

HIỆU NĂNG HỆ THỐNG NOMA-CDRT ĐƯỜNG XUỐNG SỬ DỤNG RIS VÀ BỘ GIẢI MÃ VÀ CHUYỂN TIẾP

Lê Thanh Thủy, Lê Hải Châu

Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Hà nội, Việt nam

Tóm tắt: Bài báo này giới thiệu một khung truyền thông không dây tiên tiến, tích hợp bề mặt thông minh khả cấu hình (RIS) và bộ giải mã-và-chuyển tiếp (decode-and-forward) vào kiến trúc truyền dẫn phối hợp trực tiếp và qua bộ chuyển tiếp (CDRT) dựa trên đa truy nhập không trực giao (NOMA). Hệ thống hoạt động trên các kênh fading Nakagami- m , sử dụng căn chỉnh pha rời rạc cho RIS, cung cấp khả năng tăng cường hiệu quả truyền tín hiệu giữa một nút nguồn và các thiết bị đầu cuối người dùng bao gồm người dùng gần và người dùng xa. Các biểu thức xấp xỉ dạng đóng của các chỉ số hiệu năng quan trọng, như xác suất dừng, dung lượng ergodic, được xây dựng để phân tích hiệu năng hệ thống. Các kết quả phân tích lý thuyết được kiểm chứng thông qua mô phỏng Monte Carlo, cho thấy hiệu năng hệ thống được cải thiện đáng kể khi sử dụng bề mặt thông minh có thể tái cấu hình (RIS) kết hợp với bộ giải mã và chuyển tiếp.

Từ khóa: Truyền thông không dây, truyền dẫn phối hợp trực tiếp và qua bộ chuyển tiếp (CDRT), đa truy nhập không trực giao (NOMA), bề mặt thông minh có thể tái cấu hình.

I. INTRODUCTION

Internet vạn vật (IoT) và các hệ thống không dây thế hệ tiếp theo đòi hỏi phải đáp ứng nhu cầu ngày càng tăng về kết nối lớn, độ tin cậy cao, và độ trễ thấp, đặc biệt trong các ứng dụng như tự động hóa công nghiệp và lái xe tự động [1], [2]. Những yêu cầu này, cùng với hạn chế về phổ tần và năng lượng, gây khó khăn trong việc cải thiện chất lượng tín hiệu và hỗ trợ kết nối quy mô lớn [3]. Để khắc phục, đa truy nhập không trực giao (NOMA) đã nổi lên như một giải pháp quan trọng, cải thiện hiệu suất phổ và dung lượng hệ thống nhờ ghép kênh miền công suất và mã hóa chồng lấp [4], [5], [6]. Tuy nhiên, NOMA yêu cầu khả năng khử giao thoa liên tục (SIC), gây phức tạp trong quản lý giao thoa giữa các người dùng [7].

Bên cạnh đó, phương pháp truyền dẫn phối hợp trực tiếp và thông qua bộ chuyển tiếp (CDRT) nổi lên với tư cách là giải pháp hiệu quả để mở rộng vùng phủ sóng, cải thiện hiệu suất phổ và dung lượng trong các môi trường phức tạp bằng cách kết hợp nhiều luồng truyền thông và sử dụng các nút chuyển tiếp hỗ trợ [8]–[10]. Tuy nhiên, CDRT gặp hạn chế do giao thoa giữa các luồng, làm giảm hiệu năng hệ thống. Để khắc phục, NOMA cung cấp giải pháp tiềm năng nhờ mã hóa chồng lấp, cho phép người dùng có điều kiện kênh tốt giải mã tín hiệu gây nhiễu trước khi giải mã tín hiệu của mình, mà không cần trao đổi dữ liệu thêm [5], [6]. Ngoài ra, NOMA sử dụng khử giao thoa liên tục (SIC) để loại bỏ nhiễu hiệu quả. Do đó, hệ thống CDRT dựa trên NOMA, kết hợp ưu điểm của cả hai phương pháp, đã được nghiên cứu rộng rãi để nâng cao vùng phủ sóng, độ tin cậy, và tính linh hoạt cho hệ thống không dây [11]–[13].

Các nghiên cứu về hệ thống CDRT dựa trên NOMA đã tập trung vào truyền dẫn đồng thời cho người dùng gần và xa, áp dụng kỹ thuật hủy giao thoa và khám phá tính thích nghi trong các kịch bản như chuyển tiếp đa dạng, hợp tác người dùng, truyền năng lượng không dây, và truyền thông đường lên [14]–[19]. Tuy nhiên, hầu hết các nghiên cứu chỉ giới hạn ở kịch bản chuyển tiếp đơn với giả định kênh fading Rayleigh hoặc các cấu hình đơn giản hóa [14], [16], và ít xem xét kênh fading Nakagami- m [20]. Điều này chưa phản ánh đầy đủ các môi trường fading đa dạng trong thực tế. Trong môi trường nhiều chuyển tiếp, lựa chọn chuyển tiếp là giải pháp hiệu quả để nâng cao hiệu suất hệ thống [21]. Đối với hệ thống NOMA hợp tác sử dụng CDRT, việc chọn chuyển tiếp không chỉ ảnh hưởng đến hiệu suất của người dùng trực tiếp mà còn đến mức giao thoa mà người dùng xa gặp phải.

Mặt khác, bề mặt thông minh có thể tái cấu hình (RIS) đã và đang thu hút sự chú ý đáng kể như một bước phát triển đột phá trong các hệ thống truyền thông không dây, cải thiện truyền tín hiệu và hiệu suất hệ thống. Những bề mặt này có thể điều chỉnh động pha và phân cực của sóng điện từ, tạo điều kiện tối ưu cho việc truyền tín hiệu, tăng cường độ mạnh của tín hiệu, vùng phủ sóng và hiệu quả phổ [22]–[24]. Công nghệ này giúp giảm thiểu hiệu quả các

Tác giả liên hệ: Lê Hải Châu,

Email: chaulh@ptit.edu.vn

Đến tòa soạn: 11/2024, chỉnh sửa: 12/2024, chấp nhận đăng: 12/2024.

