

PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG MẠNG CHUYỂN TIẾP HAI CHIỀU SỬ DỤNG KỸ THUẬT KHỬ NHIỄU TUẦN TỰ VÀ CHỌN LỰA NÚT CHUYỂN TIẾP DƯỚI ẢNH HƯỞNG CỦA KHIẾM KHUYẾT PHẦN CỨNG

Phạm Thị Đan Ngọc^{*,#}, Phạm Xuân Minh[#], Nguyễn Lương Nhật[#], Lê Quang Phú[#]

^{*} Đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh

[#] Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông, Cơ Sở Tại Thành Phố Hồ Chí Minh

Tóm tắt: Bài báo nghiên cứu mạng chuyển tiếp hai chiều sử dụng kỹ thuật mã hóa mạng số (DNC) và khử nhiễu tuần tự (SIC), dưới ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng. Trong mô hình đề xuất, hai nút nguồn trao đổi dữ liệu với nhau thông qua sự hỗ trợ của một tập nút chuyển tiếp. Khe thời gian đầu, hai nút nguồn cùng lúc phát dữ liệu tới tập các nút chuyển tiếp và các nút này dùng kỹ thuật SIC để giải mã các dữ liệu nhận được. Trong khe thời gian thứ hai, một trong các nút chuyển tiếp giải mã thành công cả hai dữ liệu nhận được sẽ được chọn để truyền dữ liệu đến cả hai nút nguồn. Bài báo nghiên cứu phương pháp chọn lựa nút chuyển tiếp, bao gồm chọn lựa nút chuyển tiếp ngẫu nhiên (RAN), chọn lựa nút chuyển tiếp đơn trình (PRS) và chọn lựa nút chuyển tiếp tối ưu (ORS). Hơn nữa, nút chuyển tiếp được chọn sẽ thực hiện XOR hai dữ liệu nhận được, rồi gửi dữ liệu đã XOR về hai nút nguồn. Bài báo đưa ra các công thức dạng tường minh (closed form) để đánh giá hiệu năng xác suất dừng hệ thống của các mô hình đề xuất trên kênh fading Rayleigh, dưới sự ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng. Các biểu thức toán học được kiểm chứng bằng mô phỏng Monte Carlo.

Từ khóa: Chuyển tiếp hai chiều, khiếm khuyết phần cứng, đa truy nhập phi trực giao, kỹ thuật khử nhiễu tuần tự, xác suất dừng hệ thống.

1. GIỚI THIỆU

Chuyển tiếp hai chiều (two-way relaying) là giải pháp hữu hiệu trong truyền thông không dây [1]-[5]. Trong chuyển tiếp hai chiều, hai thiết bị vô tuyến (còn gọi là hai nút nguồn) có thể trao đổi dữ liệu với nhau thông qua một hoặc một nhóm nút chuyển tiếp trung gian. Với cách thức chuyển tiếp thông thường [3], mạng chuyển tiếp hai chiều phải sử dụng 04 khe thời gian để gửi các dữ liệu đến các nút nguồn. Nhằm nâng cao tốc độ truyền dữ liệu (hay làm giảm số khe thời gian sử dụng), các công trình [3]-[5] và [6] đưa ra mô hình chuyển tiếp hai chiều dùng mã hóa mạng số DNC (Digital Network Coding). Trong mô hình

này, hai nút nguồn sử dụng 02 khe thời gian đầu để gửi dữ liệu đến nút chuyển tiếp. Sau đó, nút chuyển tiếp sau khi giải mã thành công các dữ liệu nhận được, sẽ XOR các dữ liệu lại, và gửi đến cả hai nút nguồn trong khe thời gian thứ ba. Nhờ quá trình xử lý XOR tại nút chuyển tiếp cũng như tại 02 nút nguồn, mô hình chuyển tiếp hai chiều sử dụng DNC chỉ cần chi cần sử dụng 03 khe thời gian để thực hiện việc trao đổi thông tin. Các công trình [1], [7] và [8] đề xuất mô hình mạng chuyển tiếp hai chiều dùng kỹ thuật mã hóa tương tự (ANC: Analog Network Coding), trong đó, các nút chỉ cần sử dụng 02 khe thời gian để truyền dữ liệu. Trong kỹ thuật ANC, các nút nguồn phát tín hiệu đồng thời tới nút chuyển tiếp trong khe thời gian thứ nhất, và trong khe thời gian thứ hai, nút chuyển tiếp thực hiện khuếch đại tín hiệu nhận được, và gửi tới cả hai nút nguồn [8]. Để có thể giải mã dữ liệu, các nút nguồn phải khử được thành phần nhiễu (self-interference) trong tín hiệu nhận được. Với việc chỉ sử dụng hai khe thời gian, kỹ thuật ANC đạt được gấp đôi tốc độ truyền khi so sánh với kỹ thuật chuyển tiếp hai chiều thông thường. Tuy nhiên, để các nút nguồn có thể khử thành phần nhiễu, hệ số kênh truyền giữa các nguồn và nút chuyển tiếp được giả sử là không thay đổi suốt hai khe thời gian truyền. Bên cạnh đó, sự đồng bộ còn được đòi hỏi cao trong thời gian thực hiện truyền phát đồng thời của hai nút nguồn đến nút chuyển tiếp. Ngược lại, kỹ thuật DNC có thể áp dụng trong trường hợp các hệ số kênh truyền thay đổi sau mỗi khe thời gian truyền. Đồng thời, việc đồng bộ trong DNC cũng dễ dàng thực hiện hơn so với ANC.

Các công trình [9]-[12] nghiên cứu sự tác động của khiếm khuyết phần cứng (HI: Hardware Impairments) lên hiệu năng của mạng chuyển tiếp hai chiều. Khi phần cứng của các thiết bị là không đắt tiền thì sự ảnh hưởng của các yếu tố khiếm khuyết phần cứng (như mất cân bằng I/Q, nhiễu pha, bộ khuếch đại không tuyến tính, ... [13]-[15]) lên hiệu năng của mạng là đáng kể. Do đó, việc đánh giá hiệu năng của mạng chuyển tiếp hai chiều dưới sự tác động của khiếm khuyết phần cứng sẽ cho những kết quả sát với thực tế hơn. Các công trình [11]-[12] đã lần lượt đưa ra những phương pháp chọn lựa nút chuyển tiếp và nút nguồn, và kỹ thuật chuyển tiếp sử dụng MIMO (Multiple Input Multiple Output) để nâng cao hiệu năng mạng dưới sự ảnh hưởng của phần cứng không hoàn hảo.

Tác giả liên hệ: Phạm Thị Đan Ngọc,

Email: ngocptd@ptithcm.edu.vn

Đến tòa soạn: 11/2022, chỉnh sửa: 12/2022, chấp nhận đăng: 01/2023.

Gần đây, đa truy cập phi trực giao (NOMA: Non-Orthogonal Multiple Access) [16]-[20] đang nhận được nhiều sự chú ý của các nhà nghiên cứu trong và ngoài nước. NOMA nâng cao đáng kể tốc độ truyền dữ liệu và đang trở thành một trong những kỹ thuật tiềm năng cho các hệ thống mạng truyền thông vô tuyến thế hệ mới. Thật vậy, một thiết bị phát sử dụng NOMA có thể kết hợp nhiều tín hiệu khác nhau và cùng lúc gửi đến các máy thu khác nhau trên cùng tần số và mã. Do đó, NOMA đạt được độ lợi ghép kênh, cũng như tăng tốc độ truyền dữ liệu đáng kể khi so sánh với các kỹ thuật đa truy cập trực giao thông dụng. Tuy nhiên, để lấy được dữ liệu mong muốn, các thiết bị thu phải sử dụng kỹ thuật khử giao thoa tuần tự (SIC: Successive Interference Cancellation). Trong đó, tín hiệu được phân bổ với công suất lớn hơn sẽ được ưu tiên giải mã trước, và tín hiệu này sẽ được loại bỏ ra khỏi tín hiệu nhận được trước khi giải mã tín hiệu tiếp theo. Các công trình [21]-[24] cho thấy ưu điểm của NOMA khi so sánh với các kỹ thuật đa truy cập trực giao. Hơn nữa, các công trình [23]-[24] cũng đã khảo sát sự ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng lên hiệu năng của các mạng chuyên tiếp khác nhau sử dụng NOMA.

