

ƯỚC LƯỢNG HIỆU NĂNG BẰNG KỸ THUẬT HỌC SÂU CHO HỆ THỐNG MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH RIS KẾT HỢP THIẾT BỊ BAY KHÔNG NGƯỜI LÁI UAV TRONG TRUYỀN THÔNG GÓI TIN NGẮN

Huỳnh Văn Hóa, Võ Nguyễn Quốc Bảo

Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông Cơ Sở Thành Phố Hồ Chí Minh

Tóm tắt: Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất một thiết kế cho mạng truyền thông sử dụng gói tin ngắn có sự hỗ trợ của mặt phản xạ thông minh RIS kết hợp với thiết bị bay không người lái UAV nhằm đảm bảo chất lượng mạng cũng như hạn chế những ảnh hưởng bởi những điều kiện bất lợi của địa hình truyền nhận thông tin trong môi trường vô tuyến. Thông số để phân tích nhằm đảm bảo chất lượng mạng là tỉ lệ lỗi khối được chứng minh ở cả hai dạng chính xác và xấp xỉ. Hơn nữa, vị trí của UAV cũng được khảo sát để kiểm chứng ảnh hưởng của điều kiện bất lợi từ địa hình. Kết quả phân tích được kiểm chứng lại bởi kết quả mô phỏng Monte-Carlo. Ngoài ra, các kết quả phân tích trong mô hình đề xuất cũng được dùng để huấn luyện cho mạng nơ-ron sâu nhằm tăng độ tin cậy của mô hình đã đề xuất và đồng thời tăng tốc độ xử lý dựa vào các thuật toán.

Từ khóa: fading Rayleigh, học máy, học sâu, giải mã và chuyển tiếp, mặt phản xạ thông minh, thiết bị bay không người lái, tỉ lệ lỗi khối, truyền thông gói tin ngắn.

I. GIỚI THIỆU

Ngày nay, mặt phản xạ thông minh – RIS đang được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống truyền thông không dây vì có những đặc tính ưu việt do có cấu trúc phân cứng đặc biệt. RIS là một bề mặt có khả năng phản xạ hoặc khúc xạ một hoặc nhiều chùm sóng truyền tới. RIS gồm các phần tử phản xạ rời rạc và được ghép nối lại với nhau. Điều khác biệt của RIS so với các mặt phản xạ thông thường, chẳng hạn như các loại gương phản xạ, đó là RIS có đặc tính có thể cấu hình và điều khiển bởi mạch điều khiển tích hợp [1]. RIS được coi là một công nghệ mới tiềm năng trong các ứng dụng truyền thông. Chính vì vậy, RIS được dự đoán sẽ trở thành một trong những công nghệ chủ chốt trong tương lai. Các kết quả nghiên cứu của các nhà khoa học trên thế giới gần đây đã cho thấy được tính hiệu quả khi tín hiệu được truyền từ máy phát tới máy thu thông qua RIS mà không cần đến các mạch xử lý phức tạp như giải mã và mã hóa.

Cụ thể, trong [2], các tác giả đã có bài viết nói về tính khả dụng của RIS có thể điều khiển được. Hơn nữa, trong [3], các tác giả đã trình bày chi tiết các giải pháp đã được đề xuất mới nhất cho RIS và các công nghệ khác, đồng thời cũng đưa ra các hướng nghiên cứu mới cho RIS trong tương lai. Bên cạnh đó, trong [4], các tác giả đã đề xuất sử dụng phương pháp học máy (ML) để cấu hình hoạt động của RIS. Ngoài ra, trong [5], các tác giả đã đề xuất một mô hình dịch pha cho các hệ thống có sự hỗ trợ của RIS. Trong [6], các tác giả đã đánh giá hiệu năng của mạng truyền thông kết hợp quang-vô tuyến để truyền trong không gian tự do có sự hỗ trợ của RIS.

Mặt khác, phương tiện bay không người lái (UAV) đang ngày càng đóng vai trò vô cùng quan trọng trong các hệ thống không dây. Với kích thước nhỏ và tính linh hoạt cao của UAV. Chẳng hạn như; khả năng hỗ trợ truyền nhận thông tin cho các thiết bị thu phát dựa trên các kết nối không dây, khả năng triển khai di động ở các vị trí khác nhau, có nghĩa là UAV không đòi hỏi chi phí thuê địa điểm lắp đặt và cáp kết nối các thiết bị truyền dẫn, và có thể sử dụng nhiều UAV để kết nối với nhau tạo thành mạng lưới để kết nối lẫn nhau [7]. Chính vì vậy, UAV được cân nhắc sử dụng nhiều hơn so với trạm chuyển tiếp (Relay) thông thường để kết nối các thiết bị thu phát thông tin ở những nơi bị hạn chế khả năng truyền dẫn thông tin như ở các vùng có địa hình hiểm trở khi mà điều kiện kết nối có dây còn gặp nhiều khó khăn. Vì vậy, các nghiên cứu về UAV ngày càng được quan tâm nhiều hơn. Như chúng ta đã biết, mạng thu thập năng lượng đóng vai trò vô cùng quan trọng trong các hệ thống vô tuyến [8] khi mà số lượng thiết bị rất lớn và hoạt động ở những khu vực có diện tích rộng. Trong [9], các tác giả cũng đã đề xuất hệ thống sử dụng mạng chuyển tiếp có sự hỗ trợ của UAV kết hợp với mạng thu thập năng lượng bằng việc phân tích xác suất dừng của hệ thống với các môi trường khác nhau. Hơn nữa, vai trò bảo mật trong mạng vô tuyến [10] cũng được đặt lên hàng đầu và trở nên vô cùng quan trọng khi muốn phát triển hạ tầng hay các dịch vụ thông tin. Trong [11], các vấn đề an ninh của hệ thống truyền tin trong môi trường vô tuyến cũng được các tác giả nghiên cứu với UAV đóng vai trò hỗ trợ nhằm nâng cao dung lượng bảo mật trung bình. Ngoài ra, tương tự như các trạm chuyển tiếp thông thường trong mạng vô tuyến [12] đóng vai trò nâng cao hiệu năng và mở rộng vùng phủ sóng của hệ thống. Trong [13], các tác giả cũng đã sử dụng UAV như một trạm chuyển tiếp thông tin

Tác giả liên hệ: Võ Nguyễn Quốc Bảo,
Email: baovng@ptithcm.edu.vn

Đến tòa soạn: 10/2022, chỉnh sửa: 11/2022, chấp nhận đăng: 12/2022.

và tối ưu quỹ đạo nhằm đạt được dung lượng kênh tốt nhất. Ngoài những ưu điểm vừa nêu trên, UAV cũng đang được các nhà nghiên cứu kết hợp cùng với các công nghệ khác nhằm tận dụng những tính năng ưu việt của nó và đồng thời cũng góp phần nâng cao hiệu năng của hệ thống.

Các hệ thống thông tin di động hiện nay đóng vai trò vô cùng quan trọng trong truyền thông nhằm kết nối mọi người trên toàn thế giới cũng như việc giao tiếp giữa con người với các loại thiết bị máy móc hiện đại. Bên cạnh đó, việc kết nối giữa các thiết bị máy móc lẫn nhau tạo nên hệ sinh thái trong nền công nghiệp hiện đại cũng đang được quan tâm rất nhiều từ các nhà khoa học trên khắp thế giới. Để đảm bảo được sự kết nối liên tục và độ tin cậy trong quá trình truyền thông tin thì cần phải có kỹ thuật tiên tiến. Chính vì vậy, truyền thông gói tin ngắn [14] được xem như là ứng viên hàng đầu cho các yêu cầu trên.