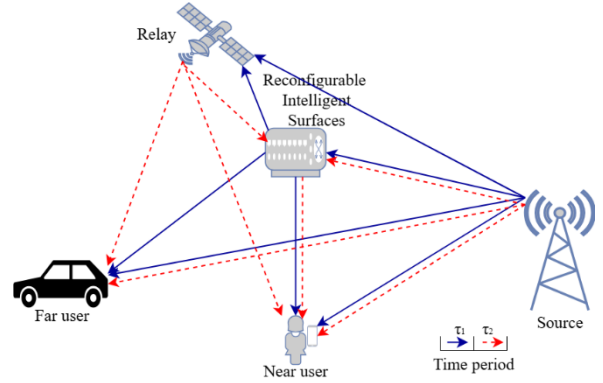
vấn đề phổ biến trong môi trường phức tạp như mất tín hiệu, fading đa đường và nhiễu. Các nghiên cứu đã chứng minh rằng các bề mặt lớn với hàng trăm phần tử có hiệu suất vượt trội hơn so với các bộ giải mã-và-chuyển tiếp (DF) [25] và các bộ khuếch đại-và-chuyển tiếp [26]. Các phân tích gần đây chỉ ra rằng việc tích hợp RIS cải thiện đáng kể hiệu suất của hệ thống chuyển tiếp, bao gồm cả xác suất gián đoạn (OP) và dung lượng ergodic (EC) [27]. Tối ưu hóa triển khai RIS đã là trọng tâm của các nghiên cứu, từ việc tìm vị trí tối ưu của RIS để tối đa hóa tốc độ đạt được [28] đến tối ưu hóa công suất truyền và vector tạo chùm trong hệ thống hợp tác [29], [30]. Các biểu thức phân tích cũng chỉ ra rằng dung lượng RIS có thể mở rộng tuyến tính khi tăng số lượng phần tử RIS [31].

Trên cơ sở đó, trong khuôn khổ bài báo này, chúng tôi tập trung nghiên cứu và phân tích hiệu năng đường xuống của hệ thống CDRT dựa trên NOMA trang bị một bộ giải mã và chuyển tiếp và một bề mặt thông minh có thể tái cấu hình hoạt động trên kênh fading Nakagami- m , trong đó xem xét dịch pha rời rạc tại RIS. Hệ thống mở rộng các kiến trúc CDRT truyền thống bằng cách tích hợp và khai thác lợi thế của việc sử dụng bộ giải mã-và-chuyển tiếp và RIS để cải thiện truyền tín hiệu giữa một nút nguồn và hai người dùng đầu cuối (người dùng gần và người dùng xa). Các biểu thức xấp xỉ dạng đóng cho các chỉ số hiệu năng chính, bao gồm xác suất dừng (OP) và dung lượng ergodic (EC) được dẫn xuất và xác minh bằng phương pháp mô phỏng số Monte Carlo.

II. MÔ HÌNH THỆ THỐNG NOMA-CDRT SỬ DỤNG BỀ MẶT THÔNG MINH CÓ THỂ TÁI CẤU HÌNH VÀ BỘ GIẢI MÃ VÀ CHUYỂN TIẾP

A. Cấu hình hệ thống

Trong nghiên cứu này, chúng tôi đề xuất và khảo sát mô hình hệ thống CDRT dựa trên NOMA đường xuống sử dụng bề mặt thông minh có thể cấu hình lại được và bộ giải mã được minh họa trong Hình 1. Hệ thống truyền thông đường xuống được hỗ trợ bởi một bộ giải mã-và-chuyển tiếp, ký hiệu là R , và một bề mặt thông minh có thể cấu hình lại được với M phần tử phản xạ, ký hiệu là I , để hỗ trợ giao tiếp giữa một nút nguồn, ký hiệu là S , và nhiều thiết bị đầu cuối người dùng bao gồm người dùng gần (gọi là N) và người dùng xa (gọi là F), trong đó hai người dùng đều truy cập kênh sử dụng kỹ thuật NOMA. Tất cả các nút được giả định có cấu hình đơn ăng-ten và giao tiếp ở chế độ bán song công qua hai khe thời gian (τ_1 và τ_2). Trong đó, bộ giải mã và chuyển tiếp, R , và M phần tử phản xạ được sử dụng để tăng cường chất lượng tín hiệu cho người dùng xa, F , bằng cách giải quyết vấn đề khoảng cách xa và các tác động tiêu cực của môi trường.



Hình 1. Mô hình hệ thống NOMA-CDRT dựa trên RIS và bộ giải mã và chuyển tiếp.

Trong hệ thống này, dịch pha RIS trong thời gian τ_1 được sử dụng cho người dùng F để ưu tiên đảm bảo người dùng này trước, sau đó chuyển sang người dùng N trong thời gian τ_2 . Ngoài ra, để đảm bảo tính tổng quát của hệ thống, khác với các nghiên cứu trước [14], [16], liên kết trực tiếp giữa nút nguồn S và người dùng xa F được xem xét trong nghiên cứu này. Độ lợi kênh từ các máy phát $\mathcal{T} \in \{S, I, R\}$ đến các máy thu tương ứng $\mathcal{V} \in \{I, N, F, R\}$ qua kênh Nakagami- m được mô hình hóa là $g_{\mathcal{T}\mathcal{V}} \sim \mathcal{N}(m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}, \Omega_{\mathcal{T}\mathcal{V}})$ với tham số fading $m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}$ và tham số tỉ lệ $\Omega_{\mathcal{T}\mathcal{V}}$, trong đó $\Omega_{\mathcal{T}\mathcal{V}} = (d_{\mathcal{T}\mathcal{V}}/d_0)^{-\epsilon}$ với $d_{\mathcal{T}\mathcal{V}} = \sqrt{(x_{\mathcal{V}} - x_{\mathcal{T}})^2 + (y_{\mathcal{V}} - y_{\mathcal{T}})^2}$, trong đó, d_0 là khoảng cách tham chiếu, và ϵ là hệ số suy hao. Trên cơ sở đó, hàm mật độ xác suất (PDF) và hàm phân phối tích lũy (CDF) của $|g_{\mathcal{T}\mathcal{V}}|^2$ có thể được tính theo các công thức sau:

$$f_{|g_{\mathcal{T}\mathcal{V}}|^2}(x) = \frac{x^{m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}-1}}{\Gamma(m_{\mathcal{T}\mathcal{V}})\Omega_{\mathcal{T}\mathcal{V}}^{m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}}} \exp\left(-\frac{m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}x}{\Omega_{\mathcal{T}\mathcal{V}}}\right) \quad (1)$$

$$F_{|g_{\mathcal{T}\mathcal{V}}|^2}(x) = \frac{\gamma(m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}, m_{\mathcal{T}\mathcal{V}}x/\Omega_{\mathcal{T}\mathcal{V}})}{\Gamma(m_{\mathcal{T}\mathcal{V}})}. \quad (2)$$