Các công trình [25]-[28] đã áp dụng NOMA vào mạng chuyên tiếp hai chiều để giảm số khe thời gian truyền, do đó nâng cao được tốc độ truyền cũng như thông lượng cho mạng. Trong công trình [25], hai nút nguồn sẽ cùng lúc gửi dữ liệu của mình đến nút chuyên tiếp trong khe thời gian thứ nhất, và nút chuyên tiếp sẽ sử dụng SIC để lần lượt giải mã các dữ liệu. Trong khe thời gian thứ hai, nút chuyên tiếp lại sử dụng NOMA để gửi các dữ liệu đến hai nút nguồn. Các tác giả của công trình [26] đề xuất mô hình kết hợp giữa DNC và SIC, cũng vậy, nút chuyên tiếp sẽ sử dụng SIC để lần lượt giải mã các dữ liệu mà cả hai nút nguồn đã gửi đến trong khe thời gian thứ nhất. Tuy nhiên, khác với [25], nút chuyên tiếp trong công trình [26] sẽ XOR các dữ liệu lại và gửi đến cả hai nguồn trong khe thời gian thứ hai. Hơn nữa, các tác giả trong công trình [26] đã đưa ra các phương pháp chọn nút chuyên tiếp để nâng cao hiệu năng của mạng. Các tác giả trong tài liệu [27] đã áp dụng mô hình kết hợp giữa DNC và SIC đã đề xuất trong [27] vào mạng vô tuyến nhận thức dạng nền (Underlay Cognitive Radio). Trong [27], hai nút nguồn và các nút chuyên tiếp đều là các nút thứ cấp, do đó, chúng phải hiệu chỉnh công suất phát để đảm bảo chất lượng dịch vụ cho mạng sơ cấp. Các tác giả của công trình [28] đã đánh giá sự ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng lên hiệu năng của mô hình chuyên tiếp hai chiều sử dụng DNC và SIC. Khác với các công trình [25]-[27], công trình [28] khảo sát sự ảnh hưởng của phần cứng không hoàn hảo (HI) lên hiệu năng xác suất dừng OP (Outage Probability) của hai nút nguồn.

Bài báo này phát triển mô hình trong công trình [28] với nhiều nút chuyên tiếp. Hơn nữa, chúng tôi đề xuất các phương pháp chọn lựa nút chuyên tiếp khác nhau để nâng cao độ tin cậy của việc truyền dữ liệu trong khe thời gian thứ hai. Khác với [28], bài báo này nghiên cứu hiệu năng xác suất dừng hệ thống (SOP: System Outage Probability), trong khi công trình [28] đánh giá hiệu năng xác suất dừng tại các nút nguồn riêng rẽ.

Sau đây, những điểm mới và những đóng góp chính của bài báo sẽ được trình bày:

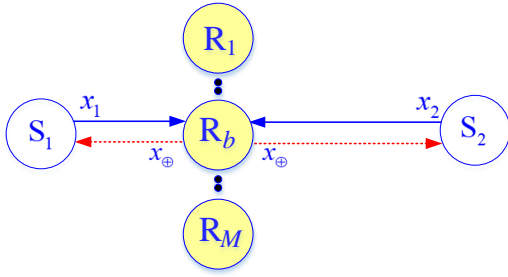
- Nâng cao tốc độ truyền với hai tín hiệu truyền trong hai khe thời gian trong mô hình chuyên tiếp

hai chiều được đề xuất với kỹ thuật SIC và DNC được áp dụng. Thật vậy, việc áp dụng SIC vào mạng chuyên tiếp hai chiều DNC giúp hệ thống giảm được 02 khe thời gian truyền, khi so sánh với mô hình chuyên tiếp hai chiều thông thường (sử dụng 04 khe thời gian truyền); và giảm được 01 khe thời gian truyền khi so sánh với mô hình chuyên tiếp hai chiều sử dụng DNC thông thường không sử dụng SIC.

- Mặc dù mô hình chuyên tiếp hai chiều sử dụng ANC [1], [7]-[8] cũng sử dụng 02 khe thời gian để truyền dữ liệu, tuy nhiên, trong mô hình này, các nút chuyên tiếp sử dụng khuếch đại và chuyên tiếp [17]. Hơn nữa, các mô hình [1], [7]-[8] cũng áp dụng kỹ thuật khử giao thoa, nhưng được thực hiện tại các nút nguồn. Khác với [1], [7]-[8], mô hình đề xuất trong bài báo này áp dụng kỹ thuật DNC và kỹ thuật khử nhiễu tuần tự tại các nút chuyên tiếp.
- Đặc điểm phân bổ công suất phát cũng được nghiên cứu trong bài báo này. Tương tự như [28], hai nút nguồn sẽ được phát với công suất khác nhau để nút chuyên tiếp có thể áp dụng kỹ thuật SIC với mong muốn giải mã thành công các dữ liệu nhận được từ hai nguồn.
- Bài báo nghiên cứu 03 phương pháp chọn lựa nút chuyên tiếp khác nhau, bao gồm RAN, PRS và ORS. Trong phương pháp RAN (RANdom), một trong những nút chuyên tiếp đã giải mã thành công cả hai dữ liệu sẽ được ngẫu nhiên chọn lựa để gửi dữ liệu đã được XOR đến cả hai nguồn. Trong phương pháp PRS (Partial Relay Selection), nút chuyên tiếp giải mã thành công cả hai dữ liệu và đạt được độ lợi kênh truyền (đến nút nguồn xa hơn) lớn nhất sẽ được chọn. Cuối cùng, phương pháp ORS (Opportunistic Relay Selection) chọn nút chuyên tiếp tốt nhất để hiệu năng xác suất dừng của mạng là nhỏ nhất.
- Tương tự [28], bài báo này xem xét sự tác động của phần cứng không hoàn hảo (HI) luôn xuất hiện trong thực tế. Với các thiết bị không đắt tiền, sự kết hợp tác nhân gây can nhiễu này tác động đáng kể lên hiệu năng của hệ thống. Hơn nữa, sự đánh giá hiệu năng với sự ảnh hưởng của HI cho ta các kết quả sát với thực tế hơn.
- Bài báo phân tích xác suất dừng hệ thống thông qua các công thức toán học dạng đóng chính xác trên kênh fading Rayleigh. Kết quả phân tích của bài báo sẽ được kiểm chứng qua quá trình thực hiện mô phỏng Monte-Carlo.

Cấu trúc bài báo được trình bày như sau: phần II là mô tả và nguyên lý hoạt động của hệ thống mạng chuyên tiếp hai chiều dùng kỹ thuật khử nhiễu tuần tự dưới ảnh hưởng của nhiễu phần cứng. Phần III phân tích hiệu năng qua biểu thức toán học để đánh giá hiệu năng dừng trên kênh truyền fading Rayleigh. Kết quả phân tích và mô phỏng được đưa ra trong phần IV. Các nhận định về kết quả đạt được cũng thể hiện trong phần này. Phần V sau cùng là kết luận và hướng triển khai của bài báo.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG



Hình 1. Mô hình chuyển tiếp hai chiều sử dụng DNC và SIC.

Mạng chuyển tiếp hai chiều sử dụng DNC và SIC dưới ảnh hưởng của HI được miêu tả ở Hình 1. Trong đó, hai nguồn S_1 và S_2 trao đổi tín hiệu x_1 và x_2 cho nhau. Giả sử, khoảng cách giữa hai nguồn là lớn và không có đường truyền trực tiếp giữa chúng. Vì vậy, hai nút nguồn S_1 và S_2 cần sự trợ giúp bởi tập M nút chuyển tiếp. Cụ thể hơn, một trong các nút chuyển tiếp này sẽ được chọn để chuyển tiếp dữ liệu đến cả hai nguồn (trong Hình 1, ký hiệu nút chuyển tiếp được chọn là R_b). Cũng giả sử rằng các nút mạng được trang bị với một anten và hoạt động ở chế độ bán song công. Giả sử các nút chuyển tiếp ở gần nhau nên khoảng cách giữa các nguồn đến các nút chuyển tiếp có thể được xem là tương đương. Do đó, ta có thể ký hiệu d_1 và d_2 lần lượt là khoảng cách giữa các liên kết $S_1 - R_m$ và $S_2 - R_m$, với $m=1,2,\dots,M$. Không mất tính tổng quát, ta có thể giả sử: $d_1 \leq d_2$ [28].

