nhau của hệ thống là: $C_{th} = 0.25,\ C_{th} = 0.5$ và thiết lập các tham số còn lại như sau: Δ=5 (dB), $d_{SR} = 0.5,\ d_{RD_1} = 0.75,\ d_{RD_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \lambda_{RR} = 5,\ \eta = 1$ và $\beta = 3.$ Như chúng ta có thể thấy rằng, với các ngưỡng dừng khác nhau luôn tồn tại giá trị tối ưu θ để OP thấp nhất, cụ thể tại ngưỡng $(C_{th} = 0.25),$ tồn tại giá trị θ để OP_{D_1} thấp nhất là $(\theta = 0.6)$ và OP_{D_2} thấp nhất tại $(\theta = 0.4).$ Tiếp theo, khi ngưỡng dừng $(C_{th} = 0.5),$ giá trị θ để OP_{D_1} thấp nhất là $(\theta = 0.5)$ và OP_{D_2} thấp nhất tại $(\theta = 0.3).$ Tương tự như trong Hình 3.4, khi tiếp tục tăng θ thì giá trị của OP_{D_1} và OP_{D_2} trong cả hai trường hợp đều tăng. Hơn nữa, OP_{D_2} luôn nhỏ hơn OP_{D_1} và ngưỡng dừng càng lớn thì OP càng tăng.

Trong Hình 3.6, tác giả thể hiện IP là hàm của Δ (dB) và thay đổi hiệu suất chuyển đổi năng lượng, cụ thể $\eta = 0.75,\ \eta = 1.$ Các tham số khác được thiết lập như sau: $d_{SR} = 0.5,\ d_{RE} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25.$ Như ta có thể quan sát từ hình vẽ này, khi tăng SNR thì IP tăng và khi tăng $\eta,$ thì khả năng nghe lén tốt hơn (IP cao hơn). Hơn nữa, hệ số phân bổ công suất cố định cho người dùng xa (D_1) là $(a_1 = 0.7)$ so với người dùng gần (D_2) là $(a_2 = 0.3),$ ta nhận thấy IP

tại D_1 lớn hơn IP tại D_2. Tuy nhiên, ta có thể dự đoán rằng nếu tiếp tục tăng hệ số công suất a_1 cho D_1 thì IP tại D_1 sẽ tăng, nhưng IP tại D_2 sẽ giảm và khi $\Delta > 20$ (dB), thì IP của cả IP_{D_1} và IP_{D_2} có xu hướng đạt giá trị bão hòa.

Hình 3.7 thể hiện IP là hàm của Δ (dB) và hệ số phân chia công suất θ, cụ thể $\theta = 0.35,\ \theta = 0.5$. Các tham số khác được cài đặt như sau: $d_{SR} = 0.5,\ d_{RE} = 2.75,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25$. Như ta có thể quan sát từ hình vẽ này, khi SNR tăng thì IP tăng và khi tăng θ, có nghĩa rằng khoảng công suất sử dụng cho thu thập năng lượng lớn hơn và khả năng nghe lén của nút E tốt hơn (IP cao hơn). Hơn nữa, khi công suất phát lớn hơn 20 dB, thì dữ liệu nguồn bị thu chặn hoàn toàn.

Hình 3.8 trình bày IP là hàm của Δ (dB) và thay đổi khoảng cách từ R đến E lần lượt như sau: $d_{RE} = 1.5,\ d_{RE} = 2.75$. Các tham số còn lại được thiết lập là: $d_{SR} = 0.5,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25$. Quan sát từ hình vẽ, chúng ta thấy rằng khi tăng SNR, IP tăng nhanh và IP của E đối với tín hiệu x_1 của người dùng xa D_1 luôn lớn hơn khả năng nghe lén của E đối với tín hiệu x_2 của người dùng gần D_2, bởi vì công suất phát được phân bổ cho D_1 lớn hơn D_2 $(a_1 > a_2)$. Mặt khác, khi nút nghe lén đặt gần nút chuyển tiếp thì khả năng nghe lén của nút E tốt hơn.

