PHÂN TÍCH ĐỘ LỢI PHÂN TẬP CHO MẠNG CHUYỀN TIẾP QUA MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH VÀ NÚT CHUYỀN TIẾP TRONG TRUYỀN THÔNG GÓI TIN NGẮN

Nguyễn Thị Yến Linh⁺, Võ Nguyễn Quốc Bảo#, Phạm Ngọc Sơn⁺

*Khoa Cơ bản 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông * Khoa Viễn thông 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông * Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật Thành Phố Hồ Chí Minh

Tóm tắt- Mặt phản xa thông minh (IRS) là một công nghệ mới, mang tính cách mạng và có thể cải thiện đáng kể hiệu năng của mạng truyền thông không dây thế hệ mới bằng cách điều khiển pha hoặc biên độ của tín hiệu trong môi trường vô tuyến thông qua các phần tử phản xạ thụ động. Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất mô hình chuyển tiếp gói tin ngắn qua mặt phản xạ thông minh. Tiếp đến, chúng tôi so sánh độ lợi phân tập của hệ thống truyền tin này với hệ thống truyền tin qua nút chuyển tiếp cơ bản trong truyền thông gói tin ngắn. Trong đó, nút chuyển tiếp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định (FDF) để truyền dữ liệu. Để phân tích chất lượng mạng của hai hệ thống này, đầu tiên chúng tôi đưa ra các biểu thức dạng chính xác và xấp xỉ của tỉ lệ lỗi khối (BLER) qua kênh truyền fading Rayleigh. Tiếp đến dựa vào tỉ lệ lỗi khối BLER chúng tôi cũng rút ra được độ lợi phân tập của cả hai hệ thống. Qua đó, kết quả cho thấy hiệu năng của hệ thống truyền tin có sự hỗ trợ của mặt phản xạ thông minh IRS vượt trội hơn hệ thống truyền tin cơ bản qua nút chuyển tiếp FDF. Cuối cùng, chúng tôi chứng minh các kết quả trong phân tích lý thuyết hoàn toàn trùng khớp với kết quả mô phỏng bằng phương pháp mô phỏng Monte-Carlo.

Từ khóa- Mặt phản xạ thông minh, fading Rayleigh, giải mã và chuyển tiếp, tỉ lệ lỗi khối, truyền thông gói tin ngắn.

I. GIỚI THIỆU

Hệ thống truyền thông di động thế hệ mới trong tương lai (5G) sẽ tăng cường nhiều dịch vụ quan trọng, bao gồm giao tiếp kiểu máy (mMTC), băng thông rộng di động nâng cao (eMBB) và giao tiếp cực kỳ đáng tin cậy và độ trễ cực thấp (uRLLC) [1-4]. Dựa trên tiêu chuẩn công nghệ IMT-2020/5G của liên minh Viễn thông quốc tế (ITU-R), mạng 5G sẽ đáp ứng những yêu cầu nghiêm ngặt như tỉ lệ dữ liệu cao nhất 10-20Gbps; mật độ kết nổi 10⁶ thiết bị/km², xác suất lỗi dưới 10⁻⁵ và độ trễ dưới 1ms [2, 4]. Trong những yêu cầu này, hiện nay yêu cầu hệ thống về

Email: yenlinh@ptithcm.edu.vn

độ trễ và độ tin cậy (uRLLC) được quan tâm nhất. Do vậy, truyền thông gói tin ngắn ra đời đáp ứng hoàn toàn yêu cầu về uRLLC trong hệ thống mạng 5G và cả các hệ thống mạng thế hệ tương lai tiếp theo ví dụ như 5.5G và 6G [5].

Cho đến nay, mạng 5G đã được tích hợp nhiều kỹ thuật tiên tiến để nâng cao độ tin cậy cũng như hiệu năng hệ thống mạng ví dụ như: đa truy nhập không trực giao (NOMA), kỹ thuật chuyển tiếp, công nghệ vô tuyến nhận thức (CR). Trong đó, mạng chuyển tiếp được xem là kỹ thuật hiệu quả để mở rộng vùng phủ sóng và nâng cao hiệu năng của mạng [6, 7]. Ý tưởng chính của mạng chuyển tiếp là cải thiện hiệu năng truyền tải dữ liệu hiệu quả bằng cách sử dụng các nút chuyển tiếp trung gian đề hỗ trợ truyền dữ liệu từ nguồn đến đích. Về cơ bản, nút trung gian sử dụng hai kỹ thuật để xử lý và chuyển tiếp (AF) [8, 9] và giải mã và chuyển tiếp (DF) [10, 11].

Gần đây, các nhà khoa học đã bắt đầu quan tâm đến việc ứng dụng mạng chuyển tiếp vào truyền thông gói tin ngắn nhằm đáp ứng yêu cầu về độ tin cậy cực cao trong mạng 5G. Cụ thể, các tác giả trong bài báo [12] đã chứng minh sự vượt trội về hiệu năng và độ trễ giảm của hệ thống mạng hai chiều khuếch đại và chuyển tiếp AF trong truyền thông gói tin ngắn, hay ở bài báo [13] các tác giả nghiên cứu kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp từng phần trong mạng chuyển tiếp hai chặng DF và bài báo cho thấy được sự cải thiện hiệu năng hệ thống thông qua truyền gói tin ngắn. Tương tự, tác giả trong bài báo [14] cũng cho thấy sự giảm hẳn của tỉ lệ lỗi khối và độ trễ trong mạng chuyển tiếp hai chặng DF thu thập năng lượng thông qua truyền gói tin ngắn.

Mặc dù, mạng chuyển tiếp có nhiều cải tiến về hiệu năng cũng như hiệu quả phổ, nhưng trong quá trình thực thi hệ thống khá phức tạp và năng lượng tiêu thụ của nguồn phát quá lớn. Chính vì vậy, hiện nay mặt phản xạ thông minh (IRS) là một trong những giải pháp tối ưu để giảm thiểu tiêu thụ điện năng truyền dẫn, đồng thời tăng hiệu quả sử dụng phổ trong quá trình thiết kế hệ thống mạng [15]. IRS là một mảng bao gồm một số lượng lớn các phân tử phản xạ chi phí thấp, có khả năng phản xạ các tín hiệu tới bằng cách điều chính sự dịch chuyển pha [16]. Về cơ bản, mặt phản xạ thông minh IRS có chức năng tương tự nút chuyển tiếp trong mạng chuyển tiếp, đó là hỗ trợ truyền tải dữ liệu từ nguồn đến đích bằng cách điều khiển IRS để phát tia tín hiệu nhận được từ nguồn đến đích.

