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

TÓM TẮT ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ

HÀ NỘI – NĂM 2025

Đề án tốt nghiệp được hoàn thành tại:

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

Người hướng dẫn khoa học: TS. Đặng Thế Hùng

TS. Nguyễn Thu Hiên

Phản biện 1: PGS.TS. Đặng Thế Ngọc

Phản biện 2: TS. Phạm Xuân Nghĩa

Đề án tốt nghiệp sẽ được bảo vệ trước Hội đồng chấm đề án tốt nghiệp thạc sĩ tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

Vào lúc: 09 giờ 45 phút ngày 24 tháng 01 năm 2026

Có thể tìm hiểu đề án tại:

- Thư viện của Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

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].

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.

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.

Bảo mật lớp vật lý (Physical Layer Security - 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.

1.2. Hệ thống chuyển tiếp song công

Hệ thống chuyển tiếp song công (Full-Duplex Relay System) là một kiến trúc truyền thông trong đó nút chuyển tiếp (relay) thực hiện đồng thời hai chức năng thu và phát trên cùng dải tần số. Khác với chế độ bán song công (Half-Duplex) - nơi relay phải phân chia thời gian hoặc tần số để tách biệt hai hoạt động này - relay song công cho phép duy trì luồng truyền liên tục từ nguồn đến đích, qua đó cải thiện đáng kể hiệu quả phổ (spectral efficiency) và giảm độ trễ truyền dẫn.

1.2.1. Các kỹ thuật khử SI

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.

1.2.1.1. 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.

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: 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.

• 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.

• 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

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.

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

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

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.

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)

Là một cơ chế vận hành trong các hệ thống truyền thông vô tuyến thu năng lượng, trong đó năng lượng được thu thập trong một khung thời gian sẽ được sử dụng ngay trong cùng khung thời gian đó để truyền dữ liệu, thay vì được tích trữ trong bộ lưu trữ năng lượng.

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

Là một cơ chế vận hành trong hệ thống truyền thông thu năng lượng, trong đó năng lượng thu được từ môi trường (RF, mặt trời, rung động,…) trước tiên được lưu trữ vào bộ nhớ năng lượng (như siêu tụ điện hoặc pin), sau đó mới được sử dụng để truyền hoặc xử lý dữ liệu khi cần thiết.

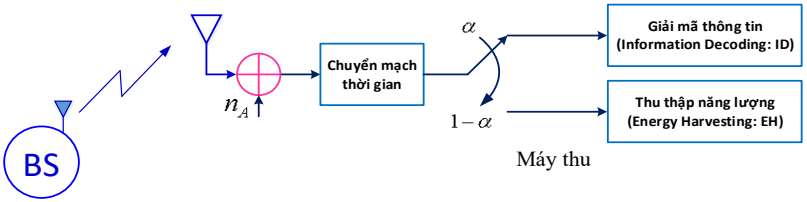
Khác với giao thức HUS, HSU cho phép tách biệt thời điểm thu năng lượng và thời điểm sử dụng, giúp nút vô tuyến có thể tích lũy năng lượng, từ đó ổn định công suất phát và nâng cao hiệu năng hệ thống trong điều kiện kênh và nguồn năng lượng biến thiên.

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

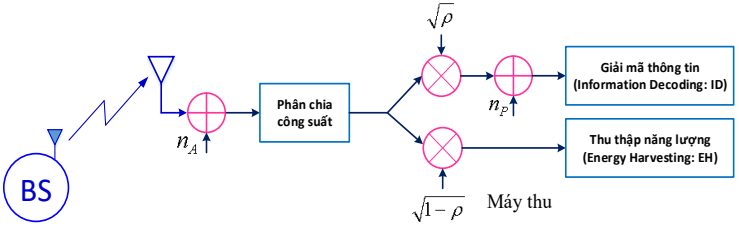
Cấu trúc của TS được xem xét như trong Hình 1.1, trước tiên tín hiệu

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.