Tuy nhiên, những ứng dụng và hiệu năng của RIS trong các hệ thống thông tin liên lạc kết hợp cùng UAV với sự hỗ trợ của mạng truyền thông gói tin ngắn vẫn chưa được nghiên cứu một cách đầy đủ và kỹ lưỡng trong các tài liệu nghiên cứu. Để thúc đẩy sự phát triển trong cộng đồng nghiên cứu khoa học cũng như những lợi ích về mặt hiệu năng khi kết hợp RIS – UAV trong mạng truyền thông gói tin ngắn bằng cách sử dụng một mô hình hệ thống truyền thông tin từ nút nguồn (S) đến nút nhận (D) với sự hỗ trợ của RIS cùng với UAV sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF – Decode -and-Forward). Trong mô hình đề xuất này, giả sử UAV hoạt động tương tự như một mạng chuyển tiếp. Sự kết nối thông tin từ nút phát RIS, từ RIS đến UAV và từ UAV đến nút nhận D bị ảnh hưởng bởi địa hình không bằng phẳng kết hợp cùng các yếu tố bị che chắn trong suốt quá trình truyền thông tin. Chính vì lý do đó, chúng tôi đề xuất mô hình sử dụng kênh truyền fading Rayleigh. Ngoài ra, trong mô hình đề xuất, UAV được hoạt động ở độ cao thấp nhằm mục đích tăng hiệu năng của hệ thống. Cụ thể, UAV có thể được gắn trên các tòa nhà hoặc được lắp đặt ở những vị trí thuận lợi trên các tòa nhà cao tầng nhằm mục đích phản xạ tín hiệu nhận được tín hiệu từ S truyền tới và sau đó RIS tổng hợp tất cả các tín hiệu nhận được thông qua bộ điều khiển pha nhằm đảm bảo sao cho UAV thụ được tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) một cách tốt nhất nhằm đảm bảo độ tin cậy cao và độ trễ cực thấp trong quá trình truyền tín hiệu của hệ thống.

Gần đây, một số phương pháp học sâu (DL) đã được nghiên cứu vào mạng thông tin di động thế hệ mới (5G) [15], và cụ thể hơn như trong mạng truyền thông hợp tác [16]. DL có độ chính xác cao dựa trên khả năng tính toán mạnh mẽ. Không giống như các phương pháp truyền thống, phương pháp DL không cần biết trước thông tin trạng thái kênh truyền (CSI).

Như vậy, trong bài báo này, chúng tôi cũng tiến hành đề xuất thêm kỹ thuật học sâu dựa trên mạng nơ-ron sâu dựa trên mô hình đã đề xuất. Hơn nữa, dựa trên mạng nơ-ron sâu đã thiết kế, chúng tôi tiến hành khảo sát với số lượng các lớp ẩn khác nhau để đánh giá chất lượng của mô hình đã đề xuất. Ngoài ra, chúng tôi cũng huấn luyện mạng dựa trên các thông số như số lượng phần tử của RIS, vị trí của UAV và hệ số suy hao của kênh truyền theo mạng nơ-ron sâu của mô hình đề xuất.

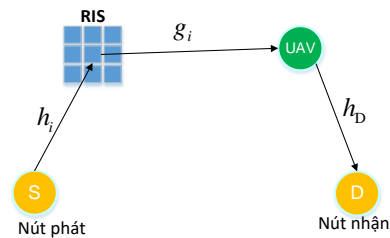
Cụ thể, những đóng góp chính của nghiên cứu này bao gồm: (i) chúng tôi xây dựng mô hình mạng truyền thông gói tin ngắn với sự hỗ trợ của RIS theo số lượng các phần

tử khác nhau (ii) tính toán tỉ lệ lỗi khối theo mô hình đã đề xuất và xây dựng mô hình mạng DL nhằm tăng cường công cụ để đánh giá hiệu năng của hệ thống. (iii) là khảo sát các vị trí khác nhau của UAV và ảnh hưởng của hệ số kênh truyền trong hệ thống và cuối cùng là (iv) với các giá trị hệ số suy hao khác nhau theo mô hình đề xuất.

Phần tiếp theo của bài báo được trình bày như sau. Phần II là mô hình hệ thống đề xuất trình bày cách thức truyền dữ liệu từ nút nguồn đến nút đích với sự hỗ trợ lần lượt là RIS và UAV. Phần III trình bày phương pháp phân tích theo mô hình đề xuất để đánh giá chất lượng của hệ thống với thông số tỉ lệ lỗi khối với cả hai dạng chính xác và xấp xỉ. Bên cạnh đó, chúng tôi cũng xây dựng mô hình mạng DL nhằm tăng cường công cụ để đánh giá hiệu năng của hệ thống. Phần IV là các kết quả tính toán sẽ được kiểm chứng lại bằng phần mềm Matlab và kết quả huấn luyện của mạng nơ-ron sâu dựa vào mô hình đã đề xuất. Cuối cùng là phần kết luận và hướng phát triển của đề tài.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Trong nghiên cứu này, chúng tôi đề xuất mô hình mạng truyền thông gói tin ngắn kết hợp cùng với RIS và UAV để truyền thông tin từ nút nguồn đến nút đích như trong Hình 1.



Hình 1. Mô hình mạng chuyển tiếp đa chặng trong truyền thông gói tin ngắn

Các thành phần chính của mạng gồm một nút nguồn (S), một mặt phản xạ thông minh được cấu tạo gồm nhiều phần tử phản xạ được ghép lại với nhau, và kết hợp với thiết bị bay không người lái (UAV), và cuối cùng là 1 nút đích (D). Trong mô hình đề xuất, giả sử không có đường truyền trực tiếp từ S đến D. Vì vậy, tín hiệu từ S sẽ được truyền tới D với sự trợ giúp lần lượt của RIS và UAV. Tất cả các nút S, UAV và D đều được trang bị một ăng-ten đơn. Riêng mặt phản xạ thông minh gồm nhiều phần tử phản xạ, mỗi phần tử được trang bị một ăng-ten đơn để nhận tín hiệu từ S truyền tới. Giả sử quá trình truyền tín hiệu hoạt động trong môi trường fading phẳng và chậm. Mô hình đề xuất được phân bổ hai khe thời gian để truyền tín hiệu.

Trong khe thời gian thứ nhất, tín hiệu từ S sẽ truyền tới RIS. Dựa vào cấu tạo của RIS là các mặt phản xạ đóng vai trò như những chiếc gương và sẽ phản xạ tín hiệu nhận được từ S để truyền đến được UAV. Như vậy, tín hiệu nhận được tại UAV là

$$y_U = \left[\sum_{i=1}^N \sqrt{P_S} h_i g_i e^{j\phi_i} \right] x_S + n_U, \quad (1)$$

với x_S là tín hiệu từ nút S, P_S là công suất của nút S, h_i , $i = 1, 2, \dots, N$ là các hệ số của kênh truyền độc lập với nhau từ S đến phần tử thứ i của RIS, g_i là hệ số kênh truyền độc lập từ phần tử thứ i của RIS đến UAV, ϕ_i là góc pha có thể điều chỉnh được của các mặt phản xạ thông minh

thứ i , và n_U là nhiễu Gauss cộng thu được tại UAV, có giá trị trung bình bằng 0 và phương sai bằng N_0 .

Trong (1), đặt $h_i = |h_i|e^{-j\theta_i}$ và $g_i = |g_i|e^{-j\psi_i}$, với θ_i và ψ_i lần lượt là pha của h_i và g_i , (1) được viết lại như sau:

$$y_U = \left[\sum_{i=1}^N \sqrt{P_S} |h_i| |g_i| e^{j(\theta_i - \psi_i)} \right] x_S + n_U. \quad (2)$$

Giả sử mô hình hệ thống sử dụng kỹ thuật lựa chọn giải mã chuyên tiếp, nghĩa là tín hiệu sau khi nhận được tại UAV sẽ giải mã và bước tiếp theo tại UAV sẽ tiến hành mã hóa lại tín hiệu vừa nhận được. Trong khe thời gian thứ hai, UAV sẽ truyền tín hiệu đã được mã hóa tới D. Như vậy, tín hiệu nhận được tại D có dạng là

$$y_D = P_U h_D x_U + n_D, \quad (3)$$

với P_U là công suất phát của UAV, h_D là hệ số kênh truyền từ UAV đến D, x_U là tín hiệu tại UAV sau khi đã được mã hóa lại và n_D là nhiễu Gauss cộng thu được tại D.

Từ (2), ta có tỉ số tín hiệu trên nhiễu tức thời tại UAV là

$$\gamma_U = \frac{\sum_{i=1}^N P_S |h_i|^2 |g_i|^2 |e^{j(\theta_i - \psi_i)}|^2}{N_0}. \quad (4)$$

Quan sát (4), chúng ta thấy rằng γ_U lớn nhất khi $e^{j(\theta_i - \psi_i)} = 1$. Giả sử tại RIS biết được các pha của các kênh truyền h_i và g_i , bằng cách sử dụng mô hình kết hợp tỉ số lớn nhất, chúng ta chọn $\phi_i = \theta_i + \psi_i$. Do đó, tỉ số SNR tức thời lớn nhất là

$$\begin{aligned} \gamma_U &= \frac{\sum_{i=1}^N P_S |h_i|^2 |g_i|^2}{N_0}, \\ &= A^2 \gamma_S \end{aligned} \quad (5)$$

với $A = \sum_{i=1}^N |h_i| |g_i|$ là hệ số kênh truyền tương đương, đóng vai trò là tổng của N phần tử phản xạ RIS của hai hệ số kênh truyền từ $S \rightarrow \text{RIS} \rightarrow \text{UAV}$ có phân bố độc lập nhau và $\gamma_S = \frac{P_S}{N_0}$.