Tác giả liên hệ: Nguyễn Thị Yến Linh,

Đến tòa soạn: 22/9/2021, chỉnh sửa: 10/12/2021, chấp nhận đăng: 17/12/2021.

Hơn nữa, một số nghiên cứu gần đây cho thấy truyền dẫn thông tin qua mặt phản xạ thông minh IRS vượt trội hơn hẳn về hiệu năng hệ thống [17, 18] và giảm hơn công suất phát của nguồn phát so với truyền dẫn thông tin qua nút chuyển tiếp [15]. Tuy nhiên, các nghiên cứu này chủ vếu tập trung so sánh giữa truyền thông tin gói tin dài qua mặt phản xạ IRS và qua nút chuyển tiếp. Theo sự hiểu biết của chúng tôi, hiên nay chưa có công trình nghiên cứu nào quan tâm đến truyền dẫn thông tin gói tin ngắn qua mặt phản xạ thông minh IRS, cũng như so sánh hiệu năng giữa hai mô hình truyền dẫn này. Do vậy, nhằm đáp ứng yêu cầu uRLLC trong mạng thế hệ mới tương lai bài báo đề xuất mô hình truyền dẫn thông tin gói ngắn qua mặt IRS và qua nút giả mã và chuyển tiếp cố định (FDF). Tiếp đến, để so sánh hiệu năng của hai mô hình này chúng tôi đưa ra các biểu thức dạng chính xác và xấp xỉ của tỉ lệ lỗi khối (BLER) thông qua kênh fading Rayleigh. Cuối cùng, mô phỏng Monte-Carlo được thực hiện để kiểm chứng các kết quả lý thuyết của hai mô hình hệ thống mà chúng tôi đề xuất.

Phần còn lại của bài báo được trình bày như sau. Phần II sẽ trình bày mô hình của hệ thống mạng chuyển tiếp qua mặt IRS và mô hình chuyển tiếp FDF hai chặng. Phương pháp phân tích theo hai mô hình đề xuất qua tỉ lệ lỗi khối với cả hai dạng chính xác và xấp xỉ sẽ được chứng minh trong Phần III. Phần IV, chúng tôi sẽ tiến hành mô phỏng Monte-Carlo để kiểm chứng lại các kết quả lý thuyết trong Phần III. Cuối cùng là phần kết luận của bài báo.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Trong phần này, chúng tôi trình bày hai mô hình hệ thống bao gồm mô hình đề xuất sử dụng IRS và mô hình truyền thống qua FDF.

A. CHUYÊN TIÊP QUA IRS



Nguồn(🗌)

Hình 1 Mô hình truyền gói tin ngắn qua mặt phản xạ thông minh.

Mô hình hệ thống truyền gói tin ngắn qua IRS được mô tả qua Hình 1. Hệ thống bao gồm một trạm BS (Base Station), đóng vai trò nguồn phát sóng (S), nguồn nhận (D) và một IRS bao gồm N tấm mặt phản xạ thụ động

(MS). Trong đó, nguồn S và đích D được trang bị một ăng ten. Giả sử rằng không có đường truyền trực tiếp giữa nguồn và đích do vật cản từ môi trường. Hơn nữa, chúng tôi xét IRS hoạt động như một bộ phản xạ thông minh. Tức là IRS có thể phối hợp, trao đổi thông tin trạng thái kênh từ nguồn và đích thông qua liên kết không dây, từ đó có

thể điều chỉnh pha của tất cả phần tử phản xạ sao cho tỉ số tín hiệu trên nhiễu nhận tại đích đạt lớn nhất [16]. Mặt khác, do suy hao tín hiệu đáng kể nên chúng tôi chỉ xét tín hiệu phản xạ trên IRS một lần và bỏ qua tín hiệu phản xạ hai lần trở lên [19]. Giả sử rằng kênh truyền giữa nguồn và đích là kênh Rayleigh fading bán tĩnh phẳng.

Tín hiệu nhận tại đích D được biểu diễn như sau:

$$y_D = \sqrt{P} \left[\sum_{i=1}^N h_i r_i g_i \right] x_D + n_D, \qquad (1)$$

với P là công suất phát của nguồn S, x_D là tín hiệu cần truyền đến đích D, n_D là nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) với trung bình 0 và phương sai N_0 . Hơn nữa, r_i là hệ số phản xạ được tạo ra bởi yếu tố phản xạ thứ *i* trong IRS (i = 1, 2, ..., N) [17].

$$r_i = |r_i| e^{j\phi_i}, \tag{2}$$

với biên độ phản xạ $|r_i| = 1$ cho độ dịch pha lý tưởng và ϕ_i là độ dịch chuyển pha của yếu tố phản xạ thứ *i* trong IRS. Kế tiếp, h_i và g_i là hệ số kênh truyền từ nguồn S đến yếu tố phản xạ thứ *i* trong IRS và từ yếu tố phản xạ thứ *i* đến đích D, tương ứng.

$$h_{i} = d_{1}^{-\nu/2} \alpha_{i} e^{-j\theta_{i}},$$

$$g_{i} = d_{2}^{-\nu/2} \beta_{i} e^{-j\varphi_{i}},$$
(3)
(4)

với α_i, β_i và θ_i, φ_i lần lượt là biên độ và độ dịch pha của hệ số kênh h_i và g_i ; d_1 và d_2 lần lượt là khoảng cách từ nguồn S đến IRS và từ IRS đến đích D tương ứng; ν là hệ số suy hao đường truyền. Mô hình suy hao đường truyền trong hệ thống giao tiếp này, chúng tôi xét trường gần, tức khoảng cách giữa nguồn hoặc đích đến chính giữa IRS nhỏ hơn $\frac{2D^2}{\lambda}$, với D kích thước cực đại của IRS và λ là bước sóng của tín hiệu truyền [20].