Trong Hình 3.9, tác giả khảo sát IP là hàm của Δ (dB) và thay đổi vị trí của nút chuyển tiếp như sau: $d_{SR} = 0.3,\ d_{SR} = 0.5,$ các tham số còn lại được cài đặt là: $d_{RE} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25$. Quan sát từ hình vẽ, chúng ta thấy khi tăng SNR thì IP tăng nhanh và khi $\Delta > 20$ (dB), IP hội tụ về giá trị 1 (dữ liệu gốc bị thu chặn hoàn toàn). Mặt khác, IP đối với tín hiệu x_1 của người dùng xa D_1 luôn lớn hơn IP đối với tín hiệu x_2 của người dùng gần D_2. Hơn nữa, khi khoảng cách từ R đến S càng gần nhau thì khả năng thu chặn tín hiệu của E đối với cả hai tín hiệu x_1 và x_2 lớn hơn, có nghĩa rằng hệ thống có khả năng mất bảo mật càng cao.

Trong Hình 3.10, tác giả trình bày IP là hàm của hệ số phân chia công suất θ khi thay đổi các giá trị khác nhau của ngưỡng dừng hệ thống, cụ thể: $C_{th} = 0.25,$ $C_{th} = 0.5$ và cố định các tham số còn lại như sau: Δ=5 (dB), $d_{SR} = 0.5,\ d_{RE} = 2.75,$

$a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1$ và $\beta = 3.$ Ta có thể thấy rằng, khi ngưỡng dừng hệ thống càng nhỏ thì IP tăng và tương tự như Hình 3.9, IP của người dùng xa luôn lớn hơn IP của người dùng gần. Mặt khác, khi tăng khoảng công suất θ cho thu thập năng lượng thì IP tăng.

Hình 3.11 biểu diễn IP dựa vào tỉ số phân chia công suất $\theta,$ thay đổi hệ số suy hao đường truyền là: $\beta = 3,\ \beta = 5$ và thiết lập các tham số còn lại như sau: Δ=5 (dB), $d_{\mathrm{SR}} = 0.5,\ d_{\mathrm{RE}} = 2.75,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \eta = 1$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25.$ Từ hình vẽ, ta thấy rằng khi hệ số suy hao đường truyền càng nhỏ, IP lớn hơn. Bởi vì, xuất phát từ biểu thức (2), ta có tham số suy hao đường truyền phạm vi rộng tương ứng $\lambda_{\mathrm{X,Y}} = \left(d_{\mathrm{X,Y}}\right)^{\beta},$ do đó khi β nhỏ thì $\lambda_{\mathrm{X,Y}}$ thấp hơn và độ lợi kênh truyền là $\gamma_{\mathrm{XY}} = 1/\lambda_{\mathrm{XY}}$ sẽ lớn hơn, nên IP cao hơn khi β giảm. Tương tự như Hình 3.10, giá trị IP tăng khi θ tăng.

Cuối cùng, chúng ta có thể quan sát từ Hỉnh 3.1 đến Hình 3.11, các biểu thức lý thuyết đưa ra hoàn toàn trùng khớp với kết quả mô phỏng, điều này thể hiện tính đúng đắn của kết quả phân tích được trình bày trong Chương 2.

3.3. Kết luận Chương 3

Trong Chương này đã phân tích độ tin cậy và hiệu năng bảo mật của hệ thống chuyển tiếp hai chặng FD sử dụng giao thức DF dựa vào SWIPT. Cụ thể, tác giả đã đưa ra biểu thức dạng chính xác của xác suất dừng hệ thống (OP) của các người dùng D_1, D_2 và xác suất thu chặn (IP) tại nút nghe lén, các mô phỏng máy tính được thực hiện để kiểm chứng tính chính xác của kết quả phân tích lý thuyết. Các kết quả đã thể hiện rằng, độ tin cậy của hệ thống được bảo đảm khi tăng mức công suất phát tại nút nguồn nhưng điều này cũng làm tăng khả năng thu chặn dữ liệu tại nút nghe lén. Ngoài ra, các tham số đặc trưng của kênh truyền, thiết kế bộ khử nhiễu tự giao thoa, vị trí của nút chuyển tiếp và nút nghe lén, ngưỡng dừng, tỉ số phân chia công suất của hệ thống có ảnh hưởng rất lớn đến chất lượng hệ thống và khả năng thu chặn thành công của nút nghe lén. Do đó, luôn luôn tồn tại sự đánh đổi giữa độ tin cậy và bảo mật của quá trình truyền dẫn trong hệ thống xem xét. Cuối cùng, hiệu năng của hệ thống xem xét có thể được cải thiện theo nhiều cách. Một trong những cách thức mở rộng khả thi là xem xét vị trí ngẫu nhiên của tất cả các nút trong mạng thông qua các công cụ từ phân bố hình học ngẫu nhiên. Ngoài ra, việc khử nhiễu không hoàn hảo tại nút chuyển tiếp cũng có thể được xem xét để xác thực được ràng buộc phần cứng thực tế. Ngoài ra, mở rộng khả thi khác là cài đặt thêm ăng-ten ở cả nguồn và đích để cải thiện hơn nữa độ tin cậy và bảo mật của hệ thống.