B. Truyền dẫn tín hiệu

Trong khe thời gian đầu tiên τ_1 , S sử dụng NOMA để truyền tín hiệu đến N , R và F với sự hỗ trợ của bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại được I với M phần tử phản xạ, trong đó tất cả các dịch pha được tối ưu hóa cho người dùng xa. Khi đó, tín hiệu nhận được tại thiết bị thu $\mathcal{V}$ có thể được biểu diễn như sau:

$$y_{\mathcal{V}}^{\tau_1} = \left(\sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IV}^m g_{SV}^m + g_{SV} \right) \mathbf{x} + w_{\mathcal{V}}. \quad (3)$$

Trong công thức (3), tham số $\mathbf{x} = \sqrt{\rho}(\sqrt{\alpha_N}x_N + \sqrt{\alpha_F}x_F)$ với điều kiện $\alpha_N + \alpha_F = 1$ và $\alpha_N < \alpha_F$, $w_{\mathcal{V}} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, và $\theta_{SF}^m = e^{-j(\angle g_{SF} - \angle g_{SI}^m - \angle g_{IF}^m + \phi^{err})}$ là sự thay đổi pha tại phần tử thứ m của RIS I với $\phi^{err} \sim \mathcal{CN}(2^{-p}\pi, 2^p\pi)$ với $p \geq 1$, p được giới thiệu như là một bit định lượng cho quá trình dịch pha rời rạc tại các phần tử RIS [33]. Do đó, SINR nhận được cho bộ chuyển tiếp R và người dùng xa F để giải mã x_F trong τ_1 có thể được biểu diễn lần lượt như sau:

$$\gamma_R^{\tau_1, x_F} = \frac{\alpha_F P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IR}^m \theta_{SF}^m + g_{SR} \right|^2}{\alpha_N P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IR}^m \theta_{SF}^m + g_{SR} \right|^2 + 1} \quad (4)$$

$$\gamma_F^{\tau_1, x_F} = \frac{\alpha_F P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IF}^m \theta_{SF}^m + g_{SF} \right|^2}{\alpha_N P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IF}^m \theta_{SF}^m + g_{SF} \right|^2 + 1} \quad (5)$$

với $P = \rho/\sigma^2$. Trong khi đó, SINR nhận được cho người dùng gần N để giải mã x_F và x_N có thể được biểu diễn lần lượt như sau.

$$\gamma_N^{\tau_1, x_F} = \frac{\alpha_F P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IN}^m \theta_{SN}^m + g_{SN} \right|^2}{\alpha_N P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IN}^m \theta_{SN}^m + g_{SN} \right|^2 + 1} \quad (6)$$

$$\gamma_N^{\tau_1, x_N} = \frac{\alpha_N P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IN}^m \theta_{SN}^m + g_{SN} \right|^2}{\delta_1 \alpha_F P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IN}^m \theta_{SN}^m + g_{SN} \right|^2 + 1} \quad (7)$$

với $\delta_1 \in [0,1]$, δ_1 là mức độ nhiễu tự can thiệp dư (RSI) do quá trình loại bỏ nhiễu tự can thiệp không hoàn hảo gây ra.

Trong khi đó, trong khe thời gian thứ hai τ_2 , bộ giải mã và chuyển tiếp R đã chọn chuyển tiếp tín hiệu đã giải mã đến người dùng xa F , trong khi nút nguồn S đồng thời gửi một tín hiệu mới đến người dùng gần N . Để đảm bảo chất lượng tín hiệu cho cả hai người dùng, sự dịch pha RIS trong τ_2 được tối ưu hóa cho người dùng gần N thay vì cho người dùng xa F như trong thời gian τ_1 . Do đó, tín hiệu nhận được tại thiết bị thu $\mathcal{V}$ có thể được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} y_{\mathcal{V}}^{\tau_2} = & \sqrt{\alpha_S P} \left(\sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IV}^m \theta_{SN}^m + g_{SV} \right) x_S + w_{\mathcal{V}} \\ & + \sqrt{\alpha_R P} \left(\sum_{m=1}^M g_{RI}^m g_{IV}^m \theta_{SN}^m + g_{RV} \right) x_F \end{aligned} \quad (8)$$

với $\alpha_S \in (0,1]$, $\alpha_R \in (0,1]$ và $\theta_{SN}^m = e^{-j(\angle g_{SN} - \angle g_{SI}^m - \angle g_{IN}^m + \phi^{err})}$. Trong τ_2 , người dùng gần N nhận cả tín hiệu chính từ S và nhiễu từ R . Hơn nữa, tín hiệu đã giải mã x_F được sử dụng để loại bỏ một phần nhiễu từ R , đồng thời R cũng chuyển tiếp x_F đến người dùng xa F trong cùng một thời gian. Do đó, SINR nhận được tại N và F có thể được biểu diễn lần lượt như sau:

$$\gamma_N^{\tau_2, x_N} = \frac{\alpha_{RS} P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IN}^m \theta_{SN}^m + g_{SN} \right|^2}{\delta_2 \alpha_R P \left| \sum_{m=1}^M g_{RI}^m g_{IN}^m \theta_{SN}^m + g_{RN} \right|^2 + 1}, \quad (9)$$

$$\gamma_F^{\tau_2, x_F} = \frac{\alpha_R P \left| \sum_{m=1}^M g_{RI}^m g_{IF}^m \theta_{SN}^m + g_{RF} \right|^2}{\alpha_S P \left| \sum_{m=1}^M g_{SI}^m g_{IF}^m \theta_{SN}^m + g_{SF} \right|^2 + 1}, \quad (10)$$

III. PHÂN TÍCH HIỆU NĂNG

Trong hệ thống CDRT tích hợp NOMA với bề mặt thông minh có thể tái cấu hình RIS và bộ giải mã và chuyển tiếp, việc phân tích hiệu năng đường xuống đóng vai trò

quan trọng nhằm tối ưu hóa các giải pháp mạng trong các tình huống truyền thông khác nhau. Giống như các hệ thống truyền thông khác, phần này phân tích hiệu năng hệ thống dưới độ dài khối vô hạn. Do đó, các biểu thức xác suất mất tín hiệu (xác suất dừng - OP) và dung lượng ergodic (EC) được dẫn xuất dựa trên định lý Shannon như sau.