Từ (1), tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) tức thời thu được tại đích D được xác định như sau

$$\gamma_{\rm D} = \frac{P \left| \sum_{i=1}^{N} \alpha_i \beta_i e^{j(\phi_i - \theta_i - \phi_i)} \right|^2}{d_1^{\nu} d_2^{\nu} N_0}.$$
 (5)

Để SNR trong (5) đạt giá trị lớn nhất, IRS chọn góc dịch chuyển pha $\phi_i = \theta_i + \varphi_i$ [20]. Hơn nữa, đặt $A = \sum_{i=1}^{N} \frac{\alpha_i \beta_i}{d_1^{\nu} d_2^{\nu}}$, (5) có thể viết lại như sau

$$\gamma_{\rm D} = A^{2} \overline{\gamma}, \qquad (6)$$

với $\overline{\gamma} = \frac{P}{N_0}$ là SNR trung bình.

Như đã được chứng minh trong [17, Định lý 1], với α_i và β_i là những biến ngẫu nhiên độc lập, theo phân bố Rayleigh có trung bình $\frac{\sqrt{\pi}}{2}$ và phương sai $\frac{4-\pi}{4}$, nên theo theo định lý giới hạn trung tâm *A* tuân theo phân bố Gauss khi *N* đủ lớn [21]. Nên từ (6), hàm mật độ xác suất (PDF) và hàm phân phối tích lũy (CDF) của γ có dạng như sau [17]

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{2b^{a+1}\Gamma(a+1)\overline{\gamma}^{\frac{a+1}{2}}} \gamma^{\left(\frac{a-1}{2}\right)} \exp\left(\frac{1}{b}\sqrt{\gamma/\overline{\gamma}}\right), \quad (7)$$

và

$$F_{\gamma}(\gamma) = \frac{\Gamma\left(a+1,\frac{1}{b}\sqrt{\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}}\right)}{\Gamma(a+1)}$$

$$\stackrel{(i)}{=} 1 - \frac{\Gamma\left(a+1,\frac{1}{b}\sqrt{\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}}\right)}{\Gamma(a+1)},$$
(8)

với (*i*) là phép rút gọn sử dụng [22, CT(8356.3)]; hàm gamma không hoàn chỉnh cận trên được định nghĩa như sau [22, CT(8.310.1)]

$$\Gamma(\alpha, x) = \int_{x}^{\infty} e^{-t} t^{\alpha - 1} dt.$$
(9)

và

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

$$b = \frac{k_2}{k_1},\tag{11}$$

$$k_1 = \frac{N\pi}{4} \sqrt{\frac{1}{d_1^{\nu} d_2^{\nu}}},$$
 (12)

$$k_2 = \frac{N}{d_1^{\nu} d_2^{\nu}} \left(1 - \frac{\pi^2}{16} \right). \tag{13}$$

Chứng minh: công thức (12) và (13) như trong phần phụ lục.

B. CHUYỂN TIẾP QUA NÚT CHUYỂN TIẾP



Hình 2. Mô hình truyền gói tin ngắn qua nút chuyển tiếp FDF.

Mô hình hệ thống truyền tin qua nút chuyển tiếp FDF được mô tả qua Hình 2. Ở mô hình này, chúng tôi xét tương tự như mô hình hệ thống truyền tin qua IRS về giả định và cấu trúc của mô hình bằng cách thay IRS bằng nút chuyển tiếp (\mathbf{R}). Tuy nhiên, quá trình truyền tin từ nút nguồn và nút đích được thực hiện trong hai khe thời gian liên tiếp thông qua sự trợ giúp của nút chuyển tiếp. Trong khe thời gian đầu tiên, nút nguồn sẽ truyền tín hiệu tới nút chuyển tiếp và nút chuyển tiếp chuyển tiếp tín hiệu nhận được đến đích bằng kỹ thuật giải mã chuyển tiếp cố định FDF. Như đã được dẫn ra trong [23], tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) toàn trình của hệ thống như sau:

$$\gamma_{DF} = \min(\gamma_{SR}, \gamma_{RD}), \qquad (14)$$

với γ_{SR} và γ_{RD} là là tỉ số tín hiệu trên nhiễu SNR từ $S \rightarrow R$ và $R \rightarrow D$, tương ứng.

Giả định các các kênh truyền từ $S \rightarrow R$ và $R \rightarrow D$ là các kênh truyền fading Rayleigh độc lập và có phân bố giống nhau (i.i.d.), tức hệ số kênh của các kênh truyền này được xem như là các biến ngẫu nhiên độc lập và có phân bố giống nhau. Cũng theo [23], hàm phân phối tích lũy CDF của γ_{DF} có thể được đưa ra như sau

$$F_{\gamma_{DF}}(\gamma) = \Pr(\gamma_{DF} \le \gamma)$$
$$= 1 - \exp\left(-\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{SR}} + \frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{RD}}\right)\right), \qquad (15)$$

với $\overline{\gamma}_{SR}$ và $\overline{\gamma}_{RD}$ là tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu trung bình lần lượt của chặng $S \rightarrow R$ và $R \rightarrow D$.

III. ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG HỆ THỐNG

Trong phần này, chúng tôi sử dụng thông số tỉ lệ lỗi khối để đánh giá hiệu năng của hệ thống truyền tin qua IRS và nút chuyển tiếp FDF.

A. TỈ LỆ LỖI KHỐI DẠNG CHÍNH XÁC

Chúng tôi giả sử rằng nguồn S truyền β bit thông tin đến đích D trên k kênh sử dụng (chiều dài khối tin) trong một chu kỳ truyền qua kênh fading bán tĩnh [24]. Tốc độ mã hóa của mỗi chu kỳ truyền được xác định là

$$R = \frac{\beta}{k}.$$
 (16)

Như đã được nghiên cứu trong truyền thông gói tin ngắn [25], chiều dài khối tin yêu cầu ở mức tối thiểu $k \ge 100$ và tốc độ mã hóa tối đa tương ứng được xấp xỉ như sau

$$R \approx C(\gamma_{\rm X}) - \sqrt{V(\gamma_{\rm X})/k}Q^{-1}(\varepsilon_{\rm X}), \qquad (17)$$

với \mathcal{E}_{X} là tỉ lệ lỗi khối BLER tức thời ở chặng thứ X, $C(\gamma_{X}) \Box \log_{2}(1+\gamma_{X})$ là dung lượng kênh Shannon,

$$V(\gamma_{\rm X}) \Box \left(1 - \frac{1}{\left(1 + \gamma_{\rm X}\right)^2}\right) \left(\log_2 e\right)^2 \text{ là độ phân tán kênh}$$

truyên [5] và
$$Q^{-1}(.)$$
 là ngược của hàm Q-function với

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \ [26].$$

Từ (17) tỉ lệ lỗi khối trung bình BLER ở mỗi chặng có thể được xấp xỉ như trong [27, CT(59)] và [28, CT(4)] như sau

PHÂN TÍCH ĐỘ LỢI PHÂN TẬP CHO MẠNG CHUYỂN TIẾP QUA MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH

$$\overline{\varepsilon}_{\rm X} \approx {\rm E}_{\gamma_{\rm X}} \left\{ Q \left(\frac{C(\gamma_{\rm X}) - R}{\sqrt{V(\gamma_{\rm X})/k}} \right) \right\}, \qquad (18)$$

với $E\{.\}$ là toán tử kỳ vọng.

