

ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MẠNG CHUYỂN TIẾP TỪNG PHẦN VỚI ĐA ANTEN THU TRONG TRUYỀN THÔNG GÓI TIN NGẮN

Nguyễn Thị Yến Linh*, Ngô Hoàng Tú*, Võ Nguyễn Quốc Bảo*

* Khoa Cơ bản 2, khoa Viễn thông 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông

* Trường Đại học Giao Thông Vận Tải thành phố Hồ Chí Minh

Tóm tắt- Trong bài báo này, chúng tôi nghiên cứu mạng giải mã chuyển tiếp (DF) hai chặng trong truyền thông gói tin ngắn. Trong đó, nguồn sẽ lựa chọn một nút tốt nhất trong một tập đa nút để chuyển tiếp gói tin bằng cách sử dụng kỹ thuật lựa chọn chuyển tiếp một phần (PRS). Nguồn thu được thiết kế có M-anten và sử dụng giao thức phân tập tỉ số kết hợp cực đại (MRC) để thu nhận tín hiệu. Để đánh giá và so sánh hiệu năng hệ thống, chúng tôi đưa ra các biểu thức dạng chính xác và xấp xỉ của tỉ lệ lỗi khối (BLER) trong kênh truyền fading Rayleigh. Cuối cùng, chúng tôi thực hiện mô phỏng Monte Carlo để kiểm chứng kết quả lý thuyết và tìm ra giá trị tối ưu của số nút chuyển tiếp và số anten cũng như chứng minh các ưu điểm của mô hình hệ thống đã được đề xuất.

Từ khóa- lựa chọn chuyển tiếp từng phần, fading Rayleigh, giải mã và chuyển tiếp, tỉ lệ lỗi khối, tỉ số kết hợp cực đại, truyền thông gói tin ngắn.

I. GIỚI THIỆU

Hiện nay, truyền thông thế hệ mới thứ năm (5G) được biết đến như là sự cải tiến vượt trội xa so với các mạng thế hệ trước đây. Mạng (5G) cũng là cơ sở quyết định trong việc hiện thực hóa kỹ thuật Internet vạn vật (IoT) và xã hội siêu kết nối. Dịch vụ chính của mạng (5G) là băng thông di động nâng cao (eMBB), truyền thông loại máy (mMTC) và truyền thông độ trễ thấp cực kỳ đáng tin cậy (uRLLC), ứng dụng trong nhiều lĩnh vực công nghiệp và xã hội [1-3]. Trong đó, uRLLC là dịch vụ trọng tâm của mạng 5G với yêu cầu độ tin cậy cực cao hơn 99.9999% và độ trễ dưới $1ms$. Để đạt được các yêu cầu này, truyền thông gói tin ngắn với mã chiều dài khối ngắn được đưa vào hệ thống nghiên cứu như một phương pháp tiềm năng [4]. Thực vậy, các gói tin ngắn là một dạng lưu thông điển hình được tạo ra bởi những cảm biến và được trao đổi chủ yếu trong truyền thông kiểu máy. Do vậy, truyền thông gói tin ngắn hỗ trợ chính cho các ứng dụng 5G và IoT như kết nối đám mây đáng tin cậy, điều phối không dây từ xe đến xe, báo động từ một bộ lớn cảm biến [4-7].

Cho đến nay, truyền thông gói tin ngắn đang được các nhà khoa học quan tâm. Cụ thể, Polyanskiy và các cộng sự đã tiên phong trong việc tìm ra công thức xấp xỉ của tốc độ mã hóa khối hữu hạn tối đa [8]. Từ đó, chúng ta có thể đo

hiệu suất của truyền thông gói tin ngắn với giá trị xấp xỉ gần đúng. Trong bài báo [9], Makki và các cộng sự đã đề xuất phương pháp tính gần đúng cho hàm Q function. Phương pháp này giúp việc tính toán tỉ số lỗi khối dễ dàng hơn. Hay các tác giả trong bài báo [10] cũng cho thấy rằng chiều dài khối thích hợp cho công suất Ergodic tối ưu nhất trên tất cả kênh fading bán tĩnh.

Bên cạnh đó, mạng chuyển tiếp ra đời với những ưu điểm như một giải pháp đầy hứa hẹn trong truyền thông vô tuyến [11], giải quyết các vấn đề về khoảng cách giữa hai thiết bị đầu cuối khi máy truyền và máy phát ở quá xa vượt ngoài khoảng công suất truyền khả dụng của máy phát hoặc có thể máy phát truyền được nhưng nếu tăng công suất phát quá lớn thì sẽ ảnh hưởng can nhiễu lớn lên các người dùng khác của hệ thống [12-14]. Nhiệm vụ của nút chuyển tiếp là thu thập tín hiệu từ nút trước nó, sau đó xử lý và chuyển tiếp tín hiệu đó đến nút tiếp theo đến khi tín hiệu đến được đích. Về cơ bản, có hai kỹ thuật xử lý tín hiệu được dùng ở nút chuyển tiếp là khuếch đại và chuyển tiếp (AF) [15-17] và giải mã và chuyển tiếp (DF) [18-20]. Các kỹ thuật này đã được nghiên cứu và ứng dụng rộng rãi trong các mạng thông tin vô tuyến như mạng thông tin di động tế bào, ad-hoc di động [21, 22], mạng cảm biến không dây [23].