A. Xác suất dừng

Trong hệ thống được nghiên cứu, thời gian truyền dẫn tín hiệu được chia thành hai khoảng thời gian nhỏ lần lượt là τ_1 và τ_2 . Sự cố gián đoạn/dừng (outage) của hệ thống thông tin xảy ra khi tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) nhận được giảm xuống dưới một ngưỡng xác định ($\gamma_{\mathcal{V}}$) tại thiết bị thu $\mathcal{V}$, được gọi là xác suất dừng (OP). Ngưỡng này được tính bằng công thức $\gamma_{\mathcal{V}} = 2^{2R_{\mathcal{V}}} - 1$ với $R_{\mathcal{V}}$ là tốc độ truyền dữ liệu mục tiêu. Do vậy, sự cố dừng tại thiết bị thu $\mathcal{V}$ trong thời gian τ_i với $i \in \{1,2\}$ có thể được ước lượng như sau:

$$\mathcal{P} = \Pr[\gamma_{\mathcal{V}}^{\tau_i, x_{\mathcal{V}}} < \gamma_{\mathcal{V}}] \quad (11)$$

Bên cạnh đó, để thuận tiện và ngắn gọn hơn khi trình bày và chứng minh công thức, chúng tôi đặt $G_{\mathcal{TV}} = \sum_{m=1}^M g_{TI}^m g_{IV}^m \theta_{TV}^m + g_{TV}$.

Từ công thức (11), xác suất dừng OP của người dùng xa F có thể được tính là:

$$\mathcal{P}_F^{\tau_1} = |G_{SF}|^2 < \Delta/P. \quad (12)$$

Trong khi đó, với việc xem xét thiết kế dịch pha rời rạc tại I cho người dùng xa F và người dùng gần N trong khoảng thời gian τ_1 và τ_2 tương ứng. Biểu thức tổng quát cho kênh thu được có thể được viết lại như sau:

$$G_{\mathcal{TV}} = |h_{\mathcal{TV}}| + \sum_{m=1}^M |h_{TI}^m| |h_{IV}^m| e^{j\phi_{err}^m} \quad (13)$$

Theo [38, 39], CDF/PDF của $|G_{\mathcal{TV}}|^2$ có thể được xấp xỉ theo phân phối Gamma không đầy đủ, với các tham số hình dạng và tỷ lệ được xác định bởi giá trị trung bình và phương sai của $|G_{\mathcal{TV}}|^2$ như sau: $\kappa_{\mathcal{TV}} = E[|G_{\mathcal{TV}}|^2]^2 / \mathcal{V}[|G_{\mathcal{TV}}|^2]$ và $\beta_{\mathcal{TV}} = \mathcal{V}[|G_{\mathcal{TV}}|^2] / E[|G_{\mathcal{TV}}|^2]$. Dựa vào đó và triển khai tính toán cho mỗi thành phần, các hàm PDF và CDF lần lượt có thể biểu diễn như sau:

$$f_{|G_{\mathcal{TV}}|^2}(x) = \frac{x^{\kappa_{\mathcal{TV}}-1}}{\Gamma(\kappa_{\mathcal{TV}}) \beta_{\mathcal{TV}}^{\kappa_{\mathcal{TV}}}} \exp\left(-\frac{x}{\beta_{\mathcal{TV}}}\right), \quad (14)$$

$$F_{|G_{\mathcal{TV}}|^2}(x) = \frac{\Gamma(\kappa_{\mathcal{TV}}) - \gamma(x/\beta_{\mathcal{TV}})}{\Gamma(\kappa_{\mathcal{TV}})}. \quad (15)$$

Thay vào (12), ta được biểu diễn công thức xấp xỉ dạng đóng của OP đối với người dùng xa F trong τ_1 như sau:

$$\mathcal{P}_F^{\tau_1} = \frac{\Gamma(\kappa_{SF}) - \gamma(\kappa_{SF} \Delta_F / [P \beta_{SF}])}{\Gamma(\kappa_{SF})}. \quad (16)$$

với $\Delta_F = u_F / [\alpha_F - u_F \alpha_N]$, $\kappa_{SF} = E[|G_{SF}|^2]^2 / \mathcal{V}[|G_{SF}|^2]$, và $\beta_{SF} = \mathcal{V}[|G_{SF}|^2] / E[|G_{SF}|^2]$.

Bên cạnh đó, từ (3) và (11), công thức OP tại bộ giải mã và chuyển tiếp có thể được tính theo công thức như sau:

$$\mathcal{P}_R^{\tau_1} = \Pr[|G_{SR}|^2 < \Delta_F/P]. \quad (17)$$

Trong khi đó, trong trường hợp pha của I được tối ưu hóa cho F - τ_1 và N - τ_2 , các tín hiệu nhận được tại N - τ_1 , R - τ_1 , và F - τ_2 được xem xét dưới các kênh có pha không xác định. Khi đó, $|G_{TV}|^2$ trở thành phân bố Gaussian có trung bình bằng 0 với M lớn, phù hợp với kịch bản sử dụng RIS. Như vậy, PDF và CDF tại kênh thu có thể được xấp xỉ tương ứng như sau:

$$f_{|G_{TV}|^2}(x) = \exp(-x/\Omega_{TV})/\Omega_{TV}, \quad (18)$$

$$F_{|G_{TV}|^2}(x) = 1 - \exp(-x/\Omega_{TV}). \quad (19)$$

Theo đó, công thức xấp xỉ dạng đóng OP của R tại τ_1 có thể biểu diễn như sau:

$$\mathcal{P}_R^{\tau_1} = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta_F}{P\Omega_{SIR}}\right) \quad (20)$$

với $\Omega_{SIR} = M\Omega_{SI}\Omega_{IR} + \Omega_{SR}$.