Tương tự, từ (3), ta có tỉ số tín hiệu trên nhiễu tức thời tại D là

$$\gamma_D = \frac{P_U |h_D|^2}{N_0}, \quad (6)$$

với $|h_D|^2$ là độ lợi kênh trung bình của kênh truyền từ UAV \rightarrow D.

III. ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG HỆ THỐNG

A. Tỷ lệ lỗi khối dạng chính xác

Xét trường hợp RIS có N mặt phản xạ, theo [17, ch 2.2.2], hàm mật độ xác suất (PDF) của biến ngẫu nhiên độc lập x có thể được biểu diễn theo chuỗi Laguerre mở rộng là

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \exp[-x] x^\alpha L_n^{(\alpha)}(x), \quad (7)$$

với $L_n^{(\alpha)}(x)$ là đa thức Laguerre được chuẩn hóa và C_n là hệ số của chuỗi Laguerre mở rộng.

Theo (7) các hệ số C_n càng cao thì độ phức tạp trong quá trình tính toán càng tăng lên và Chuỗi Laguerre thường sử dụng hệ số đầu tiên để cung cấp giá trị xấp xỉ chính xác một cách tốt nhất. Như vậy, hàm PDF của x trong (7) được viết lại như sau:

$$f_0(x) = \frac{1}{\beta \Gamma(\alpha + 1)} \left(\frac{x}{\beta} \right)^\alpha \exp\left[-\frac{x}{\beta}\right], \quad (8)$$

với α và β lần lượt là giá trị trung bình và phương sai của $f(x)$.

Áp dụng (8) đối với biến ngẫu nhiên là A được định nghĩa là tổng của N biến ngẫu nhiên độc lập có phân phối fading Rayleigh đôi. Như vậy, hàm PDF của A có kết quả như sau:

$$f_A(x) = \frac{x^a}{b^{a+1} \Gamma(a+1)} \exp\left(-\frac{x}{b}\right), \quad (9)$$

với

$$a = \frac{k_1^2}{k_2} - 1, \quad (10)$$

$$b = \frac{k_2}{k_1}, \quad (11)$$

$$k_1 = \frac{N\pi}{2}, \quad (12)$$

$$k_2 = 4N \left(1 - \frac{\pi}{16}\right)^2, \quad (13)$$

và $\Gamma(\cdot)$ là hàm gamma và được định nghĩa theo toán học là một trong những phần mở rộng của các hàm số giai thừa với biến số của nó giảm xuống 1 cho các số thực và phức.

Trong (12) và (13), k_1 và k_2 lần lượt là giá trị trung bình và phương sai của A dựa theo kết quả của (2.74) trong tài liệu số [17] và được biểu diễn như sau:

$$k_1 = E[A] \quad (14)$$

và

$$k_2 = 4V[A], \quad (15)$$

với $E[\cdot]$ và $V[\cdot]$ được định nghĩa lần lượt là toán tử kỳ vọng và phương sai.

Vì h_i và g_i là hai biến ngẫu nhiên và độc lập lẫn nhau. Ta khai triển giá trị trung bình của (14) như sau

$$k_1 = E[A] = \sum_{i=1}^N E[h_i | E[g_i]] \quad (16)$$

Ta có $|h_i|$ và $|g_i|$ trong (16) có phân bố Rayleigh với phương sai bằng 1 nên ta dễ dàng có được

$$E[|h_i|] = E[|g_i|] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad (17)$$

Thay (17) vào (16), ta được

$$k_1 = N \frac{\pi}{2} \quad (18)$$

Ta có hàm CDF của A được tính như sau:

$$F_A(x) = \int_0^x f_A(y) dy = \frac{1}{b^{a+1} \Gamma(a+1)} \int_0^x y^a \exp\left(-\frac{y}{b}\right) dy \quad (19)$$

Đặt

$$I(x) = \int_0^x y^a \exp\left(-\frac{y}{b}\right) dy \quad (20)$$

Tính $I(x)$ bằng cách đổi biến, đặt $z = \frac{y}{b} \rightarrow dz = \frac{1}{b} dy$.

Như vậy, ta viết lại công thức (20) như sau:

$$I(z) = \int_0^{x/b} (zb)^a \exp(-z) b dz = b^{a+1} \int_0^{x/b} z^a \exp(-z) dz \quad (21)$$

Áp dụng công thức (8.350/1) trong bảng tích phân của [18] với điều kiện phân thực của số phức $a > 0$, ta có

$$I(z) = b^{a+1} \gamma\left(a+1, \frac{x}{b}\right) \quad (22)$$

với $\gamma(\dots)$ là hàm gamma không hoàn chỉnh thấp hơn (the

$$\text{BLER}_U = \frac{v\sqrt{m}}{\Gamma(a)} \left\{ \rho_H \Gamma(a) - \rho_H \Gamma\left(a, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\rho_H}{\gamma_s}}\right) + \gamma_s b^2 \Gamma\left(a+2, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\rho_H}{\gamma_s}}\right) - \left[\rho_L \Gamma(a) - \rho_L \Gamma\left(a, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\rho_L}{\gamma_s}}\right) + \gamma_s b^2 \Gamma\left(a+2, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\rho_L}{\gamma_s}}\right) \right] \right\} - \frac{v\sqrt{m}}{\Gamma(a+1)} 2\gamma_s b^2 \left[\Gamma\left(a+2, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\rho_L}{\gamma_s}}\right) - \Gamma\left(a+2, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{\rho_H}{\gamma_s}}\right) \right] \quad (31)$$

lower incomplete gamma function) [17].

Thay (22) vào (19), ta có

$$F_A\left(\frac{x}{b}\right) = \frac{\gamma\left(a+1, \frac{x}{b}\right)}{\Gamma(a+1)} \quad (23)$$

Áp dụng hàm CDF của A trong (23), ta tính được hàm CDF của γ_U là

$$F_{\gamma_U}(x) = \Pr(\gamma_U \leq x) \quad (24)$$

Thay (5) vào (24), chúng ta có

$$F_{\gamma_U}(x) = \Pr\left(A \leq \sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right) = F_A\left(\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right) \quad (25)$$

Dựa vào công thức (23), chúng ta có kết quả của (25) là

$$F_{\gamma_U}(x) = \frac{\gamma\left(a+1, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)}{\Gamma(a+1)} \quad (26)$$

Lấy đạo hàm của (26) theo biến x , chúng ta thu được hàm PDF của γ_U là

$$f_{\gamma_U}(x) = \frac{dF_{\gamma_U}(x)}{dx} = \frac{1}{2b^{a+1} \Gamma(a+1) \gamma_s^{\frac{a+1}{2}}} x^{\frac{a-1}{2}} \exp\left(-\frac{1}{b} \sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right) \quad (27)$$

Trường hợp hệ thống đề xuất chỉ truyền tín hiệu trong 2 chặng nên khối tin của ta sẽ bằng $\frac{m}{2}$ dẫn đến tỉ lệ mã hóa tương đương là

$$r = \frac{2\beta}{m} \quad (28)$$

Trong truyền thông gói tin ngắn, khi gói tin đủ dài và lớn, cụ thể $m \geq 100$, tỉ lệ lỗi khối trong khe thời gian thứ nhất được xấp xỉ theo [19, PT. 59, & 20, PT. 4] là

$$\text{BLER}_U \approx E_{\gamma_U} \left\{ Q\left(\frac{(\gamma_U) - r}{\sqrt{V(\gamma_U)/m}}\right) \right\} \quad (29)$$

với BLER_U là tỉ lệ lỗi khối trong khe thời gian thứ nhất và được định nghĩa là $E_X(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x f_X(x) dx$. Viết lại (29)

dạng tường minh là

$$\text{BLER}_U = \int_0^{\infty} Q\left(\frac{C(\gamma_U) - r}{\sqrt{V(\gamma_U)/m}}\right) f_{\gamma_U}(x) dx \quad (30)$$

với $f_X(x)$ là hàm mật độ xác suất của biến ngẫu nhiên

$$\begin{aligned} \text{BLER}_D &\approx v\sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_D}\right)\right) d\gamma \\ &= v\sqrt{m} \left[\rho_H - \rho_L + \bar{\gamma}_D \left(\exp\left(-\frac{\rho_H}{\bar{\gamma}_D}\right) - \exp\left(-\frac{\rho_L}{\bar{\gamma}_D}\right) \right) \right]. \end{aligned} \quad (32)$$

X. Vì mô hình đề xuất hoạt động trong kênh truyền fading Rayleigh nên (30) không tồn tại dạng đóng (close-form). Theo [21, PT. 14], xấp xỉ hàm $Q(\cdot) \approx Z(\gamma_U)$, ta được kết quả như sau:

$$Z(\gamma_U) = \begin{cases} 1, & \gamma_U \leq \rho_L \\ \frac{1}{2} - v\sqrt{m}(\gamma_U - \theta), & \rho_L < \gamma_U < \rho_H \\ 0, & \gamma_U \geq \rho_H \end{cases} \quad (33)$$

với $v = \frac{1}{2\pi\sqrt{2^{2r-1}}}$, $\theta = 2^r - 1$, $\rho_H = \theta + \frac{1}{2v\sqrt{m}}$ và $\rho_L = \theta - \frac{1}{2v\sqrt{m}}$.