Gần đây, các nhà khoa học bắt đầu quan tâm đến việc áp dụng mạng chuyển tiếp vào truyền thông sử dụng gói tin ngắn nhằm nâng cao hiệu năng hệ thống và đáp ứng các yêu cầu dịch vụ cho mạng 5G. Cụ thể, các tác giả trong [24] đã xem xét một giao thức chuyển tiếp trong đó độ lợi kênh của đường truyền trực tiếp và đường truyền có nút chuyển tiếp được tổng hợp tại máy thu theo giả định trạng thái thông tin kênh truyền hoàn hảo. Hay trong bài báo [25], các tác giả trong đã đề xuất một phương pháp "OccupyCoW" nhằm đáp ứng các yêu cầu về độ tin cậy và độ trễ cao thông qua mạng truyền thông hợp tác. Trong bài báo [26], Yulin Hu và các cộng sự đã nghiên cứu hiệu suất chuyển tiếp thông qua các kênh Rayleigh bán tĩnh dưới giả định chiều dài khối hữu hạn (FBL). Một cách cơ bản, các bài báo chủ yếu xem xét hai kịch bản chuyển tiếp trong bối cảnh FBL bao gồm kỹ thuật AF [27] và DF [28]. Bên cạnh đó, trong [29], tác giả đã chứng minh sự vượt trội của hiệu năng hệ thống sử dụng các kỹ thuật chọn lựa nút chuyển

Tác giả liên hệ: Nguyễn Thị Yến Linh

Email: linhnty.ncs@hcmute.edu.vn

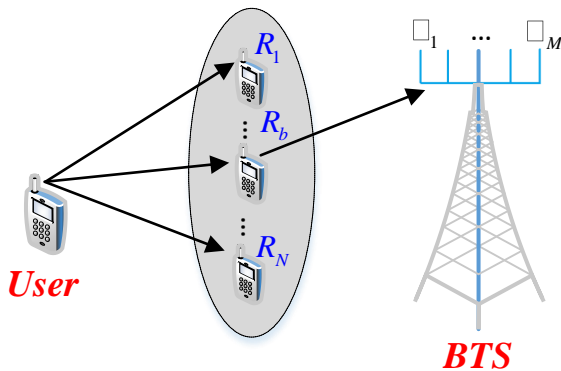
Đến tòa soạn: 10/2020; chỉnh sửa: 11/2020; chấp nhận đăng: 11/2020

tiếp từng phần (PRS) và giao thức tỉ số kết hợp cực đại (MRC) trong thiết kế hệ thống với gói tin dài.

Kế thừa các kết quả nghiên cứu trên và đề xuất hướng giải quyết mô hình mới trong truyền thông gói ngắn, bài báo này trước tiên tập trung vào các mạng chuyển tiếp hai chặng DF trong truyền thông gói ngắn, trong đó kỹ thuật PRS được sử dụng để truyền tín hiệu tại nút chuyển tiếp. Với mục tiêu tăng độ tin cậy và độ lợi phổ, chúng tôi áp dụng giao thức MRC cho thiết kế đa anten tại điểm đích. Tiếp đến, chúng tôi đưa ra các biểu thức dạng chính xác và xấp xỉ của tỉ số 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 và qua đó cũng chứng minh được ưu điểm hiệu năng của 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 hai chặng với đa nút chuyển tiếp và đa anten thu tại máy thu. 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 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



Hình 1 Mạng chuyển tiếp hai chặng với một user (nút nguồn), đa nút chuyển tiếp và một trạm BTS (nút đích) trong truyền thông gói tin ngắn.

Trong bài báo này, chúng tôi xét một mạng hai chặng bao gồm một user (đóng vai trò nguồn (S)) có một anten, N user (đóng vai trò nút chuyển tiếp) sử dụng một anten $R_n (n = \overline{1, N})^1$ và trạm thu (BTS) (đóng vai trò nguồn thu (D)) có M anten $D_m (m = \overline{1, M})^1$ như Hình 1. Giả định rằng khoảng cách nút nguồn và đích là rất lớn, S chỉ có thể truyền tín hiệu đến ở khoảng cách rất xa không có đường truyền trực tiếp giữa nguồn (S) và đích (D) bởi vì thực tế ở khoảng cách quá xa tín hiệu từ nguồn phát đến nguồn thu là rất yếu.