Dẫn xuất và chứng minh tương tự, ta thu được công thức xấp xỉ dạng đóng OP của N trong thời gian τ_1 có thể tính như sau:

$$\mathcal{P}_N^{\tau_1} = 1 - \exp\left(-\frac{\Delta_N}{P\Omega_{SIN}}\right), \quad (21)$$

với $\Delta_N = \max(\Delta_F, u_N/[\alpha_N - \delta\alpha_F u_N])$ và $\Omega_{SIN} = \Omega_{SN} + M\Omega_{SI}\Omega_{IN}$; và công thức xấp xỉ dạng đóng OP của F trong thời gian τ_2 được tính tương ứng như sau:

$$\mathcal{P}_F^{\tau_2} = 1 - \frac{\alpha_R\Omega_{RIF}}{\alpha_R\Omega_{RIF} + \alpha_S u_{Fl}} \exp\left(\frac{-u_{Fl}}{\alpha_R P\Omega_{RIF}}\right) \quad (22)$$

với $\Omega_{RIF} = \Omega_{RF} + M\Omega_{RI}\Omega_{IF}$ và $\Omega_{SIF} = \Omega_{SF} + M\Omega_{SI}\Omega_{IF}$.

Cuối cùng, công thức xấp xỉ dạng đóng OP của N trong thời gian τ_2 được biểu diễn như sau:

$$\mathcal{P}_N^{\tau_2} = \frac{1}{\Gamma(\kappa_{SN})} \gamma(\kappa_{SN}, \frac{u_N}{\alpha_S \beta_{SN} P}) + \frac{\exp\left(\frac{1}{\alpha_R P\Omega_{RIN}}\right)}{\Gamma(\kappa_{SN}) \beta_{SN}^{K_{SN}} \Psi_1^{K_{SN}}} \Gamma\left(\kappa_{SN}, \frac{\Psi_1 u_N}{\alpha_S P}\right), \quad (23)$$

where $\Omega_{RIN} = \Omega_{RN} + M\Omega_{RI}\Omega_{IN}$, $\Psi_1 = 1/\Omega_{SIN} + \alpha_S/[u_N \alpha_R \Omega_{RIN}]$, $\kappa_{SN} = \mathbb{E}[|G_{SN}|^2]/\mathbb{V}[|G_{SN}|^2]$, và $\beta_{SN} = \mathbb{V}[|G_{SN}|^2]/\mathbb{E}[|G_{SN}|^2]$.

B. Dung lượng ergodic

Theo nghiên cứu trong [32], dạng tổng quát để đánh giá dung lượng ergodic, EC, của γ_V có thể trình bày như sau:

$$\begin{aligned} C_V &= E[\log_2(\frac{Q_1[i]|G_{SV}|^2+1}{Q_2[i]|G_{SV}|^2+1})] \\ &= E[\log_2(Q_1[i]|G_{SV}|^2+1)] \\ &\quad - E[\log_2(Q_2[i]|G_{SV}|^2+1)], \end{aligned} \quad (24)$$

với $Q_1 = [(\alpha_F + \alpha_N)P, (\alpha_N + \delta\alpha_F)P]$ và $Q_2 = [\alpha_N P, \delta\alpha_F P]$ trong đó, $i = 1$ và 2 lần lượt tương ứng với $V \in \{F, R\}$ và $V = N$.

Dựa vào (24), biểu thức xấp xỉ dạng đóng của dung lượng ergodic cho người dùng xa F trong khoảng thời gian τ_1 và τ_2 , $C_F^{\tau_1}$ và $C_F^{\tau_2}$, cũng như cho người dùng gần N tương ứng trong khoảng thời gian τ_1 và τ_2 , $C_N^{\tau_1}$ và $C_N^{\tau_2}$ lần lượt được tính như sau:

$$C_F^{\tau_1} = \frac{G_{3,2}^{1,3}(Q_1[1]\beta_{SF}|_{1,0}^{1-\kappa_{SF},1,1})}{\ln(2)\Gamma(\kappa_{SF})} - \frac{G_{3,2}^{1,3}(Q_2[1]\beta_{SF}|_{1,0}^{1-\kappa_{SF},1,1})}{\ln(2)\Gamma(\kappa_{SF})}, \quad (25)$$

$$\begin{aligned} C_N^{\tau_1} &= \frac{1}{2l n(2)} G_{3,2}^{1,3}(Q_1[2]\Omega_{SIN}|_{1,0}^{0,1,1}) \\ &\quad - \frac{1}{2l n(2)} G_{3,2}^{1,3}(Q_2[2]\Omega_{SIN}|_{1,0}^{0,1,1}) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} C_F^{\tau_2} &= 1 - \frac{\alpha_R\Omega_{RIF}}{2l n(2)(\alpha_R\Omega_{RIF} - \alpha_S\Omega_{SIF})} \\ &\quad \times \left[\frac{Ei\left(-\frac{l}{\alpha_R P\Omega_{RIF}}\right)}{\exp\left(-\frac{l}{\alpha_R P\Omega_{RIF}}\right)} - \frac{Ei\left(-\frac{1}{\alpha_S \Omega_{SIF} P}\right)}{\exp\left(-\frac{1}{\alpha_S \Omega_{SIF} P}\right)} \right] \end{aligned} \quad (27)$$

$$C_N^{\tau_2} = \frac{0.5 \log_2(e) G_{3,3}^{3,2}(\frac{\alpha_R \beta_{RN}}{\alpha_S \beta_{SN}}|_{0,\kappa_{SN},0}^{0,1-\kappa_{RN},1})}{\Gamma(\kappa_{SN})\Gamma(\kappa_{RN})} \quad (28)$$

với $\kappa_{RN} = (\Omega_{RIN} + 1/P)^2/\Omega_{RIN}^2$ và $\beta_{RN} = \Omega_{RIN}^2/(\Omega_{RIN} + 1/P)$.