Hệ thống hoạt động trong hai khe thời gian. Khe thời gian đầu, hai nút nguồn sẽ phát tín hiệu tới tập các nút chuyển tiếp. Tín hiệu nhận được tại nút chuyển tiếp thứ m (R_m), như trong [28]:

$$y_{R_m} = \sqrt{P_1}h_{1m}(x_1 + \eta_{1m}) + \sqrt{P_2}h_{2m}(x_2 + \eta_{2m}) + n_{R_m}, \quad (1)$$

với, $m=1,2,\dots,M$, P_1 và P_2 là công suất phát của hai nút nguồn, x_1 và x_2 lần lượt là dữ liệu được gửi đi bởi S_1 và S_2 , n_{R_m} là nhiễu Gauss tại R_m , có giá trị trung bình 0 và phương sai là σ_0^2 (giả sử tất cả nhiễu Gauss tại các thiết bị thu đều có giá trị trung bình 0 và phương sai là σ_0^2), η_{1m} và η_{2m} lần lượt là nhiễu do HI gây ra trên các liên kết $S_1 - R_m$ và $S_2 - R_m$. Như đã đưa ra trong các công trình [9]-[11], η_{1m} và η_{2m} được mô tả bằng những biến ngẫu nhiên có phân phối Gauss với giá trị trung bình bằng 0 và phương sai là $\kappa_1^2 = \kappa_2^2 = \kappa^2$, ở đây ta đã giả sử phân cứng của các thiết bị S_1, R_m và S_2 giống nhau.

Tiếp đến, để có thể thực hiện quy trình khử nhiễu tuần tự SIC, công suất phát của hai nguồn phải khác nhau. Cụ thể, nguồn S_1 sẽ được phát với mức công suất tối đa P_{\max} , trong khi nguồn S_2 phải giảm công suất phát. Thật vậy, ta có thể viết (xem [28]):

$$P_1 = P_{\max}, P_2 = \alpha P_{\max}, (\alpha \leq 1). \quad (2)$$

với α là hệ số hiệu chỉnh công suất phát và giá trị của α sẽ được thiết kế trước khi các nút truyền dữ liệu.

Ta lưu ý rằng, trong trường hợp $d_1 \geq d_2$, hai nút nguồn sẽ đổi nhiệm vụ cho nhau, với

$P_2 = P_{\max}, P_1 = \alpha P_{\max}$. Tuy nhiên, phương pháp và trình tự các bước phân tích sẽ hoàn toàn tương tự như trường hợp được xét trong bài báo này.

Do $d_1 \leq d_2$ và $P_1 \geq P_2$, nút chuyển tiếp R_m sẽ giải mã dữ liệu x_1 trước, rồi sau đó thực hiện SIC để giải mã x_2 . Do đó, tỷ số tín hiệu trên giao thoa và nhiễu (SINR: Signal-to-Interference-plus-Noise) được tính như sau:

$$\varphi_m^{x_1} = \frac{\Delta \gamma_{1m}}{\kappa^2 \Delta \gamma_{1m} + \alpha \Delta (1 + \kappa^2) \gamma_{2m} + 1}, \quad (3)$$

với $\gamma_{1m} = |h_{1m}|^2$ và $\gamma_{2m} = |h_{2m}|^2$ lần lượt là các độ lợi kênh truyền, và $\Delta = P_{\max} / \sigma_0^2$.

Nếu nút chuyển tiếp R_m có thể giải mã thành công tín hiệu x_1 thì thành phần $\sqrt{P_1}h_{1m}x_1$ sẽ được loại khỏi tín hiệu thu y_{R_m} . Sau đó, tín hiệu x_2 sẽ được tiếp tục giải mã, với các thành phần còn lại của y_{R_m} là:

$$y_{R_m}^* = \sqrt{\alpha P_{\max}}h_{2m}(x_2 + \eta_{2m}) + \sqrt{P_{\max}}h_{1m}\eta_{1m} + n_{R_m}. \quad (4)$$

Từ công thức (4), tỷ số SINR đạt được theo tín hiệu x_2 sẽ là:

$$\varphi_m^{x_2} = \frac{\alpha \Delta \gamma_{2m}}{\kappa^2 \alpha \Delta \gamma_{2m} + \kappa^2 \Delta \gamma_{1m} + 1}. \quad (5)$$

Từ các công thức (4) và (5), ta có nhận xét rằng sẽ có 02 trường hợp xảy ra đối với mỗi nút R_m đó là: i) nút R_m có thể giải mã thành công cả hai tín hiệu x_1 và x_2 , ii) nút R_m chỉ có thể giải mã thành công tín hiệu x_1 hoặc không thể giải mã thành công tín hiệu nào.

Ta lưu ý rằng nếu nút chuyển tiếp R_m không thể giải mã thành công cả hai dữ liệu thì trong khe thời gian thứ hai, sẽ có một nguồn nào đó (cụ thể là nguồn S_2) không thể nhận được dữ liệu mong muốn. Như đã đề cập, bài báo này đánh giá hiệu năng xác suất dừng hệ thống SOP, là xác suất mà một trong hai nguồn bị dừng. Do đó, trong trường hợp nút chuyển tiếp R_m không thể giải mã thành công cả hai dữ liệu nhận được từ nguồn thì hệ thống xem như bị dừng.

Vì vậy, sau tiến trình giải mã, ta chia các nút chuyển tiếp thành 02 nhóm: nhóm 1 là nhóm các nút giải mã thành công cả x_1 và x_2 và nhóm 2 là nhóm những nút chuyển tiếp còn lại. Không mất tính tổng quát, ta có thể ký hiệu tập các nút chuyển tiếp giải mã thành công cả x_1 và x_2 là $D = \{R_1, R_2, \dots, R_N\}$, với $0 \leq N \leq M$.

Nếu $D = \{\emptyset\}$ hay $N=0$ thì hệ thống bị dừng vì chắc chắn một trong hai nút S_1 hoặc/và S_2 sẽ không thể nhận được dữ liệu mong muốn.

Nếu $D \neq \{\emptyset\}$ hay $N \neq 0$, một trong những nút thuộc tập D sẽ được chọn để gửi dữ liệu về hai nút S_1 và S_2 trong khe thời gian thứ hai. Giả sử, nút chuyển tiếp được chọn là R_b ($b=1,2,\dots,N$), R_b sẽ XOR các dữ liệu x_1 và x_2 ($x_{\oplus} = x_1 \oplus x_2$), và gửi x_{\oplus} đến S_1 và S_2 trong khe

thời gian thứ hai. Trong trường hợp này, tín hiệu nhận được tại hai nguồn S_1 và S_2 lần lượt là:

$$\begin{aligned} y_{S_1} &= \sqrt{P_{\max}} g_{1b} (x_{\oplus} + \eta_{1b}) + n_{S_1}, \\ y_{S_2} &= \sqrt{P_{\max}} g_{2b} (x_{\oplus} + \eta_{2b}) + n_{S_2}, \end{aligned} \quad (6)$$

với g_{1b} và g_{2b} lần lượt là hệ số kênh fading trên các liên kết $R_b - S_1$ và $R_b - S_2$ trong khe thời gian thứ hai, η_{1b} và η_{2b} lần lượt là tổng nhiễu HI của các liên kết $R_b - S_1$, $R_b - S_2$ (đều có trung bình bằng không và phương sai κ^2), n_{S_1} và n_{S_2} lần lượt là nhiễu Gauss tại S_1 và S_2 . Ta cũng ký hiệu $\chi_{1b} = |g_{1b}|^2$ và $\chi_{2b} = |g_{2b}|^2$ là các độ lợi kênh trong khe thời gian thứ hai này.

Sử dụng công thức (6), tỷ số SINR tại hai nguồn sẽ là:

$$\varphi_{S_{1b}}^{x_{\oplus}} = \frac{\Delta\chi_{1b}}{\kappa^2\Delta\chi_{1b} + 1}, \varphi_{S_{2b}}^{x_{\oplus}} = \frac{\Delta\chi_{2b}}{\kappa^2\Delta\chi_{2b} + 1}. \quad (7)$$

Tiếp đến, bài báo trình bày các phương pháp chọn lựa nút chuyển tiếp như sau:

- **Phương pháp RAN:** Trong phương pháp này, một trong những nút chuyển tiếp thuộc tập D sẽ được chọn một cách ngẫu nhiên. Ưu điểm của phương pháp RAN là đơn giản trong triển khai thực tế. Ngoài ra, RAN còn đạt được sự cân bằng tải giữa các nút chuyển tiếp. Ta cũng quan sát rằng hiệu năng SOP của mô hình RAN tương đương với hiệu năng SOP của mô hình đã đề xuất trong công trình [28]. Cuối cùng, ta ký hiệu R_r là nút chuyển tiếp được chọn.

- **Phương pháp PRS:** Phương pháp chọn lựa nút chuyển tiếp đơn giản [29] để xuất sẽ được viết như sau:

$$R_p : \chi_{2p} = \max_{u=1,2,\dots,N} (\chi_{2u}). \quad (8)$$

Công thức (7) nói rằng nếu R_p là nút chuyển tiếp được chọn thì độ lợi kênh giữa R_p và S_2 trong khe thời gian thứ 2 này sẽ đạt giá trị lớn nhất.