Quá trình truyền tin từ nút nguồn và nút đích thực hiện trong hai khe thời gian liên tiếp thông qua sự trợ giúp của các nút chuyển tiếp. Trong khe thời gian đầu tiên, nút nguồn sẽ truyền tín hiệu của nó tới tất cả các nút chuyển tiếp. Tại khe thời gian này, kỹ thuật PRS được sử dụng cho

một tập N nút chuyển tiếp, chỉ có nút chuyển tiếp có tỷ số nhiều tín hiệu cao nhất (SNR) mới được chọn để chuyển tiếp tín hiệu nhận được đến đích bằng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF). Gọi R_b là nút chuyển tiếp được chọn trong bộ N nút chuyển tiếp [30, 31], chúng ta có

$$b = \arg \max_{n=1, \dots, N} \gamma_{SR_n}, \tag{1}$$

với γ_{SR_n} là tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) từ S $\rightarrow R_n$. Ở đây, γ_{SR_n} tuân theo phân bố mũ và có giá trị trung bình là

$$\bar{\gamma}_{SR_n} = \frac{P_S \Omega_{SR_n}}{N_0}, \tag{2}$$

với P_S là công suất của nguồn S, Ω_{SR_n} là độ lợi kênh trung bình cho đường truyền từ S $\rightarrow R_n$ và N_0 là công suất nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) tại nút đích.

Giả định kênh truyền giữa nguồn và đích là kênh fading Rayleigh bán tĩnh [32] và kênh truyền từ S $\rightarrow R_n$ và $R_b \rightarrow D_m$ là các kênh truyền fading Rayleigh độc lập và đồng dạng (i.i.d). Khi đó trong chặng 1, SNR trung bình tại mỗi nhánh $\bar{\gamma}_{SR_n}$ đều bằng nhau và bằng $\bar{\gamma}_{SR}$, nghĩa là $\bar{\gamma}_{SR_n} = \bar{\gamma}_{SR}$. Dựa vào phép khai triển nhị thức trong [33], hàm phân phối tích lũy (CDF) của γ_{SR_b} có thể được đưa ra như sau

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{SR_b}}(\gamma) &= \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}}\right) \right]^N \\ &= \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \binom{N}{n} \left[1 - \exp\left(-\frac{n\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}}\right) \right]. \end{aligned} \tag{3}$$

Trong khe thời gian thứ hai, nút chuyển tiếp tốt nhất R_b sử dụng kỹ thuật DF và giải mã thành công tín hiệu nhận được để truyền tín hiệu này đến đích. Tại nút đích, giao thức MRC được sử dụng nhằm cải thiện độ phân tập không gian hệ thống. Do đó, SNR của tín hiệu thu được sẽ tăng tuyến tính với số lượng nhánh phân tập và được xác định như sau

$$\gamma_{R_b,D} = \sum_{m=1}^M \gamma_{R_b,D_m}, \tag{4}$$

với γ_{R_b,D_m} là tỉ số tín hiệu trên nhiễu nhận tại D_m . Do giả sử kênh truyền từ $R_b \rightarrow D_m$ là các kênh truyền độc lập và đồng dạng (i.i.d), chúng tôi cũng có $\bar{\gamma}_{R_b,D_m} = \bar{\gamma}_{R_b,D}$.

Chúng ta có thể thấy rằng $|h_k|^2$ có phân bố mũ nên γ_{R_b,D_m} sẽ có phân bố chi bình phương với kỳ vọng là $M\bar{\gamma}_{R_b,D}$ và phương sai là $2M\bar{\gamma}_{R_b,D}$. Trong trường hợp này, hàm CDF của $\gamma_{R_b,D}$ có thể thu được như sau

¹ Giá trị $n = \overline{1, N}$ và $m = \overline{1, M}$ được sử dụng xuyên suốt bài báo.

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{\text{SR}_b} &\approx v\sqrt{k} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \binom{N}{n}^{\rho_H} \int_{\rho_L} \left[1 - \exp\left(-\frac{n\gamma}{\bar{\gamma}_{\text{SR}}}\right) \right] d\gamma \\ &= v\sqrt{k} \sum_{n=1}^N (-1)^{n-1} \binom{N}{n} \left[(\rho_H - \rho_L) + \frac{\bar{\gamma}_{\text{SR}}}{n} \left(\exp\left(-\frac{n\rho_H}{\bar{\gamma}_{\text{SR}}}\right) - \exp\left(-\frac{n\rho_L}{\bar{\gamma}_{\text{SR}}}\right) \right) \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

$$F_{\gamma_{\text{R}_b\text{D}}}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{\text{R}_b\text{D}}}\right) \sum_{m=1}^M \frac{\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{\text{R}_b\text{D}}}\right)^{m-1}}{(m-1)!}. \quad (5)$$

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 sử dụng giao thức PRS và MRC trong chế độ FBL.