Thay (33) vào (30), ta được

$$\begin{aligned} \text{BLER}_U &= \int_0^{\infty} Z(\gamma_U) f_{\gamma_U}(x) dx \\ &= v\sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} F_{\gamma_U}(x) dx \end{aligned} \quad (34)$$

Thay (26) vào (34), ta được

$$\begin{aligned} \text{BLER}_{U,\text{tc}} &\square \frac{v\sqrt{m}}{\Gamma(a+1)} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \frac{\left(\frac{1}{b}\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)^{a+1}}{(a+1)} dx \\ &= \frac{v\sqrt{m}}{\Gamma(a+1)(a+1)} \left(\frac{1}{b^2\gamma_s}\right)^{\left(\frac{a+1}{2}\right)} \frac{1}{\left(\frac{a+3}{2}\right)} \left[(\rho_H)^{\frac{a+3}{2}} - (\rho_L)^{\frac{a+3}{2}} \right] \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} \text{BLER}_U &= v\sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} F_{\gamma_U}(x) dx \\ &= v\sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \frac{\gamma \left(a+1, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)}{\Gamma(a+1)} dx \end{aligned} \quad (35)$$

Khai triển công thức (35), ta được

$$\begin{aligned} \text{BLER}_U &= v\sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \frac{\gamma \left(a+1, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)}{\Gamma(a+1)} dx \\ &= \frac{v\sqrt{m}}{\Gamma(a)} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \underbrace{\gamma \left(a, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)}_{I_1} dx \\ &\quad - \frac{v\sqrt{m}}{\Gamma(a+1)} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \underbrace{\left(\frac{1}{b}\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)^a \exp\left(-\frac{1}{b}\sqrt{\frac{x}{\gamma_s}}\right)}_{I_2} dx, \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} I_1 &= \rho_H \Gamma(a) - \rho_H \Gamma\left(a, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_H}{\gamma_s}}\right) + \gamma_s b^2 \Gamma\left(a+2, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_H}{\gamma_s}}\right) \\ &\quad - \left[\rho_L \Gamma(a) - \rho_L \Gamma\left(a, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_L}{\gamma_s}}\right) + \gamma_s b^2 \Gamma\left(a+2, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_L}{\gamma_s}}\right) \right] \end{aligned} \quad (37)$$

và

$$I_2 = 2\gamma_s b^2 \left[\Gamma\left(a+2, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_L}{\gamma_s}}\right) - \Gamma\left(a+2, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_H}{\gamma_s}}\right) \right]. \quad (38)$$

Thay (37) và (38) vào (36), chúng ta được kết quả như (31) đầu trang bên trên.

Tương tự, trong khe thời gian thứ hai, tỉ lệ lỗi khối được xấp xỉ

$$\text{BLER}_D \approx E_{\gamma_D} \left\{ Q \left(\frac{(\gamma_D) - r}{\sqrt{V(\gamma_D)/m}} \right) \right\}, \quad (39)$$

với BLER_D là tỉ lệ lỗi khối của một chu kỳ truyền tín hiệu từ UAV đến D.

Thực hiện các bước tính tương tự như trong khe thời gian thứ nhất, ta có

$$\begin{aligned} \text{BLER}_D &= \int_0^{\infty} Z(\gamma_D) f_{\gamma_D}(x) dx \\ &= v\sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} F_{\gamma_D}(x) dx \end{aligned} \quad (40)$$

Áp dụng tính chất phân bố mũ, ta thu được kết quả của (40) như (32) ở đầu trang liền trước.

Kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có lựa chọn (SDF) là một kỹ thuật được áp dụng tại nút chuyển tiếp với cơ chế là nếu nút chuyển tiếp không giải mã đúng được dữ liệu nhận được thì sẽ không tiếp tục chuyển tiếp dữ liệu đến nút tiếp theo [22]. SDF là một kỹ thuật được ưu tiên sử dụng trong mô hình truyền thông gói tin ngắn đa chặng so với kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp vì luôn đảm bảo khả năng chuyển tiếp tín hiệu tới chặng kế tiếp luôn chính xác mà không có hoặc hạn chế tối đa nhiễu kèm theo.

Giả sử tại UAV sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có lựa chọn (SDF). SDF là một kỹ thuật hoạt động với cơ chế như sau: Nếu tại UAV không giải mã đúng dữ liệu thì sẽ không thể tiếp tục chuyển tiếp dữ liệu đến nút D [22]. Như vậy, kết hợp (31) và (32), ta có tỉ lệ lỗi khối toàn trình theo [14] được tính cụ thể như sau:

$$BLER_{e2e} = BLER_U + (1 - BLER_U)BLER_D. \quad (42)$$

B. Tỉ lệ lỗi khối dạng xấp xỉ

Tiếp theo, chúng tôi sẽ trình bày dạng xấp xỉ của tỉ lệ lỗi khối để có đánh giá về hiệu năng của hệ thống ở mức tỉ số tín hiệu trên nhiễu cao. Dạng xấp xỉ này là giới hạn trên cho giá trị tỉ lệ lỗi khối khi SNR càng tăng và tiến tới vô cùng. Điều này có nghĩa là tỉ lệ lỗi khối toàn trình của hệ thống luôn đạt được giá trị nhỏ hơn hoặc bằng giá trị đường giới hạn trên cho dù có tăng SNR lớn thế nào đi chăng nữa. Khi tỉ lệ lỗi khối càng nhỏ thì chứng tỏ hiệu năng của hệ thống được cải thiện.

Kết quả tiệm cận của tỉ lệ lỗi khối từ S đến UAV được tính như sau. Cụ thể, theo [23] khi tỉ số SNR lớn, nghĩa là $\gamma_s \rightarrow \infty$, khi đó ta có

$$\gamma \left(a+1, \frac{1}{b} \sqrt{\frac{x}{\gamma_s}} \right) \approx \frac{\left(\frac{1}{b} \sqrt{\frac{x}{\gamma_s}} \right)^{a+1}}{a+1}, \quad (43)$$

khi $\frac{1}{b} \sqrt{\frac{x}{\gamma_s}} \rightarrow 0^+$.

Thay (43) vào (35), ta được công thức xấp xỉ như công thức (41) ở đầu trang.

Tiếp theo, chúng ta đi tính kết quả tiệm cận của tỉ lệ lỗi khối từ UAV tới nút D. Xét SNR ở mức cao, nghĩa là chúng ta giả sử nhiễu vô cùng nhỏ và công suất phát ở mức cao. Bằng cách sử dụng vô cùng bé tương đương của hàm $1 - \exp(-x) \approx x$ khi $x \rightarrow 0$ cho (32) khi công suất phát của UAV ở mức cao (tiến ra vô cùng), tức là $\bar{\gamma}_D \rightarrow \infty$ thì

$\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_D} \rightarrow 0$. Như vậy kết quả tiệm cận của $BLER_D$ được tính như sau

$$BLER_{D,tc} \approx \nu \sqrt{m} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_D} d\gamma = \frac{\nu \sqrt{m}}{\bar{\gamma}_D} \left(\frac{\rho_H^2 - \rho_L^2}{2} \right). \quad (44)$$