Hình 1.1. Cấu trúc máy thu SWIPT với chế độ chuyển mạch phân chia thời gian

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



Hình 1.2. Cấu trúc máy thu SWIPT với chế độ chuyển mạch phân chia công suất

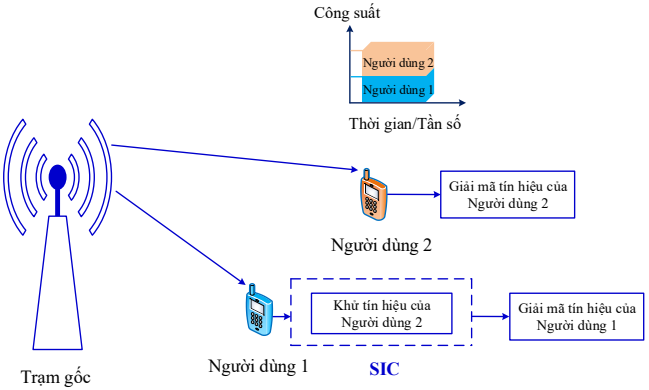
Khi chế độ PS được sử dụng trong Hình 1.2, trước tiên tín hiệu nhận được bởi ăng-ten bị tác động của nhiễu kênh n_A. Tín hiệu sau đó được đưa trở lại bộ phân chia công suất, thông qua đó tín hiệu được chia thành hai phần, một phần cho giải mã thông tin (ID) và phần còn lại cho

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.

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.

1.4.1 NOMA đường xuống



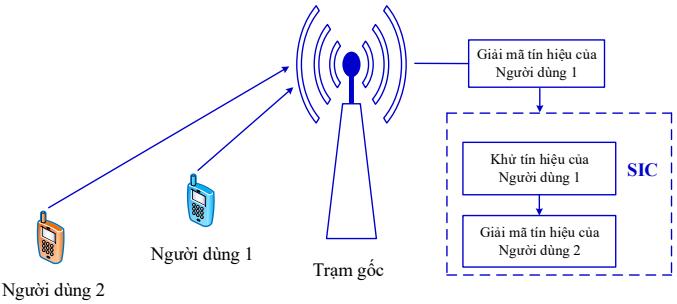
Hình 1.3. Hệ thống NOMA đường xuống hai người dùng

Như thể hiện trong Hình 1.3, 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

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

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.

1.4.2. NOMA đường lên



Hình 1.4. Hệ thống NOMA đường lên hai người dùng

Hình 1.4 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:

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

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.

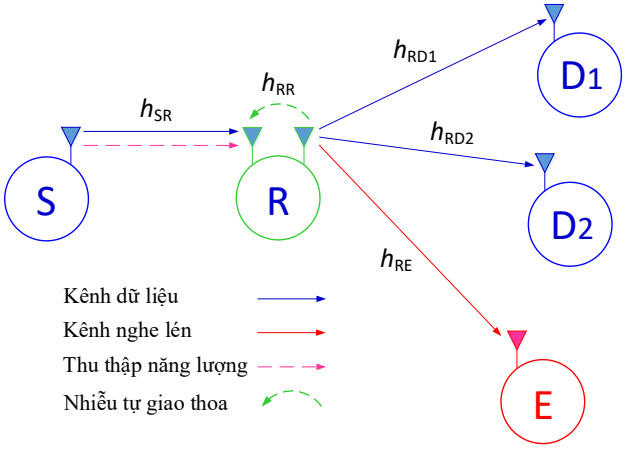
Trong NOMA đường lên, tất cả tín hiệu người dùng đều được giải mã tại BS, nơi quản lý toàn bộ thông tin. Do đó, thứ tự giải mã có thể linh hoạt. Hơn nữa, mỗi người dùng có ràng buộc công suất riêng và không có ràng buộc nào đối với giá trị so sánh của công suất phát. Tuy nhiên, xét về mặt thực tế của 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.