A. TỈ LỆ LỖI KHỐI DẠNG CHÍNH XÁC

Chúng tôi giả sử rằng tổng độ dài khối truyền là k , do có hai khe thời gian nên khối tin này sẽ được chia làm hai khối có chiều dài bằng nhau $\frac{k}{2}$. Khi S truyền β bit thông tin đến D qua hai khe thời gian tốc độ mã hóa của hệ thống được xác định là

$$r = \frac{2\beta}{k}. \quad (6)$$

Như đã được nghiên cứu trong truyền thông gói tin ngắn [34], với chiều dài khối $k \geq 100$ tỉ lệ lỗi khối BLER có thể được xấp xỉ như trong [32, CT. (59)] và [35, CT. (4)] như sau

$$\bar{\varepsilon}_X \approx E_{\gamma_X} \left\{ Q\left(\frac{C(\gamma_X) - r}{\sqrt{V(\gamma_X)/k}}\right) \right\}, \quad (7)$$

với $\bar{\varepsilon}_X$ là tốc độ lỗi khối trung bình, $X \in \{\text{SR}_b, \text{R}_b\text{D}\}$, $C(\gamma_X) = \log_2(1 + \gamma_X)$ là dung lượng kênh Shannon, $V(\gamma_X) = \left(1 - \frac{1}{(1 + \gamma_X)^2}\right) (\log_2 e)^2$ là độ phân tán kênh truyền [8], $E\{\cdot\}$ là toán tử kỳ vọng và $Q(\cdot)$ là hàm Q-function với $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$.

Từ (7), BLER có thể được viết lại như sau

$$\bar{\varepsilon}_X \approx \int_0^\infty Q\left(\frac{C(\gamma_X) - r}{\sqrt{V(\gamma_X)/k}}\right) f_{\gamma_X}(\gamma) d\gamma, \quad (8)$$

với $f_X(x)$ là hàm mật độ phân phối của biến ngẫu nhiên X .

Do sự phức tạp của hàm $Q\left(\frac{C(\gamma_X) - r}{\sqrt{V(\gamma_X)/k}}\right)$ nên rất khó để tìm ra biểu thức dạng đóng cho công thức (8). Do đó,

chúng tôi lấy xấp xỉ hàm $Q(\cdot)$ như trong [34, CT. (14)],

đó là $Q\left(\frac{C(\gamma_X) - r}{\sqrt{V(\gamma_X)/k}}\right) \approx Z(\gamma_X)$, với

$$Z(\gamma_X) = \begin{cases} 1 & \gamma_X \leq \rho_L \\ \frac{1}{2} - v\sqrt{k}(\gamma_X - \theta) & \rho_L < \gamma_X < \rho_H \\ 0 & \gamma_X \geq \rho_L \end{cases}, \quad (9)$$

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

Bằng cách thay (9) vào (8), chúng ta có

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_X &\approx \int_0^\infty Z(\gamma_X) f_{\gamma_X}(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty Z(\gamma_X) dF_{\gamma_X}(\gamma) \\ &= \left[Z(\gamma_X) F_{\gamma_X}(\gamma) \right]_{\gamma=0}^{\gamma=\infty} - \int_0^\infty F_{\gamma_X}(\gamma) dZ(\gamma_X) \quad (10) \\ &= v\sqrt{k} \int_{\rho_L}^{\rho_H} F_{\gamma_X}(\gamma) d\gamma. \end{aligned}$$

Thay (3) vào (10), ta được tốc độ lỗi khối cho khe thời gian thứ nhất như trong (11).

Đối với khe thời gian thứ hai, ta cũng thực hiện tương tự. Thay (5) vào (10), tỉ số lỗi khối BLER ở khe thời gian thứ hai được đưa ra như trong (12), trong đó $\Upsilon(\text{gg})$ là hàm Gamma không hoàn thành với $\Upsilon(m, x) = \int_0^x t^{m-1} \exp(-t) dt$ được xác định như trong [33].

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}_{R_b,D} &\approx v\sqrt{k} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}\right) \sum_{m=1}^M \frac{\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}\right)^{m-1}}{(m-1)!} \right] d\gamma \stackrel{t=\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}}{=} v\sqrt{k} \int_{\frac{\rho_L}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}}^{\frac{\rho_H}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}} \left[1 - \sum_{m=1}^M \frac{1}{(m-1)!} t^{m-1} \exp(-t) \right] \bar{\gamma}_{R_b,D} dt \\ &= v\sqrt{k} \left[\rho_H - \rho_L - \sum_{m=1}^M \frac{\bar{\gamma}_{R_b,D}}{(m-1)!} \left(\Upsilon\left(m, \frac{\rho_H}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}\right) - \Upsilon\left(m, \frac{\rho_L}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}\right) \right) \right], \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_{R_b,D} &\approx v\sqrt{k} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \left[1 - \sum_{m=1}^M \frac{1}{(m-1)!} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}\right)^{m-1} \sum_{i=0}^M \frac{(-1)^i}{i!} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{R_b,D}}\right)^i \right] d\gamma = v\sqrt{k} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \left[1 - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\bar{\gamma}_{R_b,D}^{m-1} (m-1)!} \sum_{i=0}^M \frac{(-1)^i}{\bar{\gamma}_{R_b,D}^{m-1} i!} \gamma^{i+m-1} \right] d\gamma \\ &= v\sqrt{k} \left[\rho_H - \rho_L - \sum_{m=1}^M \frac{1}{\bar{\gamma}_{R_b,D}^{m-1} (m-1)!} \sum_{i=0}^M \frac{(-1)^i}{\bar{\gamma}_{R_b,D}^{m-1} i!} \frac{\rho_H^{i+m} - \rho_L^{i+m}}{i+m} \right]. \end{aligned} \quad (18)$$