IV. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Để đánh giá hiệu năng của hệ thống khảo sát trong bài báo và xác minh tính chính xác của các công thức xấp xỉ dạng đóng được dẫn xuất của xác suất dừng OP và dung lượng ergodic tại các thiết bị thu trong hệ thống, mô phỏng Monte Carlo được sử dụng với các tham số mô phỏng chính được tổng hợp trong Bảng I. Trong mô phỏng này, chúng tôi cũng khảo sát hai kịch bản bao gồm:

- ❖ *Kịch bản 1:* RIS và bộ giải mã và chuyển tiếp được bố trí tại các vị trí tương ứng là (25, -5) và (30, 10). Đây là kịch bản mà bộ giải mã và chuyển tiếp được bố trí gần với người dùng xa hơn để khuyến khích tín hiệu được chuyển qua bộ giải mã và chuyển tiếp.
- ❖ *Kịch bản 2:* RIS và bộ giải mã và chuyển tiếp được bố trí tại các vị trí tương ứng là (35, -5) và (20, 10). Đây là kịch bản mà bộ giải mã và chuyển tiếp được bố trí xa người dùng xa hơn so với bề mặt thông minh có thể tái cấu hình.

BẢNG I. THAM SỐ MÔ PHỎNG

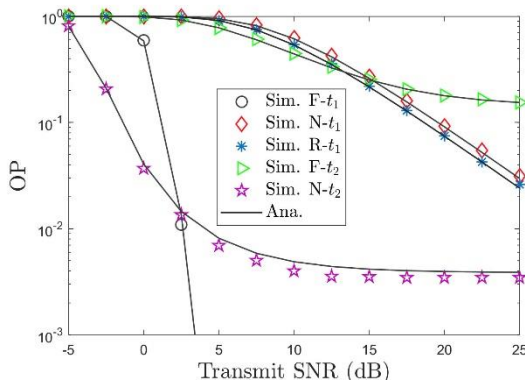
Tham số chính	Ký hiệu	Giá trị
Vị trí nút nguồn	S	(0,0)
Vị trí RIS	I	(25, -5)/ (35, -5)
Vị trí bộ chuyển tiếp	R	(30,10)/(20,10)
Vị trí người dùng gần	N	(15,5)
Vị trí người dùng xa	F	(50,10)
Số phần tử phản xạ trên RIS	M	50
Tốc độ truyền dữ liệu mục tiêu	R_V	0.5
Tham số tương quan tín hiệu N	α_N	0.2
Tham số tương quan tín hiệu F	α_F	0.8
Tham số fading	m_{TV}	2

Hệ số suy hao
Monte-Carlo

ϵ

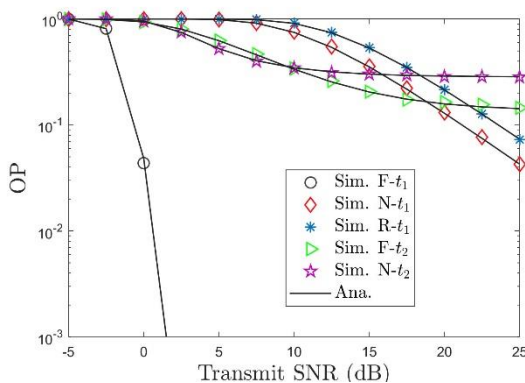
3
10⁶

Hình 2 thể hiện xác suất dừng, ký hiệu là OP, của các đường xuống trong hệ thống NOMA-CDRT sử dụng một bộ giải mã và chuyển tiếp và một bề mặt thông minh có thể tái cấu hình trong kịch bản thứ nhất. Kết quả đạt được cho thấy sự chính xác của các công thức xấp xỉ dạng đóng của xác suất dừng được dẫn xuất trong phần III. Các xác suất dừng có xu hướng giảm dần khi SNR đầu phát (ký hiệu là Transmit SNR) tăng dần. Đối với khe thời gian τ_2 , mức độ giảm của xác suất dừng của người dùng gần N và xa F giảm dần khi SNR đầu phát đạt giá trị nhất định. Điều này cho thấy việc tăng SNR đầu phát không giúp tăng chất lượng hệ thống. Lý do là vì khi SNR đã đạt đến một giá trị nhất định, sự cải thiện của tín hiệu không còn được thúc đẩy mạnh mẽ nữa, vì các yếu tố như nhiễu nền và fading có thể chi phối quá trình truyền làm cho xác suất dừng của người dùng gần và xa không thay đổi đáng kể nữa, kể cả khi SNR tiếp tục tăng.



Hình 2. Xác suất dừng của hệ thống trong kịch bản thứ nhất.

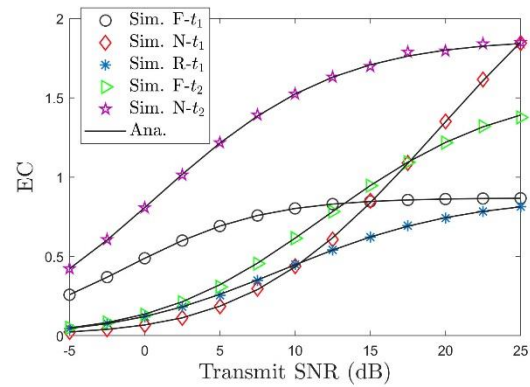
Bên cạnh đó, như thể hiện trong Hình 3, ngoài tính chính xác của các công thức xấp xỉ đạt được trong Phần III được thể hiện rõ nét, hiệu năng hệ thống theo xác suất dừng giảm đi khi vị trí đối với kịch bản 2. Điều này cho thấy ảnh hưởng của vị trí các bộ giải mã và chuyển tiếp và RIS trong việc duy trì hiệu năng của hệ thống.