Lý do bài báo này đề xuất chọn lựa nút chuyển tiếp tối ưu dựa vào độ lợi kênh giữa R_u ($R_u \in D$) và S_2 là vì khoảng cách giữa các nút chuyển tiếp đến nguồn thứ hai lớn hơn khoảng cách đến nguồn thứ nhất. Do đó, ta cần chọn nút chuyển tiếp theo các độ lợi kênh này để nâng cao chất lượng kênh giữa R_p và S_2 .

- **Phương pháp ORS:** Để đảm bảo chất lượng kênh cho cả hai liên kết $R_n - S_1$ và $R_n - S_2$, bài báo đề xuất mô hình chọn lựa nút chuyển tiếp tối ưu như sau:

$$R_o : \min(\varphi_{S_{1o}}^{x_{\oplus}}, \varphi_{S_{2o}}^{x_{\oplus}}) = \max_{u=1,2,\dots,N} (\min(\varphi_{S_{1o}}^{x_{\oplus}}, \varphi_{S_{2o}}^{x_{\oplus}})). \quad (9)$$

Việc thực hiện phương pháp ORS sẽ phức tạp hơn các phương pháp khác rất nhiều bởi các nút chuyển tiếp thuộc tập D cần biết được hệ số kênh truyền giữa chúng và cả hai nút nguồn. Phương pháp PRS sẽ đơn giản hơn vì chỉ cần ước lượng hệ số kênh truyền giữa các nút chuyển tiếp và nguồn S_2 . Tuy nhiên, về mặt hiệu năng SOP thì phương pháp ORS sẽ đạt hiệu năng tối ưu vì ORS quan tâm đến chất lượng kênh của cả hai liên kết.

Cuối cùng, các nút nguồn S_1 và S_2 sẽ cố gắng giải mã x_{\oplus} và lấy chính dữ liệu của mình XOR với x_{\oplus} để đạt được dữ liệu mong muốn ($x_1 \oplus x_{\oplus} = x_2, x_2 \oplus x_{\oplus} = x_1$).

Cũng vậy, nếu một trong hai nguồn S_1 và S_2 không thể giải mã thành công x_{\oplus} thì hệ thống xem như bị dừng.

III. PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG SOP

A. Chuẩn bị toán học

Mô hình hệ thống đề xuất hoạt động trên kênh truyền fading Rayleigh, do đó, hàm phân phối tích lũy (CDF: Cummulative Distribution Function), hàm mật độ xác suất (PDF: Probability Density Function) của độ lợi kênh γ giữa hai nút bất kỳ sẽ lần lượt là:

$$\begin{aligned} F_{\gamma}(x) &= 1 - \exp(-\lambda x), \\ f_{\gamma}(x) &= \lambda \exp(-\lambda x), \end{aligned} \quad (10)$$

với $\lambda = d^{\beta}$, trong đó d là khoảng cách giữa hai nút, và β là hệ số suy hao đường truyền [30].

Do đó, hàm CDF và PDF của các độ lợi kênh γ_{1m} và γ_{2m} trong khe thời gian thứ nhất sẽ là:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{1m}}(x) &= 1 - \exp(-\lambda_1 x), F_{\gamma_{2m}}(x) = 1 - \exp(-\lambda_2 x), \\ f_{\gamma_{1m}}(x) &= \lambda_1 \exp(-\lambda_1 x), f_{\gamma_{2m}}(x) = \lambda_2 \exp(-\lambda_2 x), \end{aligned} \quad (11)$$

với $\lambda_1 = d_1^{\beta}$ và $\lambda_2 = d_2^{\beta}$.

Tương tự, trong khe thời gian thứ hai, hàm CDF và PDF của các độ lợi kênh χ_{1v} và χ_{2v} sẽ là:

$$\begin{aligned} F_{\chi_{1v}}(x) &= 1 - \exp(-\lambda_1 x), F_{\chi_{2v}}(x) = 1 - \exp(-\lambda_2 x), \\ f_{\chi_{1v}}(x) &= \lambda_1 \exp(-\lambda_1 x), f_{\chi_{2v}}(x) = \lambda_2 \exp(-\lambda_2 x), \end{aligned} \quad (12)$$

với $v = 1, 2, \dots, M$.

Từ công thức (9), ta có được hàm CDF của χ_{2b} như trong tài liệu [29]:

$$\begin{aligned} F_{\chi_{2p}}(x) &= \Pr\left(\max_{u=1,2,\dots,N} (\chi_{2u}) < x\right) = \prod_{u=1}^N \Pr(\chi_{2u} < x) \\ &= (1 - \exp(-\lambda_2 x))^N. \end{aligned} \quad (13)$$

B. Xác suất dừng hệ thống (SOP)

Trong bài báo này, chúng ta có hai định nghĩa xác suất dừng. Đầu tiên, xác suất dừng tại một thiết bị thu là xác suất mà tỷ số SINR nhận được nhỏ hơn một ngưỡng dừng xác định trước, ký hiệu θ_{th} . Ngược lại, nếu SINR nhận được lớn hơn ngưỡng θ_{th} , ta có thể giả sử rằng thiết bị thu giải mã thành công dữ liệu nhận được. Tiếp đến, ta xét đến định nghĩa xác suất dừng hệ thống, là xác suất mà một trong hai nút nguồn bị dừng.

Từ các định nghĩa trên, ta có thể đưa ra công thức tính xác suất dừng hệ thống cho mô hình X ($X \in \{\text{RAN, PRS, ORS}\}$) như sau:

$$\begin{aligned} \text{SOP}_X &= \Pr(N = 0) \\ &+ \sum_{k=1}^M \Pr(N = k) \Pr(\varphi_{S_{1b}}^{x_{\oplus}} < \theta_{th} \cup \varphi_{S_{2b}}^{x_{\oplus}} < \theta_{th}) \\ &= \Pr(N = 0) \\ &+ \sum_{k=1}^M \Pr(N = k) \left(1 - \Pr(\varphi_{S_{1b}}^{x_{\oplus}} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2b}}^{x_{\oplus}} \geq \theta_{th})\right), \end{aligned} \quad (14)$$

với $b \in \{r, p, o\}$. Trong công thức (14),

$\Pr(\varphi_{S_{1b}}^{x_b} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2b}}^{x_b} \geq \theta_{th})$ là xác suất cả hai nguồn giải mã thành công dữ liệu x_b trong khe thời gian thứ hai.

Đầu tiên, ta xét $\Pr(N = k)$ là xác suất có k nút chuyển tiếp giải mã thành công cả hai dữ liệu trong khe thời gian thứ nhất. Thật vậy, xét nút chuyển tiếp R_m , sử dụng các công thức (3) và (5), ta có thể viết xác suất mà R_m giải mã thành công cả hai dữ liệu x_1 và x_2 như sau:

$$\begin{aligned} \rho_m &= \Pr(\varphi_m^{x_1} \geq \theta_{th}, \varphi_m^{x_2} \geq \theta_{th}) \\ &= \Pr\left(\begin{aligned} (1-\kappa^2\theta_{th})\Delta\gamma_{1m} \geq \alpha\theta_{th}\Delta(1+\kappa^2)\gamma_{2m} + \theta_{th} \\ \alpha(1-\kappa^2\theta_{th})\Delta\gamma_{2m} \geq \kappa^2\theta_{th}\Delta\gamma_{1m} + \theta_{th} \end{aligned}\right). \end{aligned} \quad (15)$$

Quan sát từ (15), ta thấy rằng nếu $1-\kappa^2\theta_{th} \leq 0$ thì $\rho_m = 0$ và hệ thống luôn bị dừng. Do đó, ta chỉ xét trường hợp $1-\kappa^2\theta_{th} > 0$ và viết lại công thức (15) dưới dạng sau:

$$\rho_m = \Pr(\omega_1\gamma_{1m} \geq \gamma_{2m} + \omega_3, \gamma_{2m} \geq \omega_2\gamma_{1m} + \omega_4), \quad (16)$$

với

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1-\kappa^2\theta_{th}}{\alpha\theta_{th}(1+\kappa^2)}, \omega_2 = \frac{\kappa^2\theta_{th}}{\alpha(1-\kappa^2\theta_{th})}, \\ \omega_3 &= \frac{1}{\alpha\Delta(1+\kappa^2)}, \omega_4 = \frac{\theta_{th}}{\alpha\Delta(1-\kappa^2\theta_{th})}. \end{aligned}$$

Hơn nữa, từ (16), để $\rho_m \neq 0$, ta cần có điều kiện sau:

$$0 < \omega_2 < \omega_1 \Rightarrow \kappa^2 < \frac{1}{(\theta_{th})^2 + 2\theta_{th}}. \quad (17)$$

Một khi các điều kiện trong (17) thỏa mãn, ta có thể biểu diễn ρ_m trong công thức (16) dưới dạng sau:

$$\rho_m = \int_{\omega_5}^{+\infty} [F_{\gamma_{2m}}(\omega_1x - \omega_3) - F_{\gamma_{2m}}(\omega_2x + \omega_4)] f_{\gamma_{1m}}(x) dx, \quad (18)$$

với $\omega_5 = (\omega_3 + \omega_4)/(\omega_1 - \omega_2)$.