Ta nhận thấy rằng tỉ lệ lỗi khối rất nhỏ khi công suất nguồn phát càng lớn. Nghĩa là, ta có $BLER_{U,tc} \approx 1$ và $BLER_{D,tc} \approx 1$, khi đó

$$BLER_{U,tc}BLER_{D,tc} \approx BLER_{U,tc} + BLER_{D,tc}. \quad (45)$$

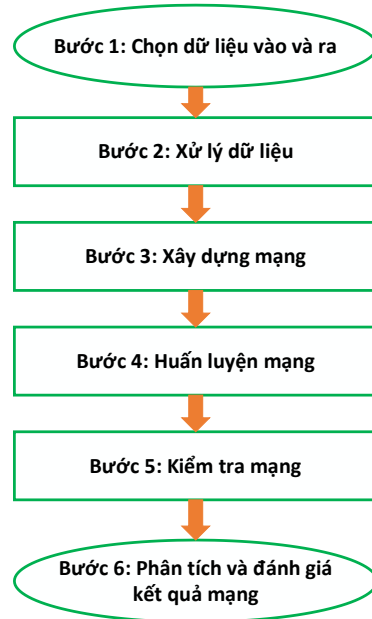
Như vậy, tỉ lệ lỗi khối từ S đến D ở dạng xấp xỉ được viết lại như sau

$$BLER_{e2e,tc} = BLER_{U,tc} + (1 - BLER_{U,tc})BLER_{D,tc} \approx BLER_{U,tc} + BLER_{D,tc}. \quad (46)$$

C. MÔ HÌNH HỌC SÂU

Trong phần này chúng tôi thực hiện phân tích hệ thống dựa vào mô hình học sâu sử dụng mạng nơ-ron ẩn và kết quả ngõ ra được sử dụng để kiểm chứng tính đúng đắn của mô hình đề xuất theo kết quả phân tích lý thuyết cùng với phương pháp Monte-Carlo. Đồng thời, khi sử dụng phương pháp học sâu thì mô hình có kết quả tính toán nhanh hơn qua đó tiết kiệm được thời gian xử lý và tối ưu hệ thống.

Các bước thực hiện huấn luyện mạng theo mô hình học sâu gồm sáu bước theo sơ đồ như Hình 2.



Hình 2. Lưu đồ các bước thực hiện huấn luyện mạng

Trong 6 bước ở trên, đối với Bước 1, ta đã có dữ liệu ngõ vào là tỉ số tín hiệu trên nhiễu, số lượng RIS và hệ số suy hao của kênh truyền. Đối với ngõ ra của mạng nơ-ron sâu là BLER. Từ Bước 2 đến Bước 6, chúng tôi dựa vào các hàm xây dựng sẵn của Matlab (Toolbox) để đánh giá hiệu năng của mô hình mạng.

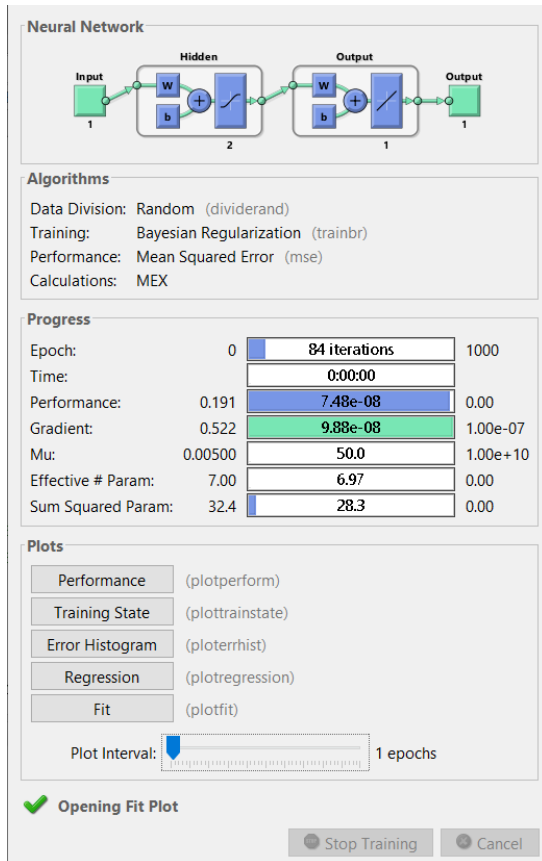
Mạng nơ-ron sâu được áp dụng vào trong mô hình đề xuất là mạng Feedforward (Feedforward network) thường có một hoặc nhiều lớp ẩn gồm các nơ-ron. Để tạo mạng Feedforward, chúng tôi sử dụng hàm được xây dựng sẵn trong Toolbox, có tên là *feedforwardnet*, hàm này tự động gán các hàm xử lý cho các ngõ vào và ngõ ra của mạng sao cho phù hợp để huấn luyện mạng. Ngoài ra, chúng ta cũng có thể điều chỉnh các thông số của mạng như: số nơ-ron trong một lớp hoặc có bao nhiêu lớp ẩn trong mạng.

Trong bước thứ 2, mạng nơ-ron sâu gồm các thành phần ngõ vào là một vector R chứa các phần tử ngõ vào. Mỗi đầu vào được gán trọng số w thích hợp. Tiếp theo là các lớp ẩn bên trong chứa các nơ-ron. Mỗi lớp có thể chứa nhiều nơ-ron. Mỗi nơ-ron ở bên trong thực hiện tính toán

và lưu trữ thông tin dựa vào việc tổng hợp các trọng số ngõ vào và độ lệch, sau đó kết quả ngõ ra tại mỗi nơ-ron sẽ được đưa đến hàm truyền f . Đối với mạng nơ-ron sâu có thể sử dụng hàm truyền có tên là **logsig**. Hàm logsig tạo ra các đầu ra từ 0 đến 1 khi các đầu vào của nơ-ron đi từ âm đến dương vô cùng. Ngoài ra, các mạng nơ-ron sâu cũng có thể sử dụng hàm truyền có tên là **tansig**. Đối với ngõ ra của mô hình, ngõ ra của nơ-ron là hàm truyền dạng tuyến tính (hàm **purelin**) được sử dụng cho các bài toán fitting.

Tương tự, đối với việc khởi tạo trọng số hay độ lệch cũng được thực hiện dựa vào Toolbox. Ngoài ra, chúng ta cũng có thể tùy chỉnh để khởi tạo các giá trị khác. Sau khi đã xây dựng mạng và khởi tạo các giá trị ban đầu phù hợp. Bước tiếp theo là huấn luyện mạng.

Khi huấn luyện mạng nơ-ron sâu, thông thường trước tiên chúng ta chia dữ liệu thành ba tập con. Tập con đầu tiên là tập huấn luyện được sử dụng để tính độ dốc và cập nhật trọng số và độ lệch của mạng. Tập con thứ hai là tập xác thực. Sai số trên tập xác thực được dùng để theo dõi trong suốt quá trình huấn luyện mạng. Trọng số và độ lệch mạng được lưu tại các thông số nhỏ nhất. Tập con thứ ba là tập kiểm tra, tập kiểm tra lỗi thường không được sử dụng trong quá trình huấn luyện, nhưng thường được sử dụng để so sánh với các mô hình khác nhau. Sau khi chia các tập dữ liệu xong, mạng nơ-ron sâu sẽ tiến hành huấn luyện mạng dựa trên các thuật toán đưa vào mạng. Thuật toán tối ưu đơn giản nhất thường được sử dụng trong mạng là thuật toán gradient descent. Kết quả cuối cùng cho ta được kết quả như trên Hình 4.



Hình 4. Mô hình mạng Nơ-ron

IV. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

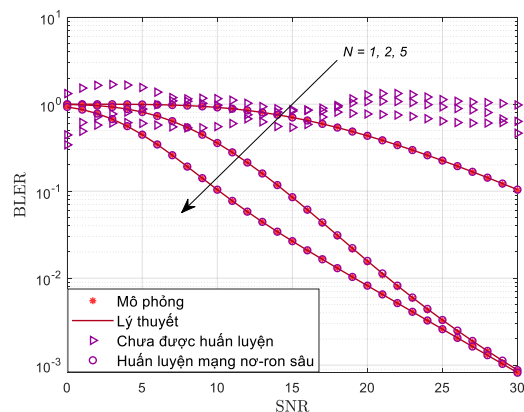
Trong phần kết quả mô phỏng, ta thực hiện lần lượt hai phần gồm: 1) Khảo sát đặc tính của mạng gồm: ảnh hưởng của số phần tử RIS, vị trí RIS, vị trí của UAV lên hiệu năng của hệ thống. 2) là phần đánh giá giải thuật DL và so sánh với kết quả phân tích lý thuyết.

Đối với mạng nơ-ron sâu, dựa trên mô hình đã đề xuất với một lớp ngoài cùng bên trái nhận tín hiệu vào, 6 lớp ẩn bên trong với mỗi lớp ẩn theo mặc định của chương trình có 10 nơ-ron (nút) bên trong và lớp ngõ ra ở cuối cùng bên phải.