1.5. Kết luận chương

Chương 1 đã trình bày những 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

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 $(1-\theta)P_S$ 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 $XY \in \{SR, RD_1, RD_2, RE, RR\}$. Ngoài ra, bình phương biên độ của các độ lợi kênh truyền: $\gamma_{SR} = |h_{SR}|^2$, $\gamma_{RR} = |h_{RR}|^2$, $\gamma_{RD_1} = |h_{RD_1}|^2$, $\gamma_{RD_2} = |h_{RD_2}|^2$, $\gamma_{RE} = |h_{RE}|^2$, là các biến ngẫu nhiên có phân bố hàm mũ với các tham số đặc trưng kênh truyền lần lượt như sau: $\lambda_{XY} = 1/E\{\gamma_{XY}\}$ và $E\{.\}$ 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:

$$F_Z(z) = 1 - \exp(-\lambda z), f_Z(z) = \lambda \exp(-\lambda z),$$

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

Tín hiệu nhận được tại R được thể hiện là:

$$y_R = \sqrt{(1-\theta)}\sqrt{P_S}h_{SR}\left(\sqrt{a_1}x_1 + \sqrt{a_2}x_2\right) + \sqrt{P_R}h_{RR}x_R + n_R,$$

Năng lượng thu thập tại R được tính là:

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

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

$$P_{\mathrm{R}} = \frac{E_{\mathrm{R}}}{\mathrm{T}} = \eta\theta P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2,$$

Dựa vào nguyên lý khử nhiễu nối tiếp, trước tiên R giải mã tín hiệu x_1 trong khi xem x_2 là nhiễu nền. 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 của tín hiệu x_1 và x_2 tại R được thể hiện như sau:

$$\begin{aligned}\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1} &= \frac{(1-\theta) P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 a_1}{(1-\theta) P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 a_2 + P_{\mathrm{R}} \left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2 + N_0} \\ &= \frac{(1-\theta) P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 a_1}{(1-\theta) P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 a_2 + \eta\theta P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 \left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2 + N_0} \\ &\approx \frac{(1-\theta) a_1}{(1-\theta) a_2 + \eta\theta \left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2}.\end{aligned}$$

$$\Psi_{\mathrm{R}}^{x_2} = \frac{(1-\theta) P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 a_2}{P_{\mathrm{R}} \left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2 + N_0} = \frac{(1-\theta) P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 a_2}{\eta\theta P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 \left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2 + N_0} \approx \frac{(1-\theta) a_2}{\eta\theta \left|h_{\mathrm{RR}}\right|^2}.$$

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:

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

Ta có SINR tại D_1 là:

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

Tiếp theo, ta có SNR tại D_2 là:

$$\Psi_{\mathrm{D}_2}^{x_2} = \frac{a_2 P_{\mathrm{R}} \left|h_{\mathrm{RD}_2}\right|^2}{N_0} = \frac{a_2 \eta \theta P_{\mathrm{S}} \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 \left|h_{\mathrm{RD}_2}\right|^2}{N_0}$$

$$= a_2 \eta \theta \Delta \left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2 \left|h_{\mathrm{RD}_2}\right|^2.$$

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

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

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

$$C_{\mathrm{D}_1} = \log_2\left[1 + \min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1},\ \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1}\right)\right],$$

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

Tín hiệu nhận được tại hai nút E được cho bởi:

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

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:

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

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

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

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

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

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:

$$\mathrm{OP}_{\mathrm{D}_1} = \Pr\left(C_{\mathrm{D}_1} < C_{\mathrm{th}}\right) = \Pr\left(\log_2\left[1 + \min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1},\ \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1}\right)\right] < C_{\mathrm{th}}\right)$$

$$= \Pr\left[\min\left(\Psi_{\mathrm{R}}^{x_1},\ \Psi_{\mathrm{D}_1}^{x_1}\right) < 2^{C_{\mathrm{th}}} - 1\right].$$

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

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

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

2.3.2. Xác suất thu chặn tại E

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

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

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

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

$$\mathrm{IP}^{x_2} = \Pr\left(C_{\mathrm{E}}^{x_2} \geq C_{\mathrm{th}}\right) = \Pr\left[\log_2\left(1+\Psi_{\mathrm{E}}^{x_2}\right) \geq C_{\mathrm{th}}\right]$$

$$= \Pr\left[\Psi_{\mathrm{E}}^{x_2} \geq 2^{C_{\mathrm{th}}}-1\right] = 1-\Pr\left[a_2\eta\theta\Delta\left|h_{\mathrm{SR}}\right|^2\left|h_{\mathrm{RE}}\right|^2 < \gamma_{\mathrm{th}}\right].$$