Nếu các nút chuyển tiếp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có lựa chọn (SDF) thì tốc độ lỗi khối BLER toàn trình (e2e) có thể được tính thông qua (11) và (12) như sau

$$\bar{\epsilon}_{e2e(SDF)} = \bar{\epsilon}_{SR_b} + (1 - \bar{\epsilon}_{SR_b}) \bar{\epsilon}_{R_b,D}. \quad (13)$$

Trong khi đó, nếu các nút chuyển tiếp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định (FDF) thì tốc độ lỗi khối BLER toàn trình e2e sẽ được tính như sau

$$\bar{\epsilon}_{e2e(FDF)} = \bar{\epsilon}_{SR_b} (1 - \bar{\epsilon}_{R_b,D}) + (1 - \bar{\epsilon}_{SR_b}) \bar{\epsilon}_{R_b,D}. \quad (14)$$

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 khách quan hơn về hiệu năng của hệ thống ở mức SNR trung bình $\bar{\gamma}$ cao. Dạng xấp xỉ này được xem như là một đường giới hạn trên (upper bound) 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 này cho dù có tăng SNR trung bình thế nào đi chăng nữa. Mặt khác, đây cũng là điều mà chúng ta mong muốn vì tỉ lệ lỗi khối càng nhỏ thì hiệu năng hệ thống càng được cải thiện.

Áp dụng vô cùng bé tương đương tại $x \rightarrow 0$ cho hàm $1 - \exp(-x)$ và khai triển Maclaurin cho hàm $\exp(-x)$ [36] như sau

$$1 - \exp(-x) : x \quad (15)$$

$$\text{và} \quad \exp(-x) \square \sum_{i=0}^{\psi} \frac{(-1)^i}{i!} x^i + O[x]^\psi, \quad (16)$$

với ψ là số bậc khai triển và $O[x]^\psi$ là phần dư Peano trong khai triển Maclaurin [37].

Như vậy, thay (15) vào (10), biểu thức dạng xấp xỉ của tỉ lệ lỗi khối BLER ở khe thời gian đầu tiên như sau

$$\mathcal{E}_{SR_b} \approx v\sqrt{k} \int_{\rho_L}^{\rho_H} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}}\right)^N d\gamma = \frac{v\sqrt{k}}{N+1} \left(\frac{\rho_H^{N+1} - \rho_L^{N+1}}{\bar{\gamma}_{SR}^N}\right). \quad (17)$$

Trong khe thời gian thứ hai, chúng ta cần xem xét bậc phân tập của hệ thống. Như đã biết, bậc phân tập tối đa của một hệ thống có M anten là M và khi bậc phân tập bằng với M , hệ thống được cho là đạt được bậc phân tập đầy đủ [37]. Trong trường hợp này, áp dụng (16) vào (5), sau đó thay vào (10), tỉ lệ lỗi khối BLER dạng xấp xỉ ở khe thời gian thứ hai có thể được tính như trong (18).

Mặt khác, ta cũng dễ thấy rằng giá trị của tỉ lệ lỗi khối từng chặng $\bar{\epsilon}_{SR_b}$ và $\bar{\epsilon}_{R_b,D}$ rất nhỏ khi công suất nguồn phát càng lớn, nghĩa là $\bar{\epsilon}_{SR_b}, \bar{\epsilon}_{R_b,D} \approx 0$. Do đó, ta có thể viết lại tỉ lệ lỗi khối toàn trình dạng xấp xỉ từ (13) và (14) như sau

$$\mathcal{E}_{e2e(SDF)} \approx \mathcal{E}_{e2e(FDF)} \approx \mathcal{E}_{SR_b} + \mathcal{E}_{R_b,D}. \quad (19)$$

IV. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Trong phần này, chúng tôi 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 [38]. 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 đề 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 $m = 256$. Để việc tính toán đơn giản chúng tôi giả định rằng tổng khoảng cách truyền được chuẩn hóa với $D = 10$. Với giả định phân bố vị trí nút chuyển tiếp ở ngay chính giữa nút nguồn và nút đích, khoảng cách đường truyền từ $S \rightarrow R_n$ và $R_b \rightarrow D$ là $d_1 = d_2 = \frac{D}{2}$. Hơn nữa, chúng tôi giả sử xem xét mô hình suy hao đường truyền đơn giản [37] và kênh truyền thực tế với