Thay các hàm CDF và PDF trong (11) vào (18), sau khi thực hiện tính toán tích phân, ta đạt được kết quả sau:

$$\begin{aligned} \rho_m &= \int_{\omega_5}^{+\infty} \left\{ \begin{aligned} &[\exp(-\lambda_2\omega_2x - \lambda_2\omega_4) - \exp(-\lambda_2\omega_1x + \lambda_2\omega_3)] \\ &\times \lambda_1 \exp(-\lambda_1x) \end{aligned} \right\} dx \\ &= \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2\omega_2} \exp(-(\lambda_1 + \lambda_2\omega_2)\omega_5 - \lambda_2\omega_4) \\ &\quad - \frac{\lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2\omega_1} \exp(-(\lambda_1 + \lambda_2\omega_1)\omega_5 + \lambda_2\omega_3). \end{aligned} \quad (19)$$

Tiếp theo, dễ thấy rằng xác suất mà nút chuyển tiếp R_m không thể giải mã thành công cả hai dữ liệu x_1 và x_2 là: $1 - \rho_m$.

Hơn nữa, do các nút chuyển tiếp có vai trò như nhau, nên xác suất $\Pr(N = k)$ trong công thức (14) được tính như sau:

$$\Pr(N = k) = C_M^k (\rho_m)^k (1 - \rho_m)^{M-k}. \quad (20)$$

Hơn nữa, trong trường hợp không có nút chuyển tiếp nào giải mã thành công cả hai dữ liệu nhận được ($N = 0$), ta có:

$$\Pr(N = 0) = (1 - \rho_m)^M. \quad (21)$$

Tiếp đến, ta xét đến xác suất $\Pr(\varphi_{S_{1b}}^{x_b} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2b}}^{x_b} \geq \theta_{th})$ trong công thức (14).

Đối với mô hình RAN, sử dụng biểu thức SINR trong công thức (7), ta đạt được:

$$\begin{aligned} \Pr(\varphi_{S_{1r}}^{x_r} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2r}}^{x_r} \geq \theta_{th}) &= \Pr\left(\begin{aligned} &((1-\theta_{th}\kappa^2)\Delta\chi_{1r} \geq \theta_{th}) \\ &\times \Pr\left(\begin{aligned} &((1-\theta_{th}\kappa^2)\Delta\chi_{2r} \geq \theta_{th}) \end{aligned}\right) \end{aligned}\right) \\ &= \Pr\left(\chi_{1r} \geq \frac{\theta_{th}}{(1-\theta_{th}\kappa^2)\Delta}\right) \Pr\left(\chi_{2r} \geq \frac{\theta_{th}}{(1-\theta_{th}\kappa^2)\Delta}\right) \\ &= \Pr(\chi_{1r} \geq w_6) \Pr(\chi_{2r} \geq w_6) \end{aligned} \quad (22)$$

với $w_6 = \theta_{th}/[(1-\theta_{th}\kappa^2)\Delta]$.

Xét mô hình PRS, sử dụng hàm CDF $F_{\chi_{2p}}(x)$ trong công thức (13), ta đạt được công thức (23) như sau:

$$\begin{aligned} \Pr(\varphi_{S_{1p}}^{x_p} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2p}}^{x_p} \geq \theta_{th}) &= \Pr(\chi_{1p} \geq w_6) \Pr(\chi_{2p} \geq w_6) \\ &= \exp(-\lambda_1 w_6) \times \left[1 - (1 - \exp(-\lambda_2 w_6))^N\right]. \end{aligned} \quad (23)$$

Đối với mô hình ORS, từ thuật toán trong công thức (9), ta đạt được:

$$\begin{aligned} \Pr(\varphi_{S_{1o}}^{x_o} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2o}}^{x_o} \geq \theta_{th}) &= \prod_{u=1}^N \Pr(\chi_{1u} \geq w_6) \Pr(\chi_{2u} \geq w_6) \\ &= \exp(-N(\lambda_1 + \lambda_2)w_6). \end{aligned} \quad (24)$$

Cuối cùng, thay các xác suất $\Pr(N = k)$ trong (20), $\Pr(N = 0)$ trong (21), và các xác suất

$\Pr(\varphi_{S_{1b}}^{x_b} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2b}}^{x_b} \geq \theta_{th})$ trong (22), (23) và (24) vào (13), ta đạt được biểu thức dạng đóng tính chính xác SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS.

Tiếp đến, ta xét hiệu năng SOP của các mô hình khi công suất phát lớn (hay $\Delta \rightarrow +\infty$). Đầu tiên, dễ thấy rằng khi Δ lớn và các điều kiện trong (17) thỏa mãn, ta có:

$$\Pr(\varphi_{S_{1b}}^{x_b} \geq \theta_{th}, \varphi_{S_{2b}}^{x_b} \geq \theta_{th}) \stackrel{\Delta \rightarrow +\infty}{\approx} 1, \quad (25)$$

với $\forall b \in \{r, p, o\}$.

Hơn nữa, khi $\Delta \rightarrow +\infty$, SINR trong các công thức (3) và (5) lần lượt được xấp xỉ như sau:

$$\varphi_m^{x_1} \stackrel{\Delta \rightarrow +\infty}{\approx} \frac{\gamma_{1m}}{\kappa^2\gamma_{1m} + \alpha(1+\kappa^2)\gamma_{2m}}, \quad (26)$$

$$\varphi_m^{x_2} \stackrel{\Delta \rightarrow +\infty}{\approx} \frac{\alpha\gamma_{2m}}{\kappa^2\alpha\gamma_{2m} + \kappa^2\gamma_{1m}}. \quad (27)$$

Sử dụng (26) và (27), ta có thể tính xấp xỉ ρ_m trong (19) như sau:

$$\rho_m \stackrel{\Delta \rightarrow +\infty}{\approx} \frac{\lambda_1\lambda_2(\omega_1 - \omega_2)}{(\lambda_1 + \lambda_2\omega_1)(\lambda_1 + \lambda_2\omega_2)}, \quad (28)$$

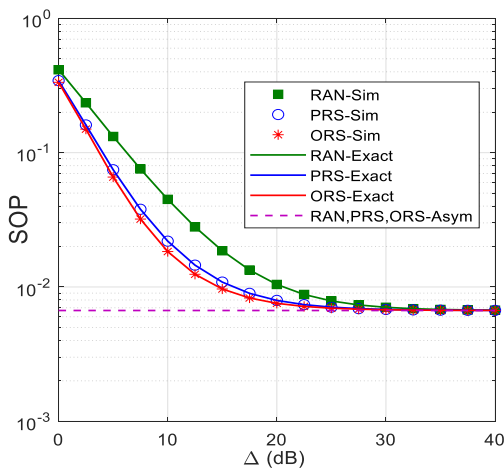
Thay kết quả đạt được trong các công thức (25) và (28) vào công thức (14), ta thấy rằng khi Δ đủ lớn, SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS là giống nhau và không phụ thuộc vào Δ , cụ thể:

$$SOP_X \stackrel{\Delta \rightarrow +\infty}{\approx} \Pr(N=0) \approx \left[1 - \frac{\lambda_1 \lambda_2 (\omega_1 - \omega_2)}{(\lambda_1 + \lambda_2 \omega_1)(\lambda_1 + \lambda_2 \omega_2)} \right]^M \quad (29)$$

IV. KẾT QUẢ MÔ PHÒNG VÀ PHÂN TÍCH

Trong phần này, chúng tôi thực hiện mô phỏng Monte Carlo để kiểm chứng các kết quả phân tích lý thuyết, cũng như để đánh giá hiệu năng SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS. Để đơn giản trong việc phân tích xu hướng hiệu năng SOP, giả sử các nút nằm trên hệ trục tọa độ một chiều, trong đó tọa độ của các nút nguồn là $S_1(0)$, $S_2(1)$, trong khi các nút chuyển tiếp có cùng tọa độ là $R(x_R)$, với $0 < x_R < 0.5$. Trong tất cả các hình vẽ, hệ số suy hao đường truyền cố định bằng 3 ($\beta = 3$) và ngưỡng dừng cố định bằng 1 ($\theta_{th} = 1$). Sử dụng công thức (17), điều kiện của mức khiếm khuyết phần cứng sẽ là: $\kappa^2 < 1/3$. Trong các hình vẽ, các kết quả mô phỏng được ký hiệu là Sim, các kết quả phân tích lý thuyết chính xác được ký hiệu Exact, và các kết quả phân tích tiệm cận khi $\Delta \rightarrow +\infty$ được ký hiệu là Asym. Các hình vẽ cũng cho thấy các kết quả mô phỏng và lý thuyết trùng với nhau, và khi $\Delta \rightarrow +\infty$, giá trị SOP hội tụ về giá trị tiệm cận. Điều này khẳng định sự chính xác của các phân tích lý thuyết trong phần III.