Với cùng phương pháp tính tương tự IP^{x_1}, chúng ta đưa ra như sau:

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

2.4. Kết luận chương 2

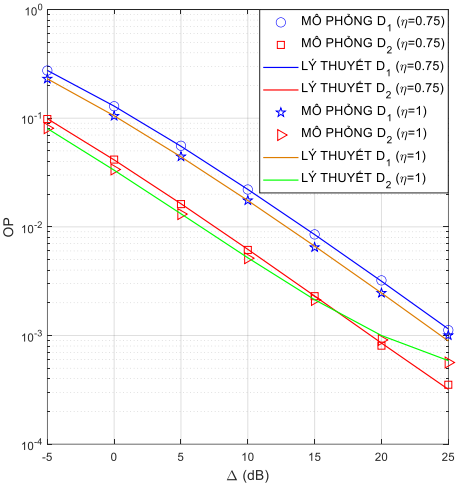
Chương 2 đã trình bày mô hình hệ thống chuyển tiếp FD dựa vào SWIPT NOMA. So với giao thức bán song công, có một số yếu tố ảnh hưởng đến khả năng bảo mật của chuyển tiếp song công. Thứ nhất, giao thức song công không có hệ số "1/2" trong cả dung lượng kênh dữ liệu và dung lượng kênh nghe lén. Điều này 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.

CHƯƠNG 3: MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

3.1. Tham số mô phỏng

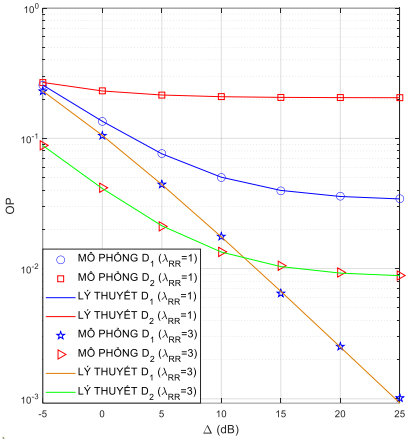
Môi trường mô phỏng là không gian hệ trục tọa độ hai chiều Oxy. Với nút nguồn (S) được đặt ở gốc toạ độ (0, 0), khoảng cách từ S đến R là d_{SR}, khoảng cách từ R đến các nút D_1, D_2 là d_{RD_1} và d_{RD_2}, khoảng cách từ R đến E là d_{RE}, tương ứng. Do đó các tham số đặc trưng của kênh truyền sẽ lần lượt là $\lambda_{\mathrm{SR}} = (d_{\mathrm{SR}})^{\beta}$, $\lambda_{\mathrm{RD}_1} = \left(d_{\mathrm{RD}_1}\right)^{\beta}$, $\lambda_{\mathrm{RD}_2} = \left(d_{\mathrm{RD}_2}\right)^{\beta}$, $\lambda_{\mathrm{RE}} = (d_{\mathrm{RE}})^{\beta}$, 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 $(\mathrm{T} = 1)$ và số phép thử được thực hiện là $5*10^5$.

3.2. Đánh giá kết quả và thảo luận



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 $C_{\mathrm{th}} = 0.25$.