Từ (18), tỉ lệ lỗi khối trung bình BLER có thể được viết lại như sau

$$\overline{\varepsilon}_{\mathrm{X}} \approx \int_{0}^{\infty} Q \left(\frac{C(\gamma_{\mathrm{X}}) - R}{\sqrt{V(\gamma_{\mathrm{X}})/k}} \right) f_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma) d\gamma, \qquad (19)$$

với $f_{\gamma_{x}}(\gamma)$ là hàm mật độ phân phối của γ_{X} .

Để tính tích phân trong (19) đơn giản hơn, chúng tôi sử dụng xấp xỉ của hàm hàm Q(.) trong [25, CT(14)], cụ thể

là
$$Q\left(\frac{C(\gamma_{\rm X})-R}{\sqrt{V(\gamma_{\rm X})/k}}\right) \Box \Psi(\gamma_{\rm X}), \text{ với}$$

 $\Psi(\gamma_{\rm X}) = \begin{cases} 1, & \gamma_{\rm X} \leq \rho_L \\ 0.5 - v\sqrt{k}(\gamma-\theta), & \rho_L < \gamma_{\rm X} < \rho_H \\ 0, & \gamma_{\rm X} \geq \rho_H \end{cases}$
(20)

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

Bằng cách thay (20) vào (19) và thực hiện phép lấy tích phân từng phần, tỉ lệ lỗi khối trung bình BLER thu được như sau

$$\overline{\varepsilon}_{\rm X} = v \sqrt{k} \int_{\rho_L}^{\rho_H} F_{\gamma_{\rm X}}(\gamma) d\gamma.$$
 (21)

1) CHUYỂN TIẾP QUA IRS

Thay (8) vào (21), tỉ lệ lỗi khối toàn trình của hệ thống chuyển tiếp qua IRS thu được như sau

$$\begin{split} \overline{\varepsilon}_{e^{2e}}^{RS} &= v\sqrt{k} \int_{\rho_{L}}^{\rho_{H}} F_{\gamma}\left(\gamma\right) d\gamma, \\ &= v\sqrt{k} \left(\rho_{H} - \rho_{L}\right) - v\sqrt{k} \int_{\rho_{L}}^{\rho_{H}} \frac{\Gamma\left(a+1, \frac{1}{b}\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma}}\right)}{\Gamma\left(a+1\right)} d\gamma, \\ &\stackrel{(ii)}{=} v\sqrt{k} \left[\rho_{H} - \rho_{L} - \frac{2}{\Gamma\left(a+1\right)} \left(\Delta\left(\sqrt{\rho_{H}}\right) - \Delta\left(\sqrt{\rho_{L}}\right)\right)\right], \end{split}$$

$$(22)$$

với (ii) là phép lấy tích phân theo γ , hàm $\Delta(\gamma)$ được đặt như sau

$$\Delta(\gamma) = \frac{1}{2} \left[\gamma^{2} \Gamma \left(a + 1, \frac{\gamma}{b\sqrt{\gamma}} \right) - \frac{\gamma^{a+2}}{\left(b\sqrt{\gamma} \right)^{a}} e^{\frac{-\gamma}{b\sqrt{\gamma}}} - \frac{(a+2)}{\left(\frac{1}{b\sqrt{\gamma}} \right)^{2}} \Gamma \left(a + 2, \frac{\gamma}{b\sqrt{\gamma}} \right) \right].$$
(23)

2) CHUYỂN TIẾP QUA NÚT CHUYỂN TIẾP

Thay (15) vào (21), tỉ lệ lỗi khối toàn trình của hệ thống chuyển tiếp qua nút chuyển tiếp thu được như sau

$$\overline{\varepsilon}_{e^{2e}}^{FDF} = v\sqrt{k} \left\{ \left(\rho_{H} - \rho_{L} \right) + \left(\frac{\overline{\gamma}_{SR} \cdot \overline{\gamma}_{RD}}{\overline{\gamma}_{SR} + \overline{\gamma}_{RD}} \right) \times \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{SR}} + \frac{\gamma}{\overline{\gamma}_{RD}} \right) \right] \right\}.$$
(24)

B. TỈ LỆ LÕI KHỐI DẠNG XẤP XỈ

Tiếp theo, chúng tôi sẽ trình bày dạng xấp xỉ của tỉ lệ lỗi khối để có đánh giá khách quan hơn về hiệu năng của hệ thống khi chuyển tiếp qua IRS và qua nút chuyển tiếp ở mức SNR trung bình $\overline{\gamma}$ cao. Dạng xấp xỉ này được xem như là một đường giới hạn trên cho các giá trị của tỉ lệ lỗi khối khi càng tăng SNR trung bình tiến ra vô cùng. Điều này có nghĩa là tỉ lệ lỗi khối toàn trình của hệ thống luôn đạt giá trị nhỏ hơn hoặc bằng giá trị đường giới hạn trên cho dù có tăng SNR trung bình thế nào đi chăng nữa. Mặt khác, đây cũng là điều mà ta mong muốn vì tỉ lệ lỗi khối càng nhỏ thì hiệu năng hệ thống càng được cải thiện.

1) CHUYÊN TIÉP QUA IRS

Áp dụng công thức [22, CT(8354.1)], (8) được viết lại như sau

$$F_{\gamma}(\gamma) \Box \frac{1}{\Gamma(a+1)} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(-1\right)^{m} \left(\frac{1}{b} \sqrt{\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}}\right)^{a+1+m}}{m!(a+1+m)},$$
(25)

với m là số bậc khai triển.