Ngoài ra, các thông số mô phỏng của mô hình đề xuất được thực hiện trên phần mềm MATLAB sử dụng phương pháp Monte Carlo và trong sách mô phỏng [24]. Tham số kênh truyền và hệ thống được chọn như sau: số bit thông tin là $\beta = 256$ và chiều dài khối tin $m = 256$, công suất nhiễu là $N_0 = 1$. Trong Hình 3, chúng tôi sử dụng $\eta = 3$. Vị trí của nút mạng được thiết lập như sau: Nút S và D lần lượt được đặt tại tọa độ (0,0) và (1,0) trong không gian hai chiều. Vị trí của RIS và UAV được đặt tại các vị trí linh động có thể điều chỉnh được. Như vậy, độ lợi kênh trung bình từ S đến RIS và từ RIS đến UAV lần lượt được tính theo mô hình suy hao trong không gian tự do là $\Omega_{R_i} = |h_i|^2 = d_{R_i}^{-\eta}$ và $\Omega_{U_i} = |g_i|^2 = d_{U_i}^{-\eta}$, với $i \in (1, 2, \dots, N)$, giả sử d_{R_i} là khoảng cách từ S đến các phần tử thứ i của mặt phản xạ là bằng nhau cũng như d_{U_i} là khoảng cách từ phần tử thứ i của RIS đến UAV là bằng nhau và η là hệ số suy hao của kênh truyền (giá trị điển hình của η là từ 2 đến 6).

A. Bài toán thuận

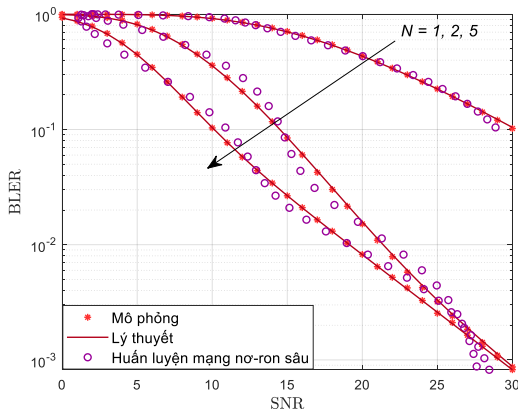
Chúng tôi xét trường hợp mô hình đề xuất ở trường hợp tổng quát hơn khi RIS gồm nhiều phần tử phản xạ ghép nối lại với nhau. Cụ thể, RIS gồm lần lượt 1, 2 và 5 phần tử phản xạ. Kết quả tỉ lệ lỗi khối (BLER) dựa trên mô phỏng Monte-Carlo và ước lượng bằng kỹ thuật học sâu của mô hình đề xuất theo như Hình 4 bên dưới. Kết quả thu được ta thấy đường lý thuyết nét liền và các điểm hình tròn sau khi sử dụng thuật toán theo phương pháp học sâu gần như trùng khớp. Ngoài ra, ta cũng thấy các dấu hoa thị biểu diễn cho kết quả mô phỏng cũng trùng khớp với kết quả phân tích lý thuyết. Hơn nữa, để thấy được tính hiệu quả của mô hình huấn luyện mạng nơ-ron sâu, chúng tôi cũng



Hình 3. Mạng nơ-ron sâu 6 lớp ẩn

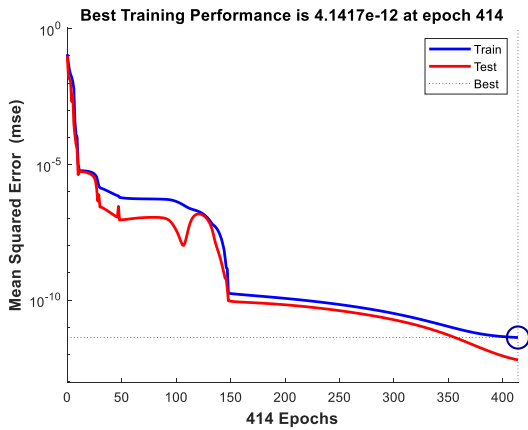
đã vẽ các tập điểm biểu diễn dữ liệu với đầu vào của mạng là SNR và ngõ ra là BLER trước khi được mạng được huấn luyện như các dấu mũi tên trong Hình 4. Với kết quả thu được cho ta thấy tính hiệu quả của kỹ thuật huấn luyện mạng đã đề xuất.

Tiếp theo, để thấy rõ hơn được tính hiệu quả của quá trình huấn luyện mạng nơ-ron sâu. Chúng tôi xét trường hợp mạng huấn luyện chỉ có 2 lớp ẩn bên trong và mỗi lớp ẩn chứa 10 nơ-ron như trong Hình 5. Đối với RIS gồm nhiều phần tử phản xạ ghép nối lại với nhau. Cụ thể, RIS gồm lần lượt 1, 2 và 5 phần tử phản xạ. Kết quả huấn luyện là các điểm hình tròn không khớp hoàn toàn với kết quả phân tích lý thuyết và mô phỏng Monte- Carlo như Hình 4. Như vậy, mô hình hình mạng nơ-ron sâu gồm 2 lớp ẩn hoạt động kém hiệu quả hơn so với mạng gồm 6 lớp ẩn.



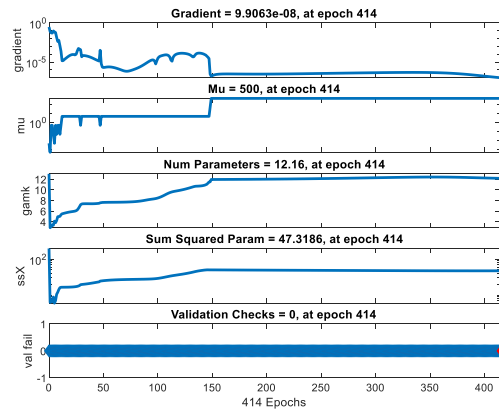
Hình 5. Mạng nơ-ron có 2 lớp ẩn

Để thấy rõ hơn, chúng tôi tiến hành khảo sát các thông số dùng để đánh giá hiệu năng dựa trên mạng học sâu lần lượt là Performance, Training State, Error Histogram và Fit.



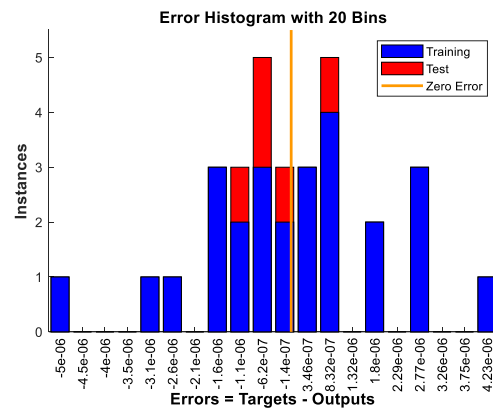
Hình 6. Thông số đánh giá hiệu năng của mạng nơ-ron sâu

Thông số khảo sát đầu tiên là Performance được biểu diễn như Hình 6. Với lỗi trung bình bình phương nhỏ nhất (MSE) đạt 4.1417e-12 được xác định tại Epoch thứ 414.



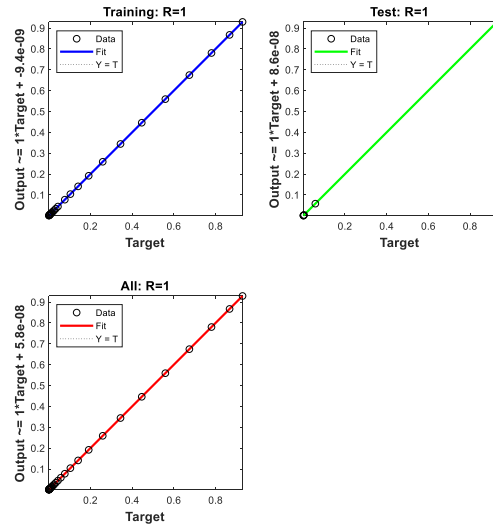
Hình 7. Thông số trạng thái huấn luyện của mạng nơ-ron sâu

Tiếp theo là các thông số biểu diễn trạng thái huấn luyện (Training State) được hiển thị như Hình 7.



Hình 8. Thông số biểu diễn sai số kết quả ngõ ra của mạng so với ngõ ra ban đầu

Sai số (Error) được biểu diễn theo Hình 8.