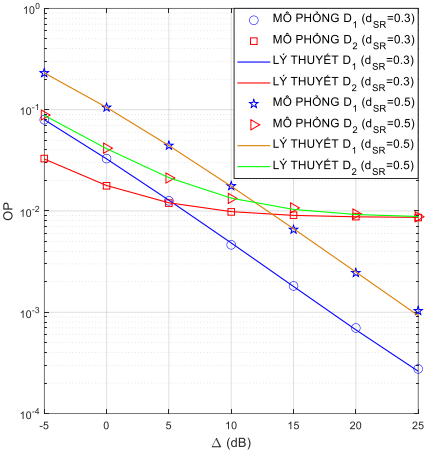
Hình 3.1 Khi SNR tăng thì OP giảm và khi tăng η, có nghĩa rằng hiệu suất chuyển đổi năng lượng cao hơn thì độ tin cậy hệ thống tốt hơn (OP thấp hơn). Hơn nữa, khi thực hiện phân bổ hệ số công suất cố định cho các người dùng, cụ thể người dùng xa (D_1) là $(a_1 = 0.7)$ so với người dùng gần (D_2) là $(a_2 = 0.3)$, ta nhận thấy rằng OP tại D_1 lớn hơn OP tại D_2.



Hình 3.2. OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{SR} = 0.5$, $d_{RD_1} = 0.75$, $d_{RD_2} = 0.35$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\eta = 1$, $\theta = 0.5$, $\beta = 3$ và $C_{th} = 0.25$.

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 $\gamma_{RR} = 1/\lambda_{RR}$. Khi SI tăng ($\lambda_{RR}$ 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

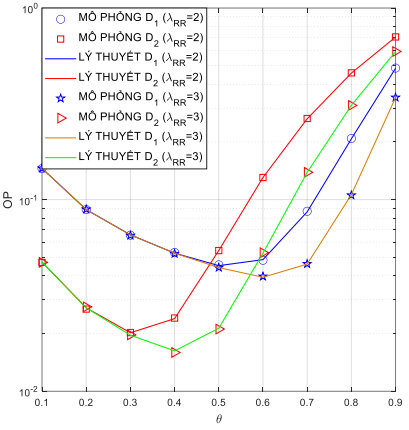
OP tại D_2 có xu hướng tiến đến giá trị bão hòa. Vậy nên, mức nhiễu giao thoa có ảnh hưởng rất lớn đến OP tại các người dùng và khi bộ khử nhiễu giao thoa càng tốt (λ_{RR} lớn hơn), giá trị OP tại các người dùng càng giảm.



Hình 3.3. OP là hàm của Δ (dB) khi $d_{RD_1} = 0.75,\ d_{RD_2} = 0.35,$ $a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \lambda_{RR} = 5, \eta = 1,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25.$

Hình 3.3, OP là hàm của Δ (dB) và thay đổi khoảng cách giữa nút chuyển tiếp và nút nguồn như sau: $d_{SR} = 0.3, d_{SR} = 0.5$. Khi $d_{SR} = 0.3,$ tăng SNR thì OP_{D_1} giảm nhanh hơn so với OP_{D_2} và OP_{D_2} nhỏ hơn OP_{D_1} trong trường hợp $\Delta < 5\ (\text{dB})$. Ngược lại, khi $\Delta > 5$ (dB), thì OP_{D_1} nhỏ hơn rất nhiều so với OP_{D_2} và OP_{D_2} có xu hướng đạt giá trị bão hòa. Tiếp theo, khi khoảng cách giữa S và R là $d_{SR} = 0.5,$ cũng tương tự như trường hợp $d_{SR} = 0.3,$ chỉ khác là khi Δ lớn hơn khoảng 12 (dB), thì OP_{D_1} nhỏ hơn rất nhiều so với OP_{D_2} và OP_{D_2} đạt giá trị bão hòa.

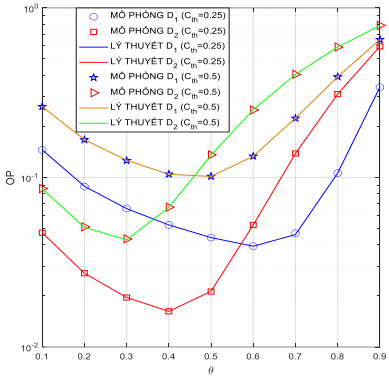
Hình 3.4 OP là hàm của hệ số phân chia công suất θ và thay đổi các tham số đặc trưng của kênh truyền giao thoa lần lượt là $\lambda_{RR}=2$, $\lambda_{RR}=3$. Tại mức SI $(\lambda_{RR}=2)$, tồn tại giá trị tối ưu θ để OP_{D_1} thấp nhất là $(\theta=0.5)$ và OP_{D_2} thấp nhất tại $(\theta=0.3)$. Tuy 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.