Thay (25) vào (21), dạng xấp xỉ tỉ lệ lỗi khối toàn trình của hệ thống chuyển tiếp qua IRS có thể tính được như sau

$$\overline{\varepsilon}_{e^{2e}}^{IRS} \Box \frac{\nu\sqrt{k}}{\Gamma(a+1)} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(-1\right)^{m}}{m!(a+1+m)(a+2+m)} \times \left[\left(\frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_{H}}{\overline{\gamma}}}\right)^{a+2+m} - \left(\frac{1}{b}\sqrt{\frac{\rho_{L}}{\overline{\gamma}}}\right)^{a+2+m} \right].$$
(26)

Ngoài ra, khi SNR trung bình $\overline{\gamma} \rightarrow \infty$ độ lợi phân tập của hệ thống trong trường hợp chuyển tiếp qua IRS được tính như sau [17, Lý thuyết 5]

$$D^{IRS} = -\lim_{\overline{\gamma} \to \infty} \frac{\log \overline{\varepsilon}_{e^{2e}}^{IRS}}{\log \overline{\gamma}}.$$
 (27)

Bằng cách đặt

$$Z_{1} = \frac{v\sqrt{k}}{\Gamma(a+1)} \frac{(-1)^{m}}{m!(a+1+m)(a+2+m)}.$$
 (28)

$$Z_{2} = \left(\frac{1}{b}\sqrt{\rho_{H}}\right)^{a+2+m} - \left(\frac{1}{b}\sqrt{\rho_{L}}\right)^{a+2+m}.$$
 (29)

Thay thế (28) và (29) vào (26), độ lợi D^{IRS} thu được như sau

$$D^{IRS} = -\lim_{\overline{\gamma} \to \infty} \left(\frac{\log\left(\sum_{m=0}^{\infty} Z_{1}\right) + \log\left(\sum_{m=0}^{\infty} Z_{2}\right)}{\log(\overline{\gamma})} + \frac{\log\left(\sum_{m=0}^{\infty} \overline{\gamma}^{-\frac{a+2+m}{2}}\right)}{\log(\overline{\gamma})} \right)$$
$$= -\lim_{\overline{\gamma} \to \infty} \frac{\log\left(\sum_{m=0}^{\infty} \overline{\gamma}^{-\frac{a+2+m}{2}}\right)}{\log(\overline{\gamma})}.$$

(30)

Bằng cách tính tổng như sau

$$\sum_{m=0}^{\infty} \overline{\gamma}^{-\frac{a+2+m}{2}} = \frac{\overline{\gamma}^{-\frac{a+1}{2}}}{\overline{\gamma}^{\frac{1}{2}} - 1}.$$
 (31)

Thay (31) vào (30) và ta viết lại (30) như sau

$$D^{IRS} = -\lim_{\bar{\gamma} \to \infty} \left(\frac{\log\left(\bar{\gamma}^{-\frac{a+1}{2}}\right)}{\log(\bar{\gamma})} - \frac{\log\left(\bar{\gamma}^{\frac{1}{2}}\right)}{\log(\bar{\gamma})\log 1} \right)$$
(32)
$$= \frac{a+1}{2}.$$

Thay thế (12) và (13) vào (10), giá trị a trong (32) có giá trị như sau

$$a = \frac{N\pi^2}{16 - \pi^2} - 1. \tag{33}$$

Từ (33) và (32) ta dễ dàng thấy rằng a phụ thuộc vào số yếu tố phản xạ N, tức khi tăng giá trị N thì a cũng tăng. Trong IRS, giá trị N luôn lớn hơn 1 (N > 1) nên giá trị a > 2. Do đó, độ lợi phân tập của hệ thống chuyển tiếp qua IRS $D^{IRS} > 1$.

2) CHUYỂN TIẾP QUA NÚT CHUYỂN TIẾP

Áp dụng công thức xấp xỉ $1-\exp(-x) \Box x$ khi $x \rightarrow 0$ cho (24), dạng xấp xỉ tỉ lệ lỗi khối toàn trình của hệ thống chuyển tiếp qua nút chuyển tiếp thu được như sau

$$\overline{\varepsilon}_{e^{2e}}^{FDF} \Box \; \frac{\nu \sqrt{k}}{2} \left(\frac{\overline{\gamma}_{SR} + \overline{\gamma}_{RD}}{\overline{\gamma}_{SR} \cdot \overline{\gamma}_{RD}} \right) \left(\rho_H^2 - \rho_L^2 \right). \tag{34}$$

Tương tự (27), độ lợi phân tập của hệ thống chuyển tiếp qua nút chuyển tiếp thu được như sau

$$D^{FDF} = -\lim_{\overline{\gamma} \to \infty} \frac{\log \overline{\varepsilon}_{e^{2e}}^{FDF}}{\log \overline{\gamma}}.$$
 (35)

Thay (24) vào (35) và thực hiện một số phép biến đổi rút gọn, ta được độ lợi như sau

$$D^{FDF} = -\lim_{\overline{\gamma} \to \infty} \left(\frac{\log \left(\frac{v \sqrt{k}}{2} \left(\rho_{H}^{2} - \rho_{L}^{2} \right) \right)}{\log(\overline{\gamma})} + \frac{\log \left(\frac{2}{h_{r}^{2} g_{r}^{2}} \left(h_{r}^{2} + g_{r}^{2} / 2 \right) \right)}{\log(\overline{\gamma})} + \frac{\log \overline{\gamma}^{-1}}{\log(\overline{\gamma})} \right)$$
$$= 1.$$
(36)

Từ (36) và (32) chứng tỏ rằng $D^{IRS} > D^{FDF}$, hay nói khác hơn truyền dẫn thông tin qua IRS đạt độ phân tập cao hơn chuyển tiếp qua FDF, tức hệ thống đạt độ tin cậy cao hơn hệ thống chuyển tiếp qua nút chuyển tiếp FDF. Hơn nữa, càng tăng N thì hiệu năng của hệ thống chuyển tiếp qua IRS càng cải thiện do độ lợi phân tập tăng tỉ lệ theo số yếu tố phản xạ N.

IV. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Trong phần này, chúng tội sử dụng phương pháp mô phỏng Monte-Carlo trên phần mềm Matlab cho mô hình đề xuất để kiểm chứng lại các kết quả lý thuyết đã được trình bày ở Phần III [29]. Đặc biệt, chúng tôi sẽ thảo luận về các đặc điểm hiệu năng hệ thống cũng như các thông số thiết kế hệ thống tối ưu cho mô hình mà chúng tôi để xuất.