KẾT LUẬN

- Đề án "Phân tích độ tin cậy và hiệu năng bảo mật của hệ thống chuyển tiếp song công SWIPT sử dụng kỹ thuật NOMA" đã giải đáp được lý do nghiên cứu PLS trong hệ thống NOMA kết hợp truyền song công sử dụng thu thập năng lượng. Tác giả tập trung nghiên cứu các khái niệm cơ bản của những công nghệ này, cũng như lợi ích của việc kết hợp chúng để đạt được độ tin cậy, hiệu suất phổ tần, năng lượng và hiệu năng bảo mật trong hệ thống 5G/6G. PLS trong các hệ thống NOMA khác nhau có thể được đảm bảo thông qua việc phân bổ tài nguyên phù hợp. Do đó, trong đề án này, tác giả đã tập trung đánh giá hiệu năng với mô hình được xây dựng nhằm giải đáp được các lý do về vấn đề bảo mật và độ tin cậy trong quá trình truyền dẫn:
- Xây dựng mô hình hệ thống chuyển tiếp FD dựa vào SWIPT NOMA.
- Đưa ra biểu thức toán học liên quan giữa xác suất dừng hệ thống NOMA và xác suất thu chặn tại nút nghe lén.
- Các tham số đặc trưng trên kênh pha đinh Rayleigh, khả năng khử nhiễu giao thoa (SIC), mức độ của nhiễu giao thoa (SI) ở chế độ FD lần lượt được trình bày.
- Kết quả mô phỏng cũng xem xét sự ảnh hưởng của các tham số đến hệ thống. Nếu thay đổi các tham số trong mô hình đề xuất thì hiệu năng của hệ thống cũng bị ảnh hưởng đáng kể.

Đề án nghiên cứu trong một thời gian hạn chế nhất định nên không tránh khỏi thiếu sót, kính mong nhận được ý kiến đóng góp của quý thầy cô và bạn đọc.

DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, et al. "6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies," *IEEE Veh Technol Mag,* vol. 14, no. 3, pp. 28-41, 2019.

[2] B. Zong, C. Fan, X. Wang, X. Duan, B. Wang, and J. Wang, "6G Technologies: Key Drivers, Core Requirements, System Architectures, and Enabling Technologies," *IEEE Veh Technol Mag,* vol. 14, no. 3, pp. 18-27, 2019.

[3] S. Chen, Y. C. Liang, S. Sun, S. Kang, W. Cheng, and M. Peng, "Vision, Requirements, and Technology Trend of 6G: How to Tackle the Challenges of System Coverage, Capacity, User Data-rate and Movement Speed," *IEEE Wirel Commun.,* vol. 27, no. 2, pp. 218-228, 2020.

[4] G. Gui, M. Liu, F. Tang, N. Kato, F. Adachi, "6G: Opening New Horizons for Integration of Comfort, Security, and Intelligence," *IEEE Wirel. Commun.,* vol. 27, pp. 126-132, 2020.

[5] X. Chen, D. W. K. Ng, W. Yu, E. G. Larsson, N. Al-Dhahir, and R. Schober, "Massive Access for 5G and Beyond*," IEEE J. Sel. Areas Commun.,* vol. 39, no. 3, pp. 615-637, 2021.

[6] G. Pan, H. Lei, and Y. Yuan, "Performance Analysis and Optimization for SWIPT Wireless Sensor Networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.,* vol. 65, no. 5, pp. 2291-2302, 2017.