Hình 3.4. OP là hàm của θ khi Δ=5 (dB), $d_{SR}=0.5$, $d_{RD_1}=0.75$, $d_{RD_2}=0.35$, $a_1=0.7$, $a_2=0.3$, $\eta=1$, $\beta=3$ và $C_{th}=0.25$.

Hình 3.5, OP là hàm của hệ số phân chia công suất θ khi thay đổi giá trị ngưỡng dừng khác nhau của hệ thống là: $C_{th}=0.25$,

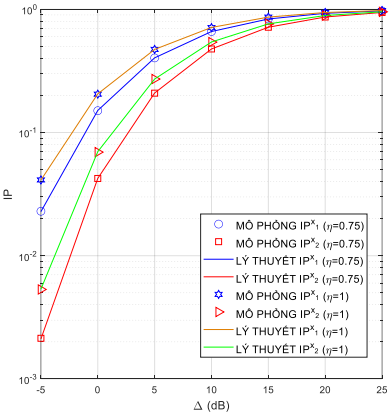
$C_{\text{th}} = 0.5$. Với các ngưỡng dừng khác nhau luôn tồn tại giá trị tối ưu θ để OP thấp nhất, cụ thể tại ngưỡng $(C_{\text{th}} = 0.25)$, tồn tại giá trị θ để OP_{D_1} thấp nhất là $(\theta = 0.6)$ và OP_{D_2} thấp nhất tại $(\theta = 0.4)$. Tiếp theo, khi ngưỡng dừng $(C_{\text{th}} = 0.5)$, giá 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.



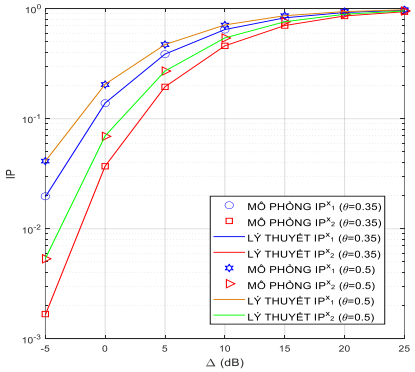
Hình 3.5. OP là hàm của θ khi Δ=5 (dB), $d_{\text{SR}} = 0.5$, $d_{\text{RD}_1} = 0.75$, $d_{\text{RD}_2} = 0.35$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\lambda_{\text{RR}} = 5$, $\eta = 1$ và $\beta = 3$.

Hình 3.6 IP là hàm của Δ (dB) và thay đổi hiệu suất chuyển đổi năng lượng, cụ thể $\eta = 0.75$, $\eta = 1$. Khi tăng SNR thì IP tăng và khi tăng η, 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 Δ

> 20 (dB), thì IP của cả IP_{D_1} và IP_{D_2} có xu hướng đạt giá trị bão hòa.



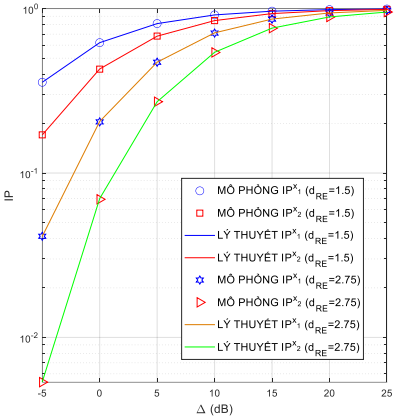
Hình 3.6. IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{SR} = 0.5,\ d_{RE} = 2.75,$
$a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,\ \theta = 0.5,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25.$



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

Hình 3.7 IP là hàm của Δ (dB) và hệ số phân chia công suất θ, cụ thể $\theta = 0.35,\ \theta = 0.5.$ 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.