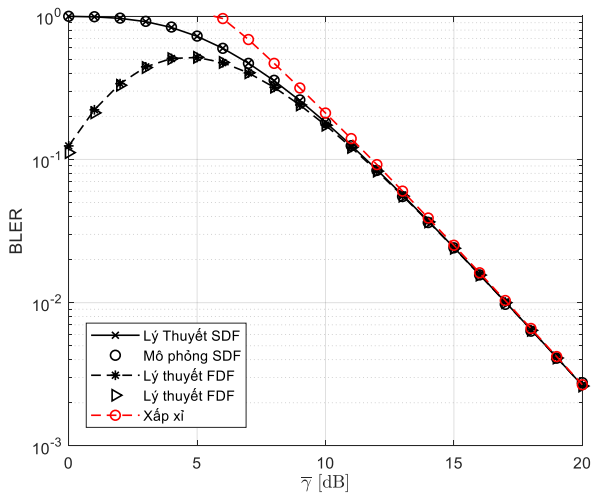
$$\Omega_{SR} = \Omega_{R_b,D} = \left(\frac{D}{2}\right)^{-\eta} \text{ với } \eta = 3 \text{ là hệ số suy hao đường}$$

truyền. Mặt khác, chúng tôi gọi $\bar{\gamma} = \frac{P}{N_0}$ 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 chúng ta có thể hiểu rằng khi tăng SNR cũng có nghĩa là ta tăng công suất phát của nguồn cung cấp năng lượng. Trong mô hình này, chúng tôi giả sử hệ thống có phân bổ công suất đồng đều cho các nút phát trong mỗi chặng, nghĩa là

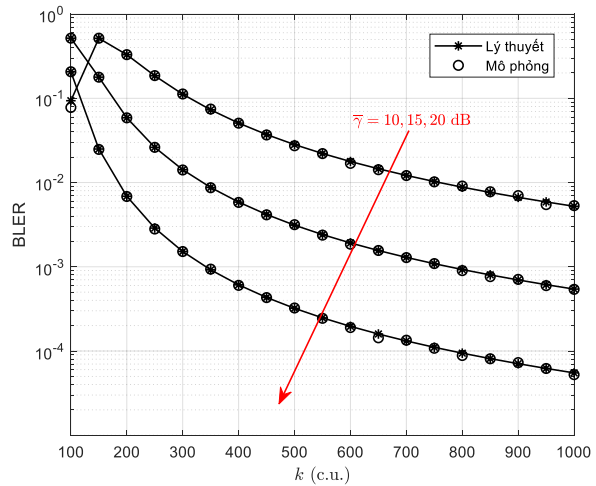
$$P_s = P_{R_b} = \frac{P}{2}.$$

Đầu tiên, chúng tôi so sánh tỉ lệ lỗi khối BLER toàn trình trong hai trường hợp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định FDF và kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có chọn lọc SDF. Tỉ lệ lỗi khối toàn trình BLER được khảo sát như là một hàm của SNR trung bình $\bar{\gamma}$ với giả sử cố định số lượng nút chuyển tiếp $N = 2$ và số lượng anten tại máy thu $M = 2$ như trong Hình 2.



Hình 2 So sánh BLER giữa hai kỹ thuật SDF và FDF.

Để thấy, kết quả mô phỏng (Simulation) hoàn toàn trùng khớp với kết quả lý thuyết (Analysis) và kết quả đường xấp xỉ (Asymptotic) hội tụ với các giá trị đường lý thuyết ở SNR trung bình cao, điều này chứng minh các kết quả phân tích lý thuyết của chúng tôi trong phần III là hoàn toàn chính xác. Từ Hình 2, chúng ta có thể dễ dàng nhận ra rằng tỉ lệ lỗi khối khi sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định FDF nhỏ hơn so với khi sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có chọn lọc SDF ở dải SNR trung bình $\bar{\gamma}$ thấp. Hay nói cách khác, hiệu năng hệ thống khi sử dụng kỹ thuật FDF tốt hơn so với kỹ thuật SDF ở dải giá trị SNR trung bình $\bar{\gamma}$ thấp, cụ thể là dưới 10 dB như trong Hình 2. Tuy nhiên, từ giá trị SNR trung bình $\bar{\gamma}$ cao hơn 10 dB, hiệu suất hệ thống của hai kỹ thuật là như nhau. Mặc dù, ở giá trị SNR trung bình cao, hiệu suất hệ thống của hai kỹ thuật này tương đương nhau nhưng chúng ta vẫn không thể phủ nhận rằng hiệu suất của kỹ thuật FDF tốt hơn so với kỹ thuật SDF về tổng thể trong toàn dải SNR trung bình $\bar{\gamma}$. Do đó, chúng tôi sẽ sử dụng kỹ thuật FDF để mô phỏng cho tất cả các khảo sát tiếp theo.



Hình 3 Ảnh hưởng chiều dài khối tin k lên hiệu năng hệ thống với $M = 2$ và $N = 2$.