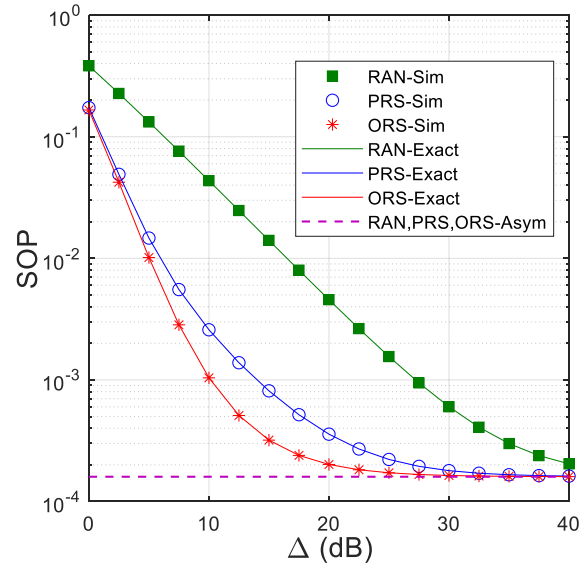
Hình 2 vẽ xác suất dừng hệ thống (SOP) của các mô hình RAN, PRS và ORS theo Δ (dB) khi hệ số phân chia công suất bằng 0.5 ($\alpha = 0.5$), số nút chuyển tiếp bằng 3 ($M=3$), vị trí của nút chuyển tiếp là 0.35 ($x_R = 0.35$) và mức khiếm khuyết phần cứng bằng 0.01 ($\kappa^2 = 0.01$).



Hình 2. Xác suất dừng hệ thống vẽ theo Δ (dB) khi $\alpha = 0.5$, $M = 3$, $x_R = 0.35$, $\kappa^2 = 0.01$.

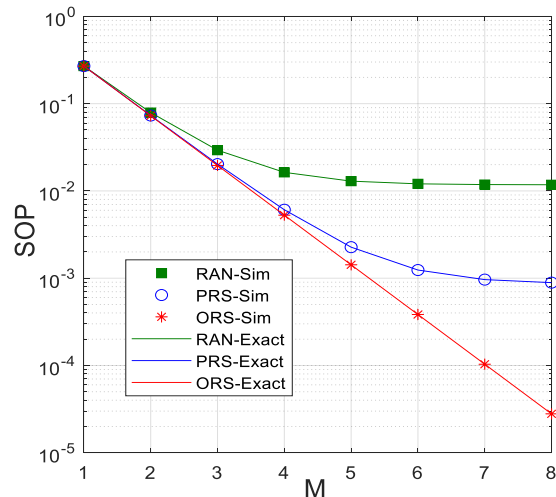
Hình 2 cho ta thấy SOP của ORS là thấp nhất bởi vì đây là phương pháp chọn lựa nút chuyển tiếp tối ưu. Mặc dù SOP của PRS cao hơn SOP của ORS, tuy nhiên SOP của cả hai mô hình chênh lệch không nhiều. SOP của RAN là lớn nhất bởi vì sự chọn lựa nút chuyển tiếp ngẫu nhiên không đạt được độ lợi phân tập cho cả hai liên kết $R - S_1$ và $R - S_2$. Tiếp đến, Hình 2 cho thấy rằng SOP

của cả 03 mô hình đều giảm khi Δ tăng. Tuy nhiên, khi Δ đủ lớn (Δ lớn hơn 35 dB), ta thấy rằng SOP của cả 03 mô hình đều hội tụ về một giá trị. Điều này phù hợp với kết quả đã đưa ra trong công thức (29).



Hình 3. Xác suất dừng hệ thống vẽ theo Δ (dB) khi $\alpha = 0.8$, $M = 5$, $x_R = 0.25$, $\kappa^2 = 0.005$.

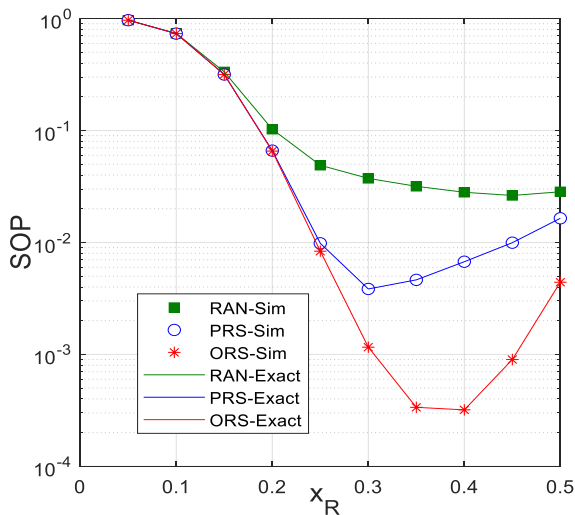
Hình 3 vẽ SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS theo Δ (dB) khi $\alpha = 0.8$, $M = 5$, $x_R = 0.25$ và $\kappa^2 = 0.005$. Tương tự như Hình 2, ORS vẫn đạt giá trị SOP thấp nhất, và RAN đạt giá trị SOP cao nhất. Khác với Hình 2, SOP của RAN lớn hơn rất nhiều khi so với PRS và ORS. Hơn nữa, Hình 2 và 3 cho ta thấy rằng SOP của hai mô hình PRS và ORS khá giống nhau khi Δ nhỏ. Khi Δ lớn, như đã chứng minh trong công thức (29), một lần nữa, SOP của cả ba mô hình sẽ hội tụ về chung một giá trị. Tuy nhiên, ta cần lưu ý từ Hình 2 và Hình 3 rằng hiệu năng của các mô hình chỉ giống nhau khi Δ đạt giá trị rất lớn. Trong thực tế, Δ ở những khoảng giá trị trung bình và cao, và như ta có thể thấy, các mô hình chọn lựa nút chuyển tiếp ORS và PRS đạt hiệu năng tốt hơn rất nhiều khi so sánh với mô hình chọn lựa ngẫu nhiên RAN.



Hình 4. Xác suất dừng hệ thống vẽ theo M khi $\alpha = 0.5$, $\Delta = 15$ (dB), $x_R = 0.3$, $\kappa^2 = 0.01$.

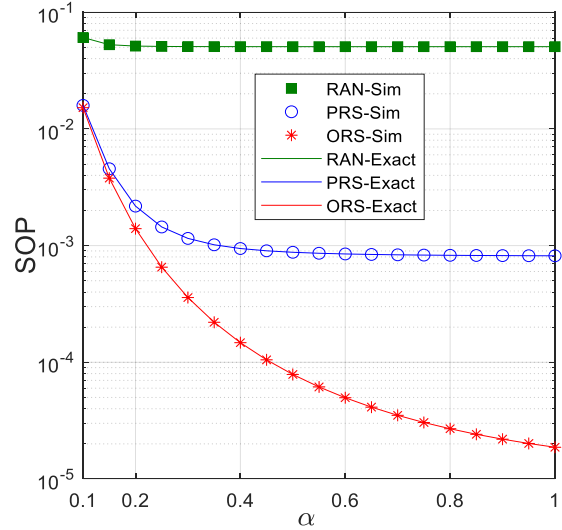
Hình 4 vẽ SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS theo số nút chuyển tiếp khi $\alpha=0.5$, $\Delta=15(\text{dB})$, $x_R=0.3$ và $\kappa^2=0.01$. Ta thấy rằng khi số nút chuyển tiếp tăng, SOP của cả 03 mô hình giảm mạnh. Tuy nhiên, khi giá trị của M đủ lớn thì SOP của các mô hình RAN và PRS không giảm nữa. Nguyên nhân đó là khi M lớn thì xác suất có ít nhất một nút chuyển tiếp giải mã thành công cả hai dữ liệu nguồn trong khe thời gian đầu hầu như bằng 1. Do đó, SOP của các mô hình khi giá trị M lớn chỉ phụ thuộc vào xác suất dừng (OP) ở khe thời gian thứ 2. Do RAN lựa chọn nút chuyển tiếp ngẫu nhiên nên OP của RAN ở khe thời gian thứ hai sẽ không phụ thuộc vào số nút chuyển tiếp. Đối với mô hình PRS, thì khi M lớn, OP ở khe thời gian thứ hai sẽ phụ thuộc vào OP của liên kết $R_p - S_1$, và do đó cũng không phụ thuộc vào giá trị của M . Ngược lại, do mô hình ORS quan tâm đến cả hai liên kết $R - S_1$ và $R - S_2$ khi chọn lựa nút chuyển tiếp tốt nhất, do đó SOP của ORS luôn giảm khi M tăng.