Các thông số được chúng tôi sử dụng để thực hiện mô phỏng như số bit thông tin là $\beta = 256$ bit và chiều dài khối k = 200. Để việc tính toán đơn giản chúng tôi giả định rằng tổng khoảng cách truyền được chuẩn hóa với D=1. Với giả định phân bổ vị trí đặt tấm IRS và nút chuyển tiếp ở ngay chính giữa nút nguồn và nút đích, khoảng cách đường truyền từ S $\rightarrow IRS$ và $IRS \rightarrow D$ là

 $d_1 = d_2 = \frac{D}{2}$. Tương tự cho trường hợp chuyển tiếp qua

nút chuyển tiếp FDF, d_1 và d_2 lần lượt khoảng cách đường truyền từ $S \rightarrow R$ và $R \rightarrow D$. Hơn nữa, để so sánh công bằng chúng tôi giả sử rằng tổng công suất truyền của cả hai mô hình chuyển tiếp qua IRS và qua FDF là như nhau và xem xét mô hình suy hao đường truyền đơn giản với hệ số suy hao đường truyền là 2 [30]. Mặt khác,

chúng tôi gọi $\overline{\gamma} = \frac{P}{N_0}$ là SNR trung bình của nguồn phân

bổ năng lượng với P là tổng năng lượng được phân bổ. Do N_0 là hằng số nên ta có thể hiểu rằng khi tăng SNR cũng có nghĩa là tăng công suất phát của nguồn cung cấp năng lượng. Đầu tiên, chúng tôi so sánh tỉ lệ lỗi khối BLER toàn trình trong hai trường hợp chuyển tiếp gói tin ngắn qua IRS và qua nút chuyển tiếp cố định FDF. Tỉ lệ lỗi khối BLER là một hàm của SNR trung bình $\overline{\gamma}$ với giả sử cố định số yếu tố phản xạ trong IRS với N = 3 như trong Hình 3.

Quan sát Hình 3, ta dễ dàng thấy rằng kết quả mô phỏng hoàn toàn trùng khớp với kết quả lý thuyết và kết quả đường xấp xỉ hội tụ với các đường lý thuyết ở SNR cao. Điều này chứng minh các kết quả phân tích lý thuyết của chúng tôi trong phần III hoàn toàn chính xác. Hơn nữa, ta có thể thấy rõ ở mô hình chuyển tiếp qua IRS tỉ lệ lỗi khối BLER giảm nhanh ở giá trị $\overline{\gamma}$ âm (10⁻⁵), càng tăng $\overline{\gamma}$ thì tỉ số lỗi giảm chậm dần điều này hoàn toàn phù hợp với kết quả lý thuyết trong (22). Bởi vì BLER tỉ lệ với $\exp\left(-\frac{\gamma}{-1}\right)$, đây là một hàm giảm với mọi giá trị của $\overline{\gamma}$

tức với mọi giá trị của công suất phát của nguồn. Đặc biệt càng giảm nhanh ở những giá trị âm càng nhỏ.

Tuy nhiên, ở mô hình chuyển tiếp qua FDF, tỉ lệ lỗi khối BLER chỉ giảm dần ở khi giá trị dương $\overline{\gamma}$ tăng. Kết quả này phù hợp với kết quả lý thuyết vì BLER trong trường hợp này tỉ lệ với $\overline{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)$ trong (24) . Do đó, BLER chỉ chọn các giá trị dương $\overline{\gamma}$ như trong Hình 3. Từ Hình 3, ta cũng thấy được hiệu năng hệ thống của mô hình chuyển tiếp qua IRS (BLER giảm nhanh hơn) vượt trội hơn hẳn so với hiệu năng mô hình chuyển tiếp qua FDF. Trong truyền thông gói tin ngắn, có sự đánh đối rất lớn giữa độ trễ và BLER. Tức với chiều dài gói tin như nhau, hệ thống có BLER lớn hơn thì độ trễ sẽ nhỏ hơn [31]. Tuy vậy, trong hệ thống chuyển tiếp gói tin ngắn có sự hỗ trợ của IRS, có hay không sự đánh đổi giữa độ trễ và BLER vẫn đang là một thử thách lớn đối với các nhà nghiên cứu



Hình 3. So sánh BLER giữa hai mô hình chuyển tiếp qua IRS và qua FDF.

Tiếp theo, chúng tôi xét sự ảnh hưởng của yếu tố phản xạ N lên hiệu năng hệ thống của mô hình chuyển tiếp qua IRS trong ba trường hợp cụ thể của $\overline{\gamma}$ là $\overline{\gamma} = -30$, $\overline{\gamma} = -25$ và $\overline{\gamma} = -20$ như trong Hình 4.



Hình 4. Ảnh hưởng của số yếu tố phản xạ N lên BLER của mô hình chuyển tiếp qua IRS.

Trong Hình 4, ta cũng thấy rõ khi càng tăng N và $\overline{\gamma}$ thì BLER hệ thống càng giảm nhanh. Tuy nhiên, càng tăng $\overline{\gamma}$, tức tăng công suất phát quá lớn sẽ có thể dẫn đến can nhiễu lớn. Do đó, để cải thiện hiệu năng hệ thống với nguồn công suất phát cố định, ta có thể tăng số lượng số yếu tố phản xạ N sao cho tỉ số lỗi BLER giảm như ta mong đợi.

Cuối cùng, ta xét sự ảnh hưởng chiều dài gói tin lên hiệu năng hệ thống cả hai mô hình truyền tin qua IRS với các giá trị SNR $\overline{\gamma}$ tăng lần lượt –20dB , –15dB , –10dB như Hình 5 và truyền tin qua FDF với giá trị SNR $\overline{\gamma}$ lần lượt 10dB, 15dB và 20dB như Hình 6. Trong cả hai mô hình truyền tin qua IRS và FDF, ta thấy rằng khi k và $\overline{\gamma}$ tăng thì BLER giảm, đặc biệt BLER giảm nhanh hơn ở mô hình truyền tin qua IRS. Tuy nhiên, ta phải cân nhắc đến việc tăng $\overline{\gamma}$ (tức tăng công suất phát) vì can nhiễu lớn sẽ ảnh hưởng đến người dùng khác xung quanh. Mặt khác, nếu tăng giá trị chiều dài gói tin k thì sẽ dẫn đến độ trể cũng tăng. Do vậy, tùy từng dịch vụ cụ thể ta sẽ chọn giá trị k và công suất phát tương ứng sao cho đáp ứng mục tiêu uRLLC trong mạng 5G.