Tiếp theo, chúng tôi khảo sát tỉ lệ lỗi khối BLER là một hàm theo độ dài khối tin k như Hình 3 với các giá trị SNR trung bình $\bar{\gamma}$ tăng lần lượt là 10, 15 và 20 dB. Các giá trị của $N = 2$ và $M = 2$ được sử dụng để mô phỏng trong hình này. Một lần nữa, các kết quả mô phỏng hoàn toàn trùng khớp với các kết quả lý thuyết và xác minh được tính đúng đắn trong phân tích lý thuyết của chúng tôi. Quan sát Hình 3, chúng ta có thể thấy rằng khi tăng giá trị của chiều dài khối tin k và SNR trung bình $\bar{\gamma}$ thì hiệu năng hệ thống sẽ được cải thiện đáng kể. Hơn nữa, chúng ta đang khảo sát chế độ FBL với $k \geq 100$ và dễ tính được giới hạn của hàm BLER toàn trình khi $k \rightarrow +\infty$ là $\lim_{k \rightarrow +\infty} BLER_{e2e} = 0$. Điều này có nghĩa là chúng ta không tìm được giá trị k tối ưu xác định nào hết và làm chúng ta phải lưu ý rằng chiều dài khối tin k vừa được đánh giá là càng tăng càng tốt, trong khi mục tiêu của truyền thông gói ngắn đó là độ dài khối càng ngắn thì độ trễ truyền sẽ được giảm. Do đó, chúng ta phải cân nhắc trong cả hai tình huống về ưu nhược điểm của việc tăng hoặc giảm k , chúng ta sẽ chọn giá trị k cụ thể phụ thuộc vào một yêu cầu chất lượng dịch vụ cụ thể. Ví dụ, một dịch vụ thoại yêu cầu tỉ lệ lỗi khối tối đa là 6×10^{-3} , thì giá trị của k được chọn ứng với từng trường hợp công suất phát 10, 15 và 20 dB là khoảng 1000, 400 và 200.

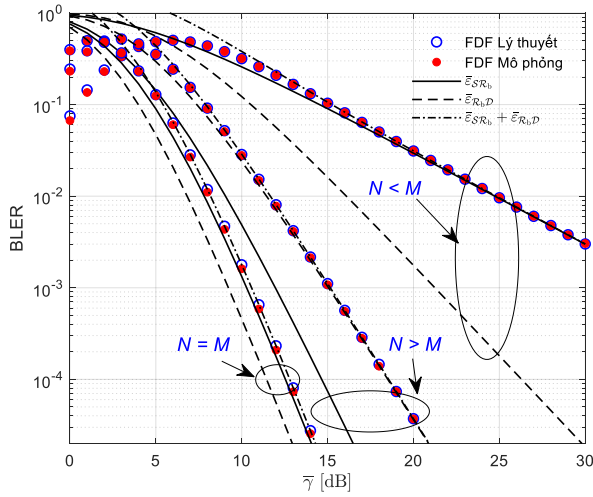
Tiếp theo, chúng tôi so sánh sự ảnh hưởng của số lượng nút chuyển tiếp N và số anten M lên hiệu năng hệ thống sử dụng kỹ thuật FDF qua Hình 4. Chúng tôi lựa chọn các giá trị của N và M cụ thể trong các trường hợp so sánh như sau:

- i) $N = 1$ và $M = 2$ cho trường hợp $N < M$.
- ii) $N = 5$ và $M = 3$ cho trường hợp $N > M$.
- iii) $N = M = 6$ cho trường hợp $N = M$.

Hình 4 cho chúng ta thấy rõ rằng tỉ lệ lỗi khối toàn trình sẽ gần bằng với tổng tỉ lệ lỗi khối của cả hai chặng trong trường hợp ii) và iii) tương ứng với $N > M$ và $N = M$. Tuy nhiên, trong trường hợp i) với $N < M$, tỉ lệ lỗi khối toàn trình chỉ gần bằng tỉ lệ lỗi khối chặng 1 từ $S \rightarrow R_n$. Điều này có nghĩa là với số lượng N và M cho trước với $N < M$, chúng ta chỉ cần thực hiện tính toán tỉ lệ lỗi khối chặng 1 là có thể ước lượng được hiệu năng toàn hệ thống.

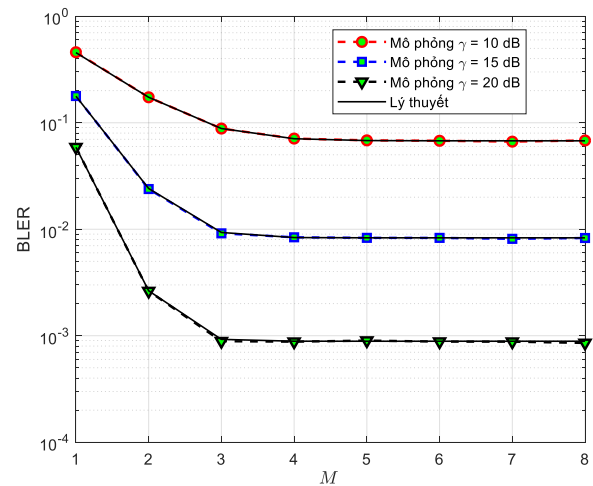
ĐÁNH GIÁ HIỆU NĂNG MẠNG CHUYỂN TIẾP TỪNG PHẦN VỚI ĐA ANTEN THU TRONG TRUYỀN THÔNG GÓI TIN NGẮN