Hình 5 vẽ SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS theo vị trí của các nút chuyển tiếp khi $\alpha=0.5$, $\Delta=10(\text{dB})$, $M=6$ và $\kappa^2=0.01$. Hình 5 cho ta thấy rằng vị trí của các nút chuyển tiếp cũng ảnh hưởng đáng kể lên giá trị SOP. Hơn nữa, khi x_R quá nhỏ (hay các nút chuyển tiếp quá gần nguồn S_1) ($x_R \leq 0.15$), SOP của cả 03 mô hình đều rất lớn. Nguyên nhân là vì các nút chuyển tiếp ở cách xa với nguồn S_2 , trong khi công suất phát của S_2 chỉ bằng một nửa công suất phát của S_1 . Điều này dẫn đến sự truyền dữ liệu giữa S_2 đến các nút chuyển tiếp trong khe thời gian đầu và giữa nút chuyển tiếp được chọn đến S_2 trong khe thời gian thứ hai có xác suất dừng cao. Tuy nhiên, khi các nút chuyển tiếp càng tiến gần về phía nguồn S_2 , thì tỷ số SINR dừng để giải mã tín hiệu của S_1 (xem công thức (3)) sẽ giảm bởi vì nhiễu do nguồn S_2 gây ra càng tăng. Điều này cũng



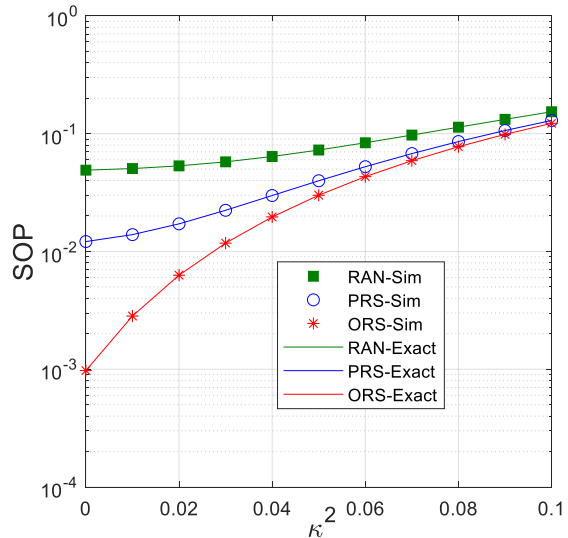
Hình 5. Xác suất dừng hệ thống vẽ theo x_R khi $\alpha=0.5$, $\Delta=10(\text{dB})$, $M=6$, $\kappa^2=0.01$.

làm tăng giá trị của SOP, và đây là lý do tại sao tồn tại giá trị của x_R để SOP của các mô hình đều xuất đạt giá trị nhỏ nhất. Thật vậy, như ta quan sát trong Hình 5, vị trí tối ưu của các nút chuyển tiếp trong các mô hình RAN, PRS và ORS lần lượt là 0.45, 0.3 và 0.4.



Hình 6. Xác suất dừng hệ thống vẽ theo α khi $x_R=0.2$, $\Delta=10(\text{dB})$, $M=5$, $\kappa^2=0$.

Hình 6 vẽ SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS theo hệ số hiệu chỉnh công suất phát α khi $x_R=0.2$, $\Delta=10(\text{dB})$, $M=5$ và $\kappa^2=0$. Trong Hình 6, $\kappa^2=0$ có nghĩa rằng phần cứng của tất cả các nút được giả sử là hoàn hảo [13]-[15]. Ta cũng quan sát rằng hệ số hiệu chỉnh công suất α không ảnh hưởng nhiều đến SOP của mô hình RAN. Đối với mô hình PRS, khi $\alpha > 0.4$ thì SOP chỉ giảm nhẹ khi α tăng. Chỉ riêng mô hình ORS, SOP giảm mạnh khi α thay đổi từ 0.1 đến 1. Do đó, mô hình ORS sẽ tốt hơn khi nguồn S_2 có thể phát với công suất lớn.



Hình 7. Xác suất dừng hệ thống vẽ theo κ^2 khi $x_R=0.4$, $\Delta=7.5(\text{dB})$, $M=5$, $\alpha=0.5$.

Hình 7 vẽ SOP của các mô hình RAN, PRS và ORS theo mức khiếm khuyết phần cứng khi $x_r = 0.4$, $\Delta = 7.5(\text{dB})$, $M = 5$ và $\alpha = 0.5$. Hình 7 cho ta thấy sự tác động đáng kể của mức khiếm khuyết phần cứng κ^2 lên giá trị SOP của các mô hình. Như chúng ta có thể dự đoán, SOP của tất cả các mô hình sẽ tăng khi mức khiếm khuyết tăng do nhiễu tăng. Quan sát từ Hình 7, ta thấy rằng trong 03 mô hình RAN, PRS và ORS, SOP của mô hình ORS tăng nhanh nhất khi κ^2 thay đổi từ 0 đến 0.1. Và khi $\kappa^2 = 0.1$, SOP của cả ba mô hình khá gần nhau.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, hiệu năng xác suất dừng SOP của mạng chuyển tiếp hai chiều dùng kỹ thuật DNC và SIC đã được phân tích và kiểm chứng bằng mô phỏng Monte Carlo. Hơn nữa, bài báo đề xuất 03 phương pháp chọn lựa nút chuyển tiếp để nâng cao hiệu năng của mạng dưới sự ảnh hưởng của khiếm khuyết phần cứng, fading kênh truyền và nhiễu đồng kênh giữa các tín hiệu. Trong các mô hình đề xuất thì mô hình ORS đạt hiệu năng tốt nhất và RAN cho hiệu năng xấu nhất. Tuy nhiên, việc thực thi mô hình ORS cũng phức tạp nhất. SOP của mô hình PRS có thể so sánh được với mô hình ORS, và việc thực hiện mô hình PRS cũng đơn giản hơn. Các kết quả cũng cho thấy rằng, để nâng cao hiệu năng mạng, các thông số hệ thống như vị trí nút chuyển tiếp, số lượng nút chuyển tiếp, hệ số hiệu chỉnh công suất phát cần được thiết kế một cách tối ưu.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Học Viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông Cơ sở tại Thành Phố Hồ Chí Minh trong đề tài có mã số 08-HV-2021-RD_ĐT2.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] S. Yadav and P. K. Upadhyay, "Impact of Outdated Channel Estimates on Opportunistic Two-Way ANC-Based Relaying With Three-Phase Transmissions", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 12, pp. 5750 – 5766, Dec. 2015.

[2] S. L. H. Nguyen, A. Ghrayeb and M. Hasna, "Iterative Compressive Estimation and Decoding for Network-Channel-Coded Two-Way Relay Sparse ISI Channels", *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 12, pp. 1992 – 1995, Dec. 2012.

[3] M. Zhou, Q. Cui, R. Jantti and X. Tao, "Energy-Efficient Relay Selection and Power Allocation for Two-Way Relay Channel with Analog Network Coding," *IEEE Communications Letters*, vol. 16, no. 6, pp. 816-819, June 2012.

[4] T. T. Duy and H.Y. Kong, "Exact Outage Probability of Cognitive Two-Way Relaying Scheme with Opportunistic Relay Selection under Interference Constraint," *IET Communications*, vol. 6, no. 16, pp. 2750-2759, Nov. 2012.

[5] N. N. Tan, T. H. Q. Minh, T. T. Phuong, M. Voznak, T. T. Duy, N. T. Long, P. T. Tin, "Performance Enhancement for Energy Harvesting Based Two-Way Relay Protocols in Wireless Ad-hoc Networks with Partial and Full Relay Selection Methods," *Ad-hoc Networks*, vol. 54, pp. 178-187, March 2019.

[6] S. Salamat Ullah, S. C. Liew, G. Liva and T. Wang, "Short-Packet Physical-Layer Network Coding," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 2, pp. 737-751, Feb. 2020.