Hình 5. Sự ảnh hưởng của chiều dài gói tin lên BLER chuyển tiếp qua IRS.



Hình 6. Sự ảnh hưởng của chiều dài gói tin lên BLER chuyển tiếp qua nút chuyển tiếp FDF.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã đề xuất mô hình truyền dẫn thông tin qua IRS trong truyền thông gói tin ngắn. Tiếp đến, chúng tôi so sánh hiệu năng của mô hình này với mô hình truyền gới tin ngắn qua nút chuyển tiếp FDF thông qua thông số tỉ lệ lỗi khối BLER và độ lợi phân tập. Dựa vào kết quả lý thuyết và được kiểm chứng một lần nữa qua mô phỏng Monte-Carlo, bài báo cho thấy rằng tỉ lê lỗi khối BLER của hê thống truyền tin qua IRS giảm nhanh so với tỉ số BLER trong truyền tin qua FDF thông thường và độ lợi phân tập mô hình truyền tin qua IRS cũng cao hơn mô hình truyền tin qua FDF. Hay nói khác hơn, hiệu năng của hệ thổng mô hình truyền tin qua IRS cải thiện hơn mô hình truyền tin qua FDF. Hơn nữa, đối với hệ thống truyền tin qua IRS càng tăng số yếu tố phản xạ và công suất phát thì tỉ số lỗi càng giảm, hiệu năng càng cải thiện. Tuy nhiên, chiều dài gói tin cũng ảnh hưởng đáng kể đến hiệu năng hệ thống và tùy vào yêu cầu dịch vụ cụ thể thì ta sẽ xác định giá trị k cụ thể tương ứng sao cho đáp ứng yêu cầu uRLLC.

PHŲ LŲC

CHỨNG MINH CÔNG THỨC (12) VÀ (13)

Từ công thức
$$A = \sum_{i=1}^{N} \frac{\alpha_i \beta_i}{d_1^{\nu} d_2^{\nu}}.$$
 (P.1)

Bởi vì α_i và β_i là các biến ngẫu nhiên phân bố Rayleigh độc lập, do đó A là tổng của N quá trình double Rayleigh đồng dạng và độc lập. Theo phân tích trong [32, CT(2.76)], hàm PDF của A có dạng như (7). Trong đó, các tham số a và b được cho như trong công thức (10) và (11). Hơn nữa theo [32, CT(2.74)], k_1 và k_2 được định nghĩa là giá trị kỳ vọng và phương sai của A như sau

$$k_1 = \mathbf{E}[A]. \tag{P.2}$$

$$k_2 = \mathbf{V}[A]. \tag{P.3}$$

Thế (P.1) lần lượt vào (P.2) và (P.3), k_1 và k_2 thu được kết quả như sau

$$k_{1} = \mathbf{E}\left[\sum_{i=1}^{N} \frac{\alpha_{i} \beta_{i}}{d_{1}^{v} d_{2}^{v}}\right]$$
$$\stackrel{(a)}{=} \sum_{i=1}^{N} \mathbf{E}\left[\frac{\alpha_{i}}{d_{1}^{v}}\right] \mathbf{E}\left[\frac{\beta_{i}}{d_{2}^{v}}\right]$$
$$= \frac{N\pi}{4} \sqrt{\frac{1}{d_{1}^{v} d_{2}^{v}}}.$$
(P.4)

và

$$k_{2} = \mathbf{V} \left[\sum_{i=1}^{N} \frac{\alpha_{i} \beta_{i}}{d_{1}^{v} d_{2}^{v}} \right]$$

$$\stackrel{(b)}{=} \sum_{i=1}^{N} \mathbf{V} \left[\frac{\alpha_{i}}{d_{1}^{v}} \right] \mathbf{V} \left[\frac{\beta_{i}}{d_{2}^{v}} \right]$$

$$= \frac{N}{d_{1}^{v} d_{2}^{v}} \left(1 - \frac{\pi^{2}}{16} \right).$$
 (P.5)

với (a) và (b) là phép biến đổi tính trung bình và phương sai của cho các biến độc lập α_i và β_i .

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được hỗ trợ bởi các nghiên cứu viên tại Phòng thí nghiệm thông tin vô tuyến và được tài trợ bởi Học Viện Công nghệ Bưu Chính Viễn Thông dưới mã số **06-HV-2021-RD_CB2.**

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- M. Agiwal, A. Roy, and N. Saxena, "Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, no. 3, pp. 1617-1655, 2016.
- [2] M. Carugi, "Key features and requirements of 5G/IMT-2020 networks," in ITU Arab Forum on Emerging Technologies, 2018.
- [3] J. Navarro-Ortiz, P. Romero-Diaz, S. Sendra, P. Ameigeiras, J. J. Ramos-Munoz, and J. M. Lopez-Soler, "A survey on 5G usage scenarios and traffic models," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 22, no. 2, pp. 905-929, 2020.
- [4] I. Vision, "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond," International Telecommunication Union (ITU), Document, Radiocommunication Study Groups, 2015.
- [5] Y. Polyanskiy, H. V. Poor, and S. Verdú, "Channel coding rate in the finite blocklength regime," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 56, no. 5, p. 2307, 2010.
- [6] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels," IEEE transactions on Wireless Communications, vol. 2, no. 6, pp. 1126-1131, 2003.
- [7] J. N. Laneman, D. N. 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, 2004.
- [8] N. T. Do, D. B. da Costa, T. Q. Duong, V. N. Q. Bao, and B. An, "Opportunistic scheduling for fixed-gain amplifyand-forward-based multiuser multirelay SWIPT cooperative networks," in 2017 International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom), 2017, pp. 49-54: IEEE.