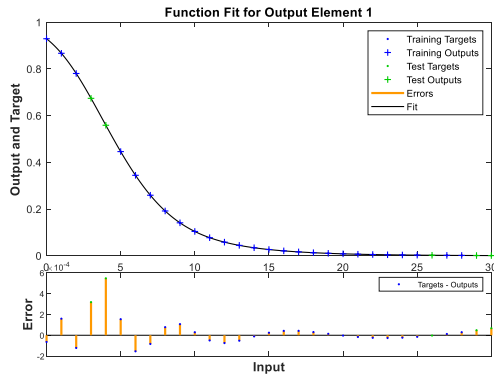


Hình 9. Tiến trình huấn luyện mạng dựa vào các tập huấn luyện

Hình 9 là đồ thị biểu diễn kết quả của Regression với tham số R trong cả ba tập huấn luyện lần lượt là tập dữ liệu huấn luyện, tập dữ liệu xác thực và tập dữ liệu kiểm tra.

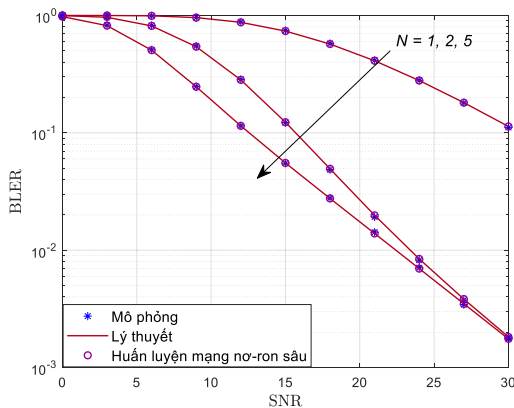
Dựa vào kết quả $R = 1$ trong cả 3 trường hợp, ta thấy rằng kết quả huấn luyện của mạng và dữ liệu cung cấp ban đầu là hoàn toàn trùng khớp.

Tiếp theo là hàm Fit theo Hình 11, rõ ràng, các kết quả sau khi huấn luyện là trùng khớp với dữ liệu ở ngõ ra ban đầu.



Hình 11. Biểu diễn độ chính xác của ngõ ra mạng nơ-ron sâu

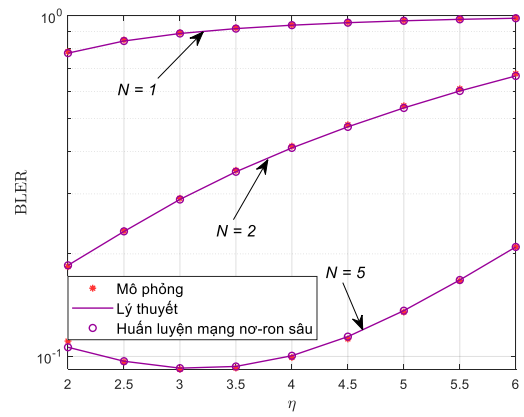
Tiếp theo, trong Hình 12, chúng tôi khảo sát ảnh hưởng của vị trí các nút RIS và UAV lần lượt là $(0.3, 0.3)$ và $(0.7, 0.3)$. Dựa trên kết quả hiển thị, ta thấy rằng tỉ lệ lỗi khối đã bị tăng lên vì UAV có khoảng cách xa hơn đối với nút đích D như ở trường hợp của Hình 4 khi mạng huấn luyện sử dụng 6 lớp ẩn với 10 nơ-ron trên mỗi lớp. Ngoài ra, các kết quả huấn luyện mạng dựa trên các thông số đã đề xuất cũng tốt.



Hình 12. Kết quả huấn luyện mạng nơ-ron sâu dựa trên thông số ảnh hưởng vị trí của UAV

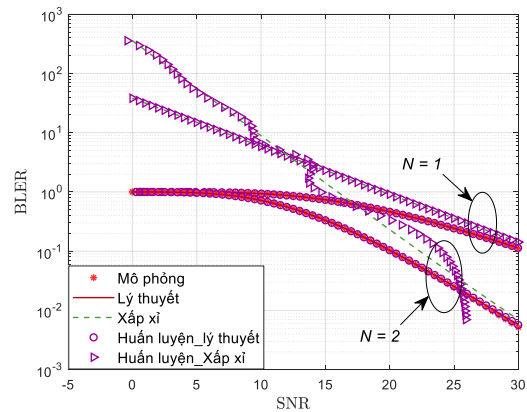
Hình 12 mô tả giá trị của hệ số suy hao kênh truyền theo BLER theo số lượng phân tử thứ i của RIS (N) lần lượt là 1, 2 và 5, các giá trị của hệ số suy hao kênh truyền η thay đổi từ 2 đến 6. Rõ ràng, khi tăng η lên, ta thấy rằng giá trị BLER trong 3 trường hợp cũng tăng theo. Ngoài ra, dựa trên mô hình đã được huấn luyện, kết quả ngõ ra cũng tương đối khớp với ngõ vào.

Và cuối cùng là kết quả kiểm chứng dựa vào SNR ở mức cao được biểu diễn như Hình 13, kết quả huấn luyện của mạng khi RIS chỉ có 1 phân tử phản xạ là trùng khớp với kết quả lý thuyết. Tuy nhiên, khi tăng số lượng phân tử RIS lên 2 phân tử phản xạ thì chất lượng mạng sau khi



Hình 10. Kết quả huấn luyện mạng nơ-ron sâu khi thay đổi thông số suy hao của mô hình đề xuất

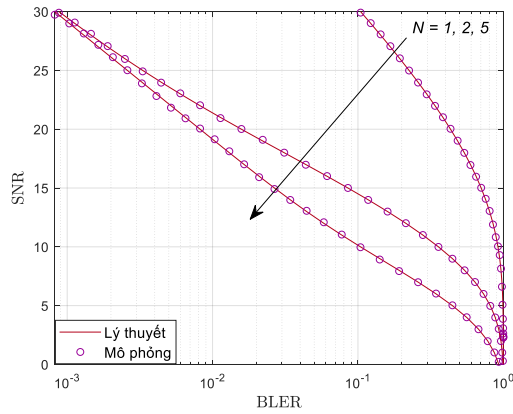
huấn luyện không còn chính xác. Lý do là vì dữ liệu ngõ ra lúc này là quá nhỏ dẫn đến kết quả không còn chính xác.



Hình 13. Kết quả huấn luyện của mạng nơ-ron sâu khi xét ở mức tỉ số SNR ở mức cao

B. Bài toán ngược

Trong bài toán ngược, chúng tôi dựa vào kết quả lý thuyết đã chứng minh được, nghĩa là từ công thức tính kết quả của BLER dựa vào SNR đã tìm được, bây giờ ta đi tìm SNR dựa vào BLER cho trước. Như vậy, cách huấn luyện mạng cũng tương tự như cách huấn luyện đối với bài toán thuận. Theo bài toán ngược, ta sẽ thay đổi thông số đầu vào và thông số đầu ra trong quá trình huấn luyện mạng và các thông số khác vẫn giữ nguyên. Kết quả thu được theo phương pháp học sâu dựa trên thuật toán Bayesian Regularization được biểu diễn như Hình 14. Từ kết quả SNR ngõ ra thu được dựa vào BLER từ ngõ vào ta có thể ước lượng được SNR cần có để thu được BLER mong muốn.



Hình 14. Kết quả huấn luyện mạng khi đảo ngược trạng thái ngõ vào và ngõ ra lẫn nhau

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã đề xuất mạng truyền thông gộp tin ngắn sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp với sự hỗ trợ của RIS và UAV. Theo kênh truyền fading Rayleigh, chúng tôi đã đưa ra biểu thức dạng đóng cho tỉ lệ lỗi khối của mô hình đề xuất. Bên cạnh đó, chúng tôi cũng đã đưa ra được biểu thức tính tiệm cận của hệ thống ở dải công suất phát cao. Các kết quả phân tích số trong mô hình đề xuất đều trùng khớp với kết quả mô phỏng Monte-Carlo. Hơn nữa, chúng tôi đã sử dụng kỹ thuật học sâu để kiểm chứng kết quả phân tích lý thuyết. Thông qua mô hình đề xuất và mạng huấn luyện nơ-ron sâu, ta thấy rằng các kết quả phân tích lý thuyết, mô phỏng Monte-Carlo và mạng nơ-ron sâu là tương đối trùng khớp. Ngoài ra mạng nơ-ron sâu còn được sử dụng để kiểm chứng thông số hệ số kênh truyền ở những giá trị khác nhau cũng làm thay đổi giá trị của BLER. Khi SNR ở mức cao thì hiệu năng hệ thống được cải thiện. Tuy nhiên khi tỉ số SNR càng cao và kết hợp với số lượng RIS cũng tăng nên kết quả huấn luyện chưa thật sự tốt. Cuối cùng, khi xét tổng quan về hệ thống, rõ ràng, nếu xét yếu tố các phần tử của mặt phản xạ thông minh, ta thấy rằng với các thông số đã thiết lập thì với giá trị số phần tử ở mức bằng 5 là đảm bảo phát huy được hiệu năng của hệ thống.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông trong đề tài có mã số **08-HV-2022-RD_VT2**.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Y. Zeng, R. Zhang, and T. J. Lim, "Throughput maximization for UAV enabled mobile relaying systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 12, pp. 4983-4996, Dec. 2016.