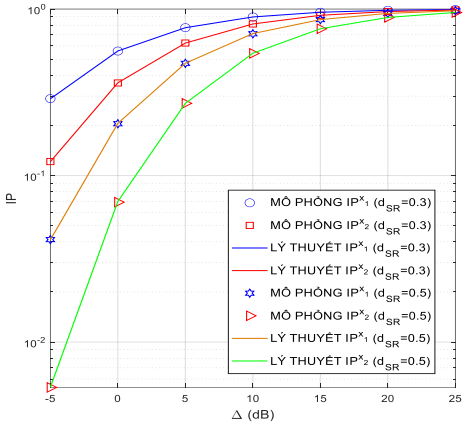


Hình 3.8. IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{SR} = 0.5,\ a_1 = 0.7,\ a_2 = 0.3,$ $\theta = 0.5,\ \eta = 1,\ \beta = 3$ và $C_{th} = 0.25.$

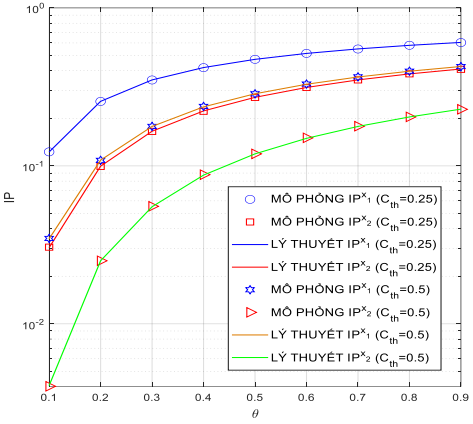
Hình 3.8 trình bày IP là hàm của Δ (dB) và thay đổi khoảng cách từ R đến E lần lượt như sau: $d_{RE} = 1.5,\ d_{RE} = 2.75.$ Khi tăng SNR, IP tăng nhanh và IP của E đối với tín hiệu x_1 của người dùng xa D_1 luôn lớn hơn khả năng nghe lén của E đối với tín hiệu x_2 của người dùng gần D_2, bởi vì công suất phát được phân bổ cho D_1 lớn hơn D_2 $\left(a_1 > a_2\right).$ Mặt khác, khi nút nghe lén đặt gần nút chuyển tiếp thì khả năng nghe lén của nút E tốt hơn.

Hình 3.9, tác giả khảo sát IP là hàm của Δ (dB) và thay đổi vị trí của nút chuyển tiếp như sau: $d_{SR} = 0.3,\ d_{SR} = 0.5,$ 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.



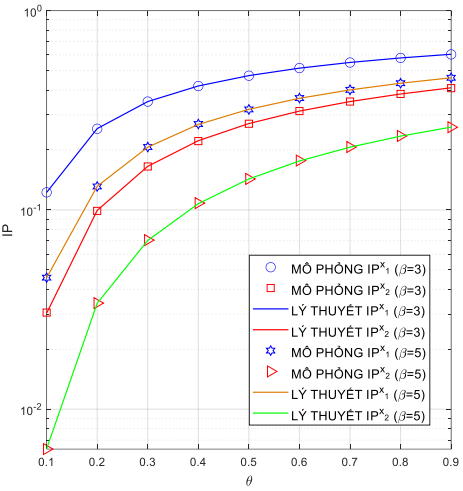
Hình 3.9. IP vẽ theo Δ (dB) khi $d_{\mathrm{RE}} = 2.75$, $a_1 = 0.7$, $a_2 = 0.3$, $\theta = 0.5$, $\eta = 1$, $\beta = 3$ và $C_{\mathrm{th}} = 0.25$.



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 3.10, IP là hàm của hệ số phân chia công suất θ khi thay

đổi các giá trị khác nhau của ngưỡng dừng hệ thống, 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: 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 $C_{\mathrm{th}} = 0.25$.

Hình 3.11 biểu diễn IP dựa vào tỉ số phân chia công suất θ, thay đổi hệ số suy hao đường truyền là: $\beta = 3$, $\beta = 5$. Khi hệ số suy hao đường truyền càng nhỏ, IP lớn hơn. 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.

Từ Hình 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 tác giả đã thực hiện mô phỏng để đánh giá 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.

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.