[7] T. D. P. Perera, D. N. K. Jayakody, S. K. Sharma, S. Chatzinotas, and J. Li, "Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT): Recent Advances and Future Challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials,* vol. 20, no. 1, pp. 264-302, 2017.

[8] W. C. Brown, "Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a Helicopter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,* vol. AES-5, no. 5, pp. 692-702, 1969.

[9] L. R. Varshney and et al. "Transporting Information and Energy Simultaneously," in *2008 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT),* 2008, pp. 1612-1616.

[10] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani, and R. A. Kennedy, “Relaying Protocols for Wireless Energy Harvesting and Information Processing,” *IEEE Trans. Wireless Commun.,* vol. 12, no. 7, pp. 3622-3636, Jul. 2013.

[11] Q. Li and L. Yang, “Beamforming for Cooperative Secure Transmission in Cognitive Two-Way Relay Networks,” *IEEE Trans. Inf. Forensics Security,* vol. 15, pp. 130-143. 2020.

[12] X. Chen, D. W. K. Ng, and H.-H. Chen, “Secrecy Wireless Information and Power Transfer: Challenges and Opportunities,” *IEEE Wireless Commun.,* vol. 23, no. 2, pp. 54-61, Apr. 2016.

[13] Y. Liu, H.-H. Chen, and L. Wang, “Physical Layer Security for Next Generation Wireless Networks: Theories, Technologies, and Challenges,” *IEEE Commun. Surveys Tuts.,* vol. 19, no. 1, pp. 347-376, 1st Quart., 2017.

[14] M. Bloch, J. Barros, M. R. D. Rodrigues, and S. W. McLaughlin, “Wireless Information-Theoretic Security,” *IEEE Trans. Inf. Theory,* vol. 54, no. 6, pp. 2515-2534, Jun. 2008.

[15] A. D. Wyner, “The Wire-Tap Channel,” *Bell Syst. Tech. J.,* vol. 54, no. 8, pp. 1355-1387, Oct. 1975.

[16] B. Li, Z. Fei, and H. Chen, “Robust Artificial Noise-Aided Secure Beamforming in Wireless-Powered Non-Regenerative Relay Networks,” *IEEE Access,* vol. 4, pp. 7921-7929, 2016.

[17] H. Niu , B. Zhang , K.-K Wong, Z. Chu, and F. Zhou, “Robust AN-Aided Secure Beamforming and Power Splitting in Wireless-Powered AF Relay Networks,” *IEEE Syst. J.,* vol. 13, no. 3, pp. 2543-2546, 2019.

[18] H. Niu, B. Zhang, D. Guo, and Y. Huang, “Joint Robust Design for Secure AF Relay Networks with SWIPT,” *IEEE Access,* vol. 5, pp. 9369-9377, 2017.

[19] A. A. Okandeji, M. R. A. Khandaker, K.-K. Wong, G. Zheng, Y. Zhang, and Z. Zheng, “Secure Full-Duplex Two-Way Relaying for SWIPT,” *IEEE Wireless Commun. Lett.,* vol. 7, no. 3, pp. 336-339, 2018.

[20] L. Tang and Q. Li, “Wireless Power Transfer and Cooperative Jamming for Secrecy Throughput Maximization,” *IEEE Wireless Commun. Lett.,* vol. 5, no. 5, pp. 556-559, 2016.

[21] W. Liu, X. Zhou, S. Durrani, and P. Popovski, "Secure Communication with a Wireless-Powered Friendly Jammer," *IEEE Trans. Wireless Commun.,* vol. 15, no. 1, pp. 401-415, 2016.

[22] Nguyen, Q. S., Nguyen, T. N., and Tu, L. T., "On the Security and Reliability Performance of SWIPT-Enabled Full-Duplex Relaying in the Non-Orthogonal Multiple Access Networks," *Journal of Information and Telecommunication,* vol. 7, no. 4, pp. 462-476, 2023.

[23] W. Yang, W. Mou, X. Xu, W. Yang, and Y. Cai, "Energy Efficiency Analysis and Enhancement for Secure Transmission in SWIPT Systems Exploiting Full Duplex Techniques," *IET Commun.,* vol. 10, no. 14, pp. 1712-1720, Sep. 2016.