[7] T. T. Duy and H.Y. Kong, "Outage Analysis of Cognitive Spectrum Sharing for Two-way Relaying Schemes with Opportunistic Relay Selection over i.n.i.d. Rayleigh Fading Channels," *IEICE Transactions on Communications*, vol. E96-B, no. 1, pp. 348-351, Jan. 2013.

[8] S. Yadav, P. K. Upadhyay and S. Prakriya, "Performance Evaluation and Optimization for Two-Way Relaying With Multi-antenna Sources", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 6, Jul. 2014.

[9] M. Matthaiou, A. Papadogiannis, E. Bjornson, M. Debbah, "Two-way Relaying Under the Presence of Relay Transceiver Hardware Impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 6, pp. 1136-1139, Jun. 2013.

[10] N. H. Nhat, Q. B. Vo Nguyen, N. Linh Trung and M. Debbah, "Relay selection in two-way relaying networks with the presence of hardware impairment at relay transceiver," in *Proc. of 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, 2014, pp. 616-620.

[11] A. K. Mishra, S. K. Tiwari, S. C. M. Gowda and P. Singh, "Performance Analysis of Bidirectional Multiuser Multirelay Transmission Systems With Channel Estimation Error and Hardware Impairment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 9, pp. 8804-8813, Sept. 2019.

[12] J. Feng, S. Ma, S. Aïssa and M. Xia, "Two-Way Massive MIMO Relaying Systems With Non-Ideal Transceivers: Joint Power and Hardware Scaling," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 67, no. 12, pp. 8273-8289, Dec. 2019.

[13] E. Bjornson, M. Matthaiou, M. Debbah, "A New Look at Dual-Hop Relaying: Performance Limits With Hardware Impairments," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 61, no. 11, pp. 4512-4525, Nov. 2013.

[14] T. T. Duy, Trung Q. Duong, D.B. da Costa, V.N.Q. Bao, M. ElKashlan, "Proactive Relay Selection with Joint Impact of Hardware Impairment and Co-channel Interference," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 63, no. 5, pp. 1594-1606, May 2015.

[15] Y. Xu, H. Xie and R. Q. Hu, "Max-Min Beamforming Design for Heterogeneous Networks With Hardware Impairments," *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 4, pp. 1328-1332, Apr. 2021.

[16] Z. Ding, Y. Liu, J. Choi, Q. Sun, M. ElKashlan, Chih-Lin I, H. V. Poor, "Application of Non-Orthogonal Multiple Access in LTE and 5G Networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 185 - 191, Feb. 2017.

[17] X. Liang, Y. Wu, D. W. K. Ng, Y. Zuo, S. Jin, and H. Zhu, "Outage Performance for Cooperative NOMA Transmission with an AF Relay," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 11, pp. 2428-2431, Nov. 2017.

[18] X. Yue, Y. Liu, S. Kang, and A. Nallanathan, "Performance Analysis of NOMA With Fixed Gain Relaying Over Nakagami-m Fading Channels," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 5445-5454, 2017.

[19] V. L. Nguyen, H. D. Binh, T. D. Dung and Y. Lee, "Enhancing Physical Layer Security for Cooperative Non-Orthogonal Multiple Access Networks with Artificial Noise," *EAI Transactions on Industrial Networks and Intelligent Systems*, vol. 6, no. 20, pp. 1–11, 2019.

[20] K. Cao, B. Wang, H. Ding, L. Lv, J. Tian and F. Gong, "On the Security Enhancement of Uplink NOMA Systems With Jammer Selection," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 9, pp. 5747–5763, Sept. 2020.

[21] H. V. Toan, T. M. Hoang, T. T. Duy, L. T. Dung, "Outage Probability and Ergodic Capacity of a Two-User NOMA Relaying System with an Energy Harvesting Full-Duplex Relay and Its Interference at the Near User," *Sensors MDPI*, vol. 20, no. 22, pp. 1-21, Nov. 2020.

[22] V. N. Vo, C. So-In, D. Tran and H. Tran, "Optimal System Performance in Multihop Energy Harvesting WSNs Using Cooperative NOMA and Friendly Jammers," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 125494-125510, 2019.

- [23] T. T. Duy, P. T. D. Ngoc, T. T. Phuong, "Performance Enhancement for Multihop Cognitive DF and AF Relaying Protocols under Joint Impact of Interference and Hardware Noises: NOMA for Primary Network and Best-Path Selection for Secondary Network," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2021, ID 8861725, pp. 1-15, Apr. 2021.
- [24] C. Deng, M. Liu, X. Li and Y. Liu, "Hardware Impairments Aware Full-Duplex NOMA Networks Over Rician Fading Channels," *IEEE Systems Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 2515-2518, June 2021.
- [25] A. Agarwal and A. K. Jagannatham, "Performance Analysis for Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA)-based Two-Way Relay Communication," *IET Communications*, vol. 13, no. 4, pp. 363-370, Apr. 2019.
- [26] P. N. Son and T. T. Duy, "A New Approach for Two-Way Relaying Networks: Improving Performance By Successive Interference Cancellation, Digital Network Coding and Opportunistic Relay Selection," *Wireless Networks*, vol. 26, no. 2, pp. 1315-1329, Feb. 2020
- [27] P. N. Son, T. T. Duy, H. V. Khuong, "SIC-Coding Schemes for Underlay Two-Way Relaying Cognitive Networks," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2020, ID 8860551, pp. 1-17, Aug. 2020.
- [28] P. T. Đ. Ngọc, N. L. Nhật, "Nghiên Cứu Hiệu Năng Mạng Chuyên Tiếp Hai Chiều Dùng Kỹ Thuật Khử Nhiễu Tuần Tự Dưới Sự Ảnh Hưởng Của Nhiễu Phần Cứng," *Journal of Science and Technology on Information and Communications*, vol. 1, no. 4A, pp. 13-20, 2020.
- [29] H. D. Hung, T. T. Duy, P. N. Son, L. T. Thuong and M. Voznak, "Security-Reliability Trade-off Analysis for Rateless Codes-Based Relaying Protocols Using NOMA, Cooperative Jamming and Partial Relay Selection," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 1-22, Sept. 2021.
- [30] J. N. Laneman, D. N. C. Tse and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.

PERFORMANCE ANALYSIS OF TWO-WAY RELAYING NETWORKS USING SUCCESSIVE INTERFERENCE CANCELLATION AND RELAY SELECTION METHODS UNDER IMPACT OF HARDWARE IMPAIRMENTS

Abstract: This paper studies two-way relaying networks using digital network coding and successive interference cancellation, under impact of hardware impairments. In the proposed scheme, two sources want to exchange their data with each other via help of multiple intermediate relays. In the first time slot, both the sources send their data to the relays that use successive interference cancellation to decode the received data. In the second time slot, one of successful relays that can decode both the received data correctly are selected for the data transmission. We propose three relay selection methods, including random relay selection (RAN), partial relay selection (PRS) and opportunistic relay selection (ORS). In addition, the chosen relay combines the decoded data with XOR, and broadcast the XOR-ed data to both the sources at the second time slot. We evaluate system outage probability for the proposed scheme over Rayleigh fading channel. We also perform Monte Carlo simulations to verify the derived formulas.



Phạm Thị Đan Ngọc hiện đang công tác tại Khoa Kỹ thuật Điện Tử 2, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông cơ sở tại TP. Hồ Chí Minh. Hướng nghiên cứu hiện tại: truyền thông công tác, vô tuyến nhận thức, khiếm khuyết phần cứng.
Email: ngocptd@ptithcm.edu.vn



Phạm Xuân Minh, Sinh ngày 28/08/1987. Tốt nghiệp đại học tại Đại học Sư phạm Kỹ thuật TP.HCM vào năm 2010 và nhận bằng Thạc sĩ tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông vào năm 2013. Hiện công tác tại Khoa Kỹ thuật Điện tử 2, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông cơ sở TPHCM. Lĩnh vực nghiên cứu: hệ thống nhúng, thiết kế vi mạch.
Email: minhpx@ptithcm.edu.vn



Nguyễn Lương Nhật, Nhận học vị Tiến sĩ năm 1997 tại Moscow, nước Nga. Hiện là Trưởng khoa Kỹ thuật Điện tử 2, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, cơ sở tại TP. Hồ Chí Minh. Lĩnh vực nghiên cứu: Xử lý tín hiệu, trí tuệ nhân tạo, an toàn thông tin.



Lê Quang Phú, trưởng Phòng Đào tạo và Khoa học công nghệ, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông, cơ sở tại TP. Hồ Chí Minh. Lĩnh vực nghiên cứu và giảng dạy bao gồm: điện tử, mạng cảm biến, mạng IoT.