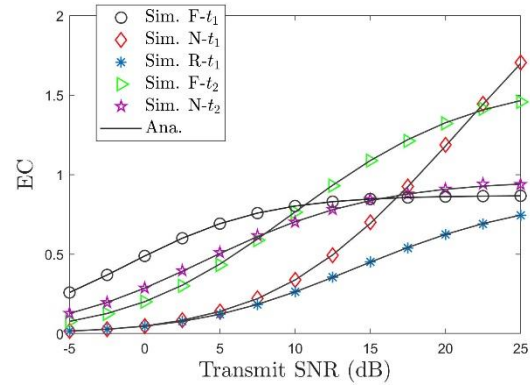
Hình 3. Xác suất dừng của hệ thống trong kịch bản thứ hai.

Cuối cùng, Hình 4 và 5 tương ứng thể hiện dung lượng ergodic thu được của hệ thống trong hai kịch bản mô phỏng. Trong kịch bản đầu tiên, dung lượng ergodic thu

được của người dùng gần trong thời gian τ_2 là cao nhất, dung lượng này trong thời gian τ_1 có xu hướng tăng nhanh khi SNR đầu phát tăng lên. Trong khi đó, độ tăng của dung lượng ergodic của người dùng xa trong thời gian τ_1 lại có xu hướng giảm dần với các giá trị SNR đầu phát lớn. Trong kịch bản thứ hai, do vị trí của RIS và bộ giải mã và chuyển tiếp xa hơn đối với các người dùng, hiệu năng của hệ thống có chiều hướng giảm sút rõ nét. Đây là do vị trí các bộ RIS và bộ giải mã và chuyển tiếp có ảnh hưởng đến khả năng hỗ trợ tín hiệu trong hệ thống.



Hình 4. Dung lượng ergodic của hệ thống trong kịch bản thứ nhất.



Hình 5. Dung lượng ergodic của hệ thống trong kịch bản thứ hai.

V. KẾT LUẬN

Bài báo tập trung vào hệ thống NOMA-CDRT sử dụng một bộ giải mã và chuyển tiếp kết hợp với một bề mặt thông minh có khả năng tái cấu hình hỗ trợ cho truyền thông giữa nút nguồn và các người dùng gần và xa qua trên kênh fading Nakagami-m, mô hình hóa và phân tích hiệu năng đường xuống của hệ thống. Các hàm mật độ xác suất và hàm phân phối tích lũy cho cường độ kênh nhận cũng được ước lượng xấp xỉ. Các CDF cho SINR đầu phát và các biểu thức dạng đóng của xác suất dừng OP và dung lượng ergodic EC cũng được dẫn xuất để đánh giá hiệu năng của hệ thống. Mô phỏng Monte Carlo cũng được sử dụng để đánh giá độ chính xác của việc phân tích. Các kết quả mô phỏng số cho thấy các công thức dẫn xuất của chúng tôi phù hợp với các kết quả mô phỏng, cùng với bộ giải mã và chuyển tiếp, việc sử dụng RIS với số lượng phân tử phản