[24] X. Tang, W. Yang, Y. Cai, W. Yang, and Y. Huang, "Security of Full Duplex Jamming SWIPT System with Multiple Non-Colluding Eavesdroppers," in *Proc. 7th IEEE Int. Conf. Electron. Inf. Emergency Commun. (ICEIEC),* Shenzhen, China, Jul. 2017, pp. 66-69.

[25] C. E. Shannon, "Communication Theory of Secrecy Systems," *Bell Labs Techn. J.,* vol. 28, no.4, pp. 656-715, Oct. 1949.

[26] A. D. Wyner, "The Wire-tap Channel," *Bell Labs Techn. J.,* vol. 54, no. 8, pp. 1355-1387, Oct. 1975.

[27] I. Csiszár and J. Körner, "Broadcast Channels With Confidential Messages," *IEEE Trans. Inf. Theory,* vol. 24, no. 3, pp. 339-348, May 1978.

[28] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-Band Full-duplex Wireless: Challenges and Opportunities," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications,* vol. 32, no. 9, pp. 1637-1652, 2014.

[29] A. Sahai, G. Patel, C. Dick, and A. Sabharwal, "On the Impact of Phase Noise on Active Cancelation in Wireless Full-duplex," *IEEE Veh Technol Mag*, vol. 62, pp. 4494-4510, 2013.

[30] C. D. Nwankwo, L. Zhang, A. Quddus, M. A. Imran, and R. Tafazolli, "A Survey of Self-Interference Management Techniques for Single Frequency Full-duplex Systems," *IEEE Access,* vol. 6, pp. 30242-30268, 2017.

[31] L. Liu, R. Zhang, and K.-C. Chua, "Wireless Information and Power Transfer: A Dynamic Power Splitting Approach," *IEEE Trans. Commun.,* vol. 61, no. 9, pp. 3990-4001, Sep. 2013.

[32] H. J. Visser and R. J. Vullers, "RF Energy Harvesting and Transport for Wireless Sensor Network Applications: Principles and Requirements," in *Proceedings of the IEEE,* 2013, pp. 1410-1423.

[33] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho, "Wireless Information and Power Transfer: Architecture Design and Rate-Energy Tradeoff," *IEEE Trans. Commun.,* vol. 61, no. 11, pp. 4754-4767, 2013.

[34] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani, and R. A. Kennedy, "Wireless-powered Relays in Cooperative Communications: Time-switching Relaying Protocols and Throughput Analysis," *IEEE Trans. Commun.,* vol. 63, no. 5, pp. 1607-1622, 2015.

[35] C. K. Ho and R. Zhang, "Optimal Energy Allocation for Wireless Communications with Energy Harvesting Constraints," *IEEE Trans. Signal Process,* vol. 60, no. 9, pp. 4808-4818, 2012.

[36] Z. Wang, Y. Liu, X. Mu, Z. Ding, and O. A. Dobre, "NOMA Empowered Integrated Sensing and Communication," *IEEE Commun. Lett.,* vol. 26, pp. 677-681, 2022.

[37] S. M. R. Islam, M. Zeng, O. A. Dobre, and K. Kwak, "Resource Allocation for Downlink NOMA Systems: Key Techniques and Open Issues," *IEEE Wireless Commun. Mag.,* vol. 25, no. 2, pp. 40-47, 2018.

[38] L. Dai, B. Wang, Z. Ding, Z. Wang, S. Chen, and L. Hanzo, "A Survey of Non-Orthogonal Multiple Access for 5G," *IEEE Commun. Surv. Tuts.,* vol. 20, no. 3, pp. 2294-2323, 2018.

[39] M. Zeng, N. P. Nguyen, O. A. Dobre, and H. V. Poor, "Physical Layer Security for NOMA Systems," *Flexible and Cognitive Radio Access Technologies for 5G and Beyond,* pp. 589-611, 2020.

[40] D. Zwillinger, *Table of Integrals, Series, and Products.* Elsevier, 2014.

[41] V. N. Q. Bao, N. T. Van, and T. T. Duy, "Exact Outage Analysis of Energy Harvesting Multihop Cluster-Based Networks with Multiple Power Beacons over Nakagami-*m* Fading Channels," in *SigTelCom,* Ho Chi Minh city, Vietnam, 2018, pp. 1-6.