- [9] T. Q. Duong, D. B. da Costa, M. Elkashlan, and V. N. Q. Bao, "Cognitive amplify-and-forward relay networks over Nakagami-\$ m \$ fading," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 5, pp. 2368-2374, 2012.
- [10] Y. Lu and W. H. Mow, "Low-complexity detection and performance analysis for decode-and-forward relay networks," in ICASSP 2019-2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2019, pp. 4819-4823: IEEE.
- [11] N. A. Tuan, V. N. Q. Bao, and T. T. Kien, "Performance Analysis of Energy Harvesting Two-Way Decode-and-Forward Relay Networks with Power Beacon over Nakagami-m Fading Channels," in 2018 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 2018, pp. 265-269: IEEE.
- [12] Y. Gu, H. Chen, Y. Li, L. Song, and B. Vucetic, "Shortpacket two-way amplify-and-forward relaying," IEEE Signal Processing Letters, vol. 25, no. 2, pp. 263-267, 2017.
- [13] V. N. Q. Bao and T. T. Thanh, "Performance Analysis of Partial Relay Selection Networks with Short Packet Communications," The 6th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS), pp. 23-26, 2019.
- [14] O. L. A. López, E. M. G. Fernández, R. D. Souza, and H. Alves, "Ultra-reliable cooperative short-packet communications with wireless energy transfer," IEEE Sensors Journal, vol. 18, no. 5, pp. 2161-2177, 2018.
- [15] E. Björnson, Ö. Ö, 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.
- [16] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent Reflecting Surface Enhanced Wireless Network via Joint Active and Passive Beamforming," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 18, no. 11, pp. 5394-5409, 2019.
- [17] A.-A. A. Boulogeorgos and A. Alexiou, "Performance Analysis of Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Wireless Systems and Comparison With Relaying," IEEE Access, vol. 8, pp. 94463-94483, 2020.
- [18] K. Ntontin et al., "Reconfigurable intelligent surfaces vs. relaying: Differences, similarities, and performance comparison," arXiv preprint arXiv:1908.08747, 2019.
- [19] Q. Wu and R. Zhang, "Towards Smart and Reconfigurable Environment: Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network," IEEE Communications Magazine, vol. 58, no. 1, pp. 106-112, 2020.
- [20] W. Tang et al., "Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement," IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020.
- [21] A. Papoulis and H. Saunders, "Probability, random variables and stochastic processes," 1989.
- [22] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of integrals, series, and products. Academic press, 2014.
- [23] V. N. Q. Bao and H. Y. Kong, "Error probability performance for multi-hop decode-and-forward relaying over Rayleigh fading channels," in 2009 11th International Conference on Advanced Communication Technology, 2009, vol. 3, pp. 1512-1516: IEEE.
- [24] W. Yang, G. Durisi, T. Koch, and Y. Polyanskiy, "Quasistatic multiple-antenna fading channels at finite blocklength," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 60, no. 7, pp. 4232-4265, 2014.
- [25] B. Makki, T. Svensson, and Z. Michele, "Finite Block-Length Analysis of the Incremental Redundancy HARQ," IEEE Wireless Commun. Lett., vol. 3, no. 5, pp. 529-532, Oct. 2014.

- [26] P. C. S. S. Freear, "Novel expressions for the Marcum and one dimensional Q-functions," 2010 7th International Symposium on Wireless Communication Systems, 19-22 Sept. 2010.
- [27] W. Yang, G. Durisi, T. Koch, and Y. Polyanskiy, "Quasistatic multipleantenna fading channels at finite blocklength," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 60, no. 7, p. 4232, 2014.
- [28] Yuehua Yu, He Chen, Yonghui Li, Zhiguo Ding, and Branka Vucetic, "On the Performance of Non-Orthogonal Multiple Access in Short-Packet Communications," IEEE Communications Letters, vol. 22, no. 3, pp. 590-593, 2018.
- [29] V. N. Q. Bao, Mô phỏng hệ thống truyền thông. Hà Nội: Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật, p. 267.
- [30] A. Goldsmith, Wireless communications (Copyright by Cambridge University Press). Stanford University, 2005.
- [31] B. Makki and M.-S. Alouini, "End-to-end Performance Analysis of Delay-sensitive Multi-relay Networks," IEEE Communications Letters, vol. 23, no. 12, pp. 2159-2163, 2019.
- [32] S. Primak, V. Kontorovich, and V. Lyandres, "Stochastic methods and their applications to communications," Stochastic Differential Equations Approach. John Wiley&Sons, 2004.

DIVERSITY ORDER ANALYSIS OF INTELLIGENT REFLECTING SURFACE AND RELAY AIDED SHORT PACKET COMMUNICATIONS

Abstract- Intelligent reflecting surface (IRS) is a revolutionary technology that can greatly improve the performance of next generation wireless networks by controlling the phase/amplitude of the signal in the environmental radio via passive reflectors. In this paper, we propose a short packet communication model is assisted by intelligent reflectors. Next, we compare the performance of this system with that of a relay aided communication, where the relay node uses fixed decode and forward (FDF) technique to transmit data. To compare the performance of these two systems, we derive exact and approximate form expressions of the block error rate (BLER) over fading Rayleigh channel and also the diversity gains of both systems. Thereby, the results show that the performance of the IRS communication system is superior to that of the basic FDF communication system. Finally, we prove that the results in the theoretical analysis are completely consistent with the simulation results by the Monte-Carlo simulations.

Keywords—Intelligent reflecting surface, fading Rayleigh, decode and fordward, bit error rate, short packet communications.



Nguyễn Thị Yến Linh hiện đang là giảng viên thuộc Khoa Cơ Bản 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông Cơ Sở Thành Phố Hồ Chí Minh, nhận bằng Thạc sĩ vào năm 2008 tại Trường Khoa Học Tự Nhiên TP. HCM. Hiện nay, ThS Linh tham gia nhóm nghiên cứu tai phòng thí nghiệm thông tin vô tuyến (WCOMM). Hướng nghiên cứu chính như: Mạng ngẫu

nhiên, truyền thông hợp tác, thu thập năng lượng vô tuyển, bảo mật lớp vật lý và truyền thông gói tin ngắn.



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

chu chơt (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.



Phạm Ngọc Sơn tốt nghiệp Tiến sĩ chuyên ngành điện tử viễn thông tại Đại học Ulsan, Hàn Quốc vào năm 2015. Hiện nay, TS. Sơn là giảng viên của Bộ Môn Kỹ Thuật Máy Tính Viễn Thông, Khoa Điện – Điện Tử, Trường Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật TP. Hồ Chí Minh (HCMUTE). Hướng nghiên cứu hiện tại đang quan tâm bao gôm: vô tuyến nhận thức, truyền thông hợp tác, truyền song công, bảo mật lớp

vật lý, thu thập năng lượng vô tuyến, đa truy cập không trực giao, mặt phản xạ thông minh và truyền thông gói tin ngắn.