[2] Q. Wu and R. Zhang, "Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 58, no. 1, pp. 106-112, Jan. 2020.

[3] M. D. Renzo, "Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: an idea whose time has come," *EURASIP J. Wireless Commun. Net.*, May, 2019.

[4] S. Li, B. Duo, X. Yuan, Y. Liang, and M. D. Renzo, "Reconfigurable intelligent surface assisted UAV

communication: joint trajectory design and passive beamforming," Dec. 2019.

[5] C. Huang, G. C. Alexandropoulos, C. Yuen, and M. Debbah, "Indoor signal focusing with deep learning designed reconfigurable intelligent surfaces," presented at the 2019 IEEE 20th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC). Cannes, France, 2019.

[6] C. Huang, A. Zappone, G. C. Alexandropoulos, M. Debbah, and C. Yuen, "Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 8, pp. 4157-4170, Aug. 2019.

[7] B. Li, Z. Fei, and Y. Zhang, "UAV Communications for 5G and Beyond: Recent Advances and Future Trends," *IEEE Internet of Things Journal* vol. 6, no. 2, pp. 2241 - 2263, April 2019.

[8] N. T. Van, H. M. Tan, T. M. Hoang, T. T. Duy, and V. N. Q. Bao, "Exact Outage Probability of Energy Harvesting Incremental Relaying Networks with MRC Receiver," presented at the The 2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2016), Ha Noi, Viet Nam, Oct. 2016.

[9] L. Yang, J. Chen, M. O. Hasna, and a. H. Yang, "Outage performance of UAV-assisted relaying systems with RF energy harvesting," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 12, pp. 2471-2474, Dec. 2018.

[10] V. N. Q. Bao and N. L. Trung, "Multihop Decode-and-Forward Secrecy Performance Analysis of Multihop Transmission Protocols in Cluster Networks Relay Networks: Secrecy Analysis and Relay Position Optimization," *REV Journal on Electronics and Communications*, vol. 2, no. 1-2, pp. 33-41, June. 2012.

[11] J. Ye, C. Zhang, H. Lei, G. Pan, and Z. Ding, "Secure UAV-to-UAV systems with spatially random UAVs," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 8, no. 2, Apr. 2019.

[12] V. N. Q. Bao and H. Y. Kong, "Performance Analysis of Multi-hop Decode-and-Forward Relaying with Selection Combining," *Journal of Communications and Networks*, vol. 12, no. 6, pp. 616-623, Dec. 2010.

[13] H. Lei, D. Wang, K. Park, I. S. Ansari, G. Pan, and M. Alouini, "On secure UAV communication systems with randomly located eavesdroppers," presented at the 2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), 2019.

[14] V. N. Q. B. a. T. T. Thanh, "Performance Analysis of Partial Relay Selection Networks with Short Packet Communications," in *in 2019 6th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS)*, 2019, pp. 23-26.

[15] B. Brik, K. Boutiba, and A. Ksentini, "Deep Learning for B5G Open Radio Access Network: Evolution, Survey, Case Studies, and Challenges," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 3, pp. 228-250, 2022.

[16] D. Huang *et al.*, "Deep learning based cooperative resource allocation in 5G wireless networks," *Mobile Networks and Applications*, pp. 1-8, 2018.

[17] S. Primak, V. Kontorovich, and V. Lyandres, *Stochastic Methods and Their Applications to Communications Stochastic Differential Equations Approach*. West Sussex, U.K.: Wiley, 2004.

[18] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. New York, NY, USA: Academic, 2000.

- [19] W. Yang, G. Durisi, T. Koch, and Y. Polyanskiy, "Quasi-static multipleantenna fading channels at finite blocklength," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, 2014.
- [20] Y. Yu, H. Chen, Y. Li, Z. Ding, and B. Vucetic, "On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in Short-Packet Communications," *IEEE Communications Letters*, vol. 22, pp. 590-593, 2018.
- [21] B. Makki, T. Svensson, and M. Zorzi, "Finite Block-Length Analysis of the Incremental Redundancy HARQ," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, pp. 529-532, Oct. 2014.
- [22] M. Khafagy, A. Ismail, M.-S. Alouini, and S. Aissa, "On the outage performance of full-duplex selective decode-and-forward relaying," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, no. 17, pp. 1180-1183, 2013.
- [23] G. J. O. Jameson, "The incomplete gamma functions," *The Mathematical Gazette*, vol. 100, no. 548, pp. 298-306, 2016.
- [24] V. N. Q. Bảo, *Mô phỏng hệ thống truyền thông*. Nhà Xuất Bản Khoa học và Kỹ thuật, 2020.

ESTIMATED PERFORMANCE BY DEEP LEARNING TECHNIQUES OF RIS-ASSISTED UAV IN SHORT PACKET COMMUNICATIONS

Abstract: In this paper, we propose a design a short packet communications network using a reconfigurable intelligent surface (RIS) with the support of UAV (Unmanned Aerial Vehicle) with the aim of significantly improving the network quality as well as affected by adverse conditions of the information transmission and reception terrain in the radio environment. The parameter for network quality analysis is the block error rate (BLER) and are proven both as exact and approximate by a close-form expression. Furthermore, the location of the UAV was also surveyed to verify the effect of adverse conditions from the terrain. The analysis results are verified by Monte-Carlo simulation results. In addition, the analysis results in the proposed model are also used to train the deep neural network to increase the reliability of the proposed model and at the same time increase the processing speed based on the algorithms.

Keywords: fading Rayleigh, Machine Learning, Deep Learning, Selected Decode-and-Forward (SDF), Reconfiguration Intelligent Surface, Unmanned Aerial Vehicles (UAV), Block Length Error Rate (BLER), Short Packet Communications (SPC).



Huỳnh Văn Hóa, Tốt nghiệp Thạc sĩ chuyên ngành viễn thông tại Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông Cơ Sở Tại Thành Phố Hồ Chí Minh vào năm 2018. Hiện nay, Th. S Hóa là giảng viên của bộ môn Thông Tin Quang, Khoa Viễn Thông 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông Cơ Sở Tại

Thành Phố Hồ Chí Minh. Hướng nghiên cứu chính hiện tại đang quan tâm gồm: thông tin vô tuyến, truyền thông hợp tác, vô tuyến nhận thức, bảo mật vật lý và truyền thông gói tin ngắn.

Email: huynhvanhoa@ptithcm.edu.vn



Võ Nguyễn Quốc Bảo, Tốt nghiệp Tiến sĩ chuyên ngành vô tuyến tại Đại học Ulsan, Hàn Quốc vào năm 2010. Hiện nay, TS. Bảo là phó giáo sư của Bộ Môn Vô Tuyến, Khoa Viễn Thông 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông Cơ Sở Thành Phố Hồ Chí Minh và đồng thời là giám đốc của phòng thí nghiệm nghiên cứu vô tuyến (WCOMM). TS. Bảo hiện là thành viên chủ chốt (senior member) của IEEE và là tổng biên tập kỹ thuật của tạp chí REV Journal on Electronics and Communication. TS. Bảo đồng thời là biên tập viên (editor) của nhiều tạp chí khoa học chuyên ngành uy tín trong và ngoài nước, ví dụ: Transactions on Emerging Telecommunications Technologies (Wiley ETT), VNU Journal of Computer Science and Communication Engineering. TS. Bảo đã tham gia tổ chức nhiều hội nghị quốc gia và quốc tế, ví dụ: ATC (2013, 2014), NAFOSTED-NICS (2014, 2015, 2016), REV-ECIT 2015, ComManTel (2014, 2015), và SigComTel 2017. Hướng nghiên cứu hiện tại đang quan tâm bao gồm: vô tuyến nhận thức, truyền thông hợp tác, truyền song công, bảo mật lớp vật lý và thu thập năng lượng vô tuyến.

Email: baovnq@ptithcm.edu.vn