xạ lớn có thể cải thiện đáng kể OP, EC cho người dùng xa trong pha đầu tiên và người dùng gần trong pha thứ hai.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] L. Chettri and R. Bera, "A comprehensive survey on internet of things (iot) toward 5g wireless systems," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 7, no. 1, pp. 16–32, 2019.
- [2] Z. Zhang, Y. Xiao, Z. Ma, M. Xiao, Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, and P. Fan, "6g wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 14, pp. 28–41, 9 2019.
- [3] M. U. A. Siddiqui, H. Abumarshoud, L. Bariah, S. Muhaidat, M. A. Imran, and L. Mohjazi, "Ullc in beyond 5g and 6g networks: An interference management perspective," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 54 639–54 663, 2023.
- [4] Z. Ding, X. Lei, G. K. Karagiannidis, R. Schober, J. Yuan, and V. K. Bhargava, "A survey on non-orthogonal multiple access for 5g networks: Research challenges and future trends," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 35, no. 10, pp. 2181–2195, 2017.
- [5] L. Dai, B. Wang, Z. Ding, Z. Wang, S. Chen, and L. Hanzo, "A survey of non-orthogonal multiple access for 5g," *IEEE communications surveys & tutorials*, vol. 20, no. 3, pp. 2294–2323, 2018.
- [6] D. Wan, M. Wen, F. Ji, H. Yu, and F. Chen, "Non-orthogonal multiple access for cooperative communications: Challenges, opportunities, and trends," *IEEE Wireless Communications*, vol. 25, no. 2, pp. 109–117, 2018.
- [7] T.-H. Vu, T.-V. Nguyen, and S. Kim, "Cooperative noma-enabled swipt IoT networks with imperfect SIC: Performance analysis and deep learning evaluation," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 9, no. 3, pp. 2253–2266, 2022.
- [8] C. D. T. Thai and P. Popovski, "Coordinated direct and relay transmission with interference cancelation in wireless systems," *IEEE communications letters*, vol. 15, no. 4, pp. 416–418, 2011.
- [9] F. Sun, E. De Carvalho, P. Popovski, and C. D. T. Thai, "Coordinated direct and relay transmission with linear non-regenerative relay beamforming," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 680–683, 2012.
- [10] M. Wang, Z. Xu, B. Xia, Y. Guo, and Z. Chen, "Df relay assisted covert communications: Analysis and optimization," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, pp. 4073–4078, 3 2023.
- [11] J.-B. Kim and I.-H. Lee, "Non-orthogonal multiple access in coordinated direct and relay transmission," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 11, pp. 2037–2040, 2015.
- [12] H. Liu, Z. Ding, K. J. Kim, K. S. Kwak, and H. V. Poor, "Decode-and-forward relaying for cooperative noma systems with direct links," *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 12, pp. 8077–8093, 2018.
- [13] Y. Xu, B. Li, N. Zhao, Y. Chen, G. Wang, Z. Ding, and X. Wang, "Coordinated direct and relay transmission with noma and network coding in Nakagami-m fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 1, pp. 207–222, 2020.
- [14] M. Yang, J. Chen, L. Yang, L. Lv, B. He, and B. Liu, "Design and performance analysis of cooperative noma with coordinated direct and relay transmission," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 73 306–73 323, 2019.
- [15] M. T. Nguyen, T. H. Vu, and S. Kim, "Performance analysis of wireless powered cooperative noma-based cdrt IoT networks," *IEEE Systems Journal*, vol. 16, pp. 6501–6512, 2022.
- [16] T.-H. Vu, T.-V. Nguyen, T.-T. Nguyen, D. B. da Costa, and S. Kim, "Performance analysis of short-packet noma-based cdrt networks over nakagami-m fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 71, no. 12, pp. 12 928–12 942, 2022.
- [17] A. K. Shukla, J. M. Moualeu, M. Magarini, and P. K. Upadhyay, "Performance analysis of cache- and swipt-aided noma-based cdrt networks," 2023 International Telecommunications Conference, ITC-Egypt 2023, pp. 254–259, 2023.
- [18] A. Jee, K. Agrawal, D. Johari, and S. Prakriya, "Performance of CDRT-based underlay downlink noma network with combining at the users," *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vol. 9, pp. 414–434, 2023.
- [19] H. Lei, X. She, K. H. Park, I. S. Ansari, Z. Shi, J. Jiang, and M. S. Alouini, "On secure cdrt with noma and physical-layer network coding," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 71, pp. 381–396, 2023.
- [20] Y. Xu, B. Li, N. Zhao, Y. Chen, G. Wang, Z. Ding, and X. Wang, "Coordinated direct and relay transmission with noma and network coding in nakagami-m fading channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, pp. 207–222, 1 2021.
- [21] B. Makki, T. Svensson, and M. Zorzi, "Wireless energy and information transmission using feedback: Infinite and finite block-length analysis," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, pp. 5304–5318, 12 2016.
- [22] Y. Liu, X. Liu, X. Mu, T. Hou, J. Xu, M. Di Renzo, and N. Al-Dahir, "Reconfigurable intelligent surfaces: Principles and opportunities," *IEEE communications surveys & tutorials*, vol. 23, no. 3, pp. 1546–1577, 2021.
- [23] X. Pei, H. Yin, L. Tan, L. Cao, Z. Li, K. Wang, K. Zhang, and E. Björnson, "Ris-aided wireless communications: Prototyping, adaptive beamforming, and indoor/outdoor field trials," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 69, no. 12, pp. 8627–8640, 2021.
- [24] E. Björnson, Ö. Özdogan, and E. G. Larsson, "Reconfigurable intelligent surfaces: Three myths and two critical questions," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 12, pp. 90–96, 2020.
- [25] E. Björnson, Ö. Özdogan, and E. G. Larsson, "Intelligent reflecting surface versus decode-and-forward: How large surfaces are needed to beat relaying?" *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 9, no. 2, pp. 244–248, 2020.
- [26] A.-A. A. Boulgeorgos and A. Alexiou, "Performance analysis of reconfigurable intelligent surface-assisted wireless systems and comparison with relaying," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 94 463–94 483, 2020.
- [27] S. Arzykulov, G. Nauryzbayev, A. Celik, and A. M. Eltawil, "Ris-assisted full-duplex relay systems," *IEEE Systems Journal*, vol. 16, no. 4, pp. 5729–5740, 2022.
- [28] Q. Bie, Y. Liu, Y. Wang, X. Zhao, and X. Y. Zhang, "Deployment optimization of reconfigurable intelligent surface for relay systems," *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, vol. 6, no. 1, pp. 221–233, 2022.
- [29] X. Ma, Y. Fang, H. Zhang, S. Guo, and D. Yuan, "Cooperative beamforming design for multiple ris-assisted communication systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 12, pp. 10 949–10 963, 2022.
- [30] J. Ren, X. Lei, Z. Peng, X. Tang, and O. A. Dobre, "Ris-assisted cooperative NOMA with SWIPT," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 12, no. 3, pp. 446–450, 2023.
- [31] M. Wang, W. Duan, G. Zhang, M. Wen, J. Choi, and P.-H. Ho, "On the achievable capacity of cooperative noma networks: Ris or relay?" *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 11, no. 8, pp. 1624–1628, 2022.
- [32] K.-T. Nguyen, T.-H. Vu, and S. Kim, "A unified framework analysis for reconfigurable intelligent surface-aided coordinated noma systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 72, no. 11, pp. 15 115–15 120, 2023.

PERFORMANCE OF NOMA-CDRT DOWNLINK SYSTEMS EXPLOITING RIS AND DECODE-AND-FORWARD RELAY

Abstract: This paper introduces an advanced wireless communication framework that integrates a reconfigurable intelligent surface (RIS) and a decode-and-forward (DF) relay into the cooperative direct and relay transmission (CDRT) architecture based on non-orthogonal multiple access (NOMA). The system operates over Nakagami-m fading channels, utilizing discrete phase alignment for RIS to enhance the signal transmission efficiency between a source node and user terminals, including near and far users. Closed-form approximate expressions for key performance metrics, such as outage probability and ergodic capacity, are derived to analyze system performance. The theoretical analysis is validated through Monte Carlo simulations, demonstrating significant performance improvements when combining RIS with decode-and-forward relays.

Keywords: Wireless communication, coordinated direct and relay transmission (CDRT), non-orthogonal multiple access (NOMA), Reconfigurable Intelligent Surfaces.



Lê Thanh Thủy tốt nghiệp Thạc sĩ ngành Điện tử Viễn thông tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông (PTIT), Việt nam năm 2010. Lê Thanh Thủy hiện đang là giảng viên Khoa Viễn thông 1, PTIT. Lĩnh vực nghiên cứu chính bao gồm kỹ thuật truyền thông quang, mạng truyền thông quang, mạng truy nhập băng rộng, xử lý ảnh, IoT và ứng dụng.



Lê Hải Châu tốt nghiệp đại học ngành Điện tử Viễn thông tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông (PTIT), Việt nam năm 2003, tốt nghiệp Thạc sĩ và Tiến sĩ ngành Khoa học máy tính của Đại học Nagoya, Nhật bản tương ứng vào các năm 2009 và 2012. Lê Hải Châu hiện đang là giảng viên Khoa Viễn thông 1, PTIT. Lĩnh vực nghiên cứu chính bao gồm công nghệ quang, thiết kế và tối ưu hóa mạng, công nghệ mạng tương lai, học máy và ứng dụng, tin sinh.