Đóng góp này có thể giúp chúng ta giảm thiểu được khối lượng tính toán phức tạp của thông số tỉ lệ lỗi khối trong chặng 2 từ $R_b \rightarrow D_m$ trong trường hợp triển khai thực tế đã có sẵn số lượng N và M với $N < M$. Qua đó, chúng ta cũng thấy được tầm quan trọng của số lượng nút chuyển tiếp và số lượng anten trong triển khai thiết kế hệ thống.

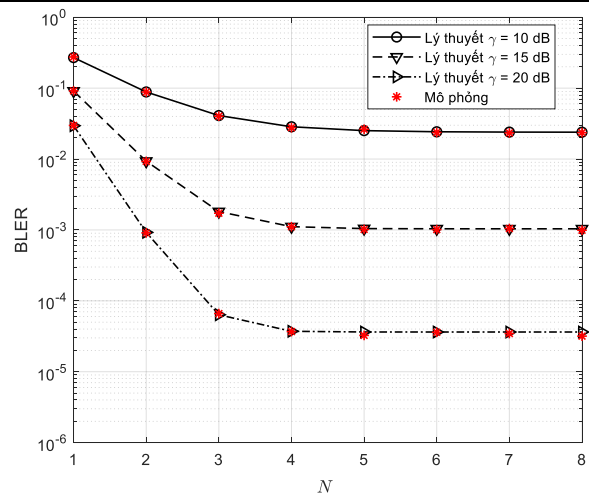


Hình 4 So sánh sự ảnh hưởng của số lượng nút chuyển tiếp N và số anten M lên hiệu năng hệ thống.

Do đó, trong Hình 5 và Hình 6, chúng tôi khảo sát riêng lẻ mức độ ảnh hưởng của số lượng anten tại máy thu M và số lượng nút chuyển tiếp N lên hiệu năng hệ thống. Mục tiêu là tìm ra thông số thiết kế tối ưu cho M và N . Một cách khách quan, trong cả hai hình, các kết quả lý thuyết hoàn toàn trùng khớp với kết quả mô phỏng. Điều này một lần nữa cho thấy các biểu thức phân tích của chúng tôi trong phần III là hoàn toàn chính xác.



Hình 5 Ảnh hưởng của số lượng anten M lên hiệu năng hệ thống với $N = 2$.



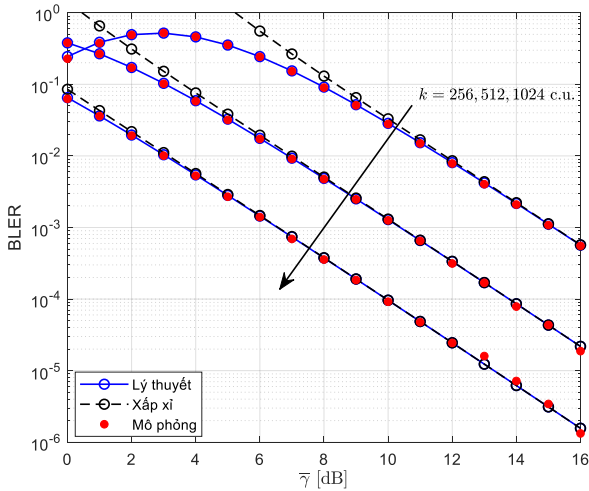
Hình 6 Ảnh hưởng của số lượng nút chuyển tiếp N lên hiệu năng hệ thống với $M = 3$.

Cụ thể, Hình 5 chúng tôi khảo sát BLER là một hàm theo số lượng anten tại máy thu M với giả sử cố định số lượng nút chuyển tiếp $N = 2$. Từ Hình 5, chúng ta có thể thấy BLER giảm khi tăng SNR trung bình $\bar{\gamma}$. Ảnh hưởng đối với các giá trị của M anten tại máy thu: i) khi $M < 3$ thì BLER giảm đáng kể hay nói cách khác là hiệu năng hệ thống được cải thiện đáng kể; ii) trong khi $M \geq 3$ thì BLER vẫn duy trì một mức giá trị không đổi. Mặt khác, trong thiết kế và triển khai hệ thống, đương nhiên là chúng ta sẽ mong muốn triển khai hệ thống sao cho hiệu năng tốt nhất mà lại ít thiết bị nhất có thể để tiết kiệm chi phí. Do đó trong trường hợp này, $M = 3$ là thông số thiết kế tối ưu nhất của số lượng anten tại máy thu đảm bảo được hai tiêu chí đã được đề cập là tối ưu hiệu năng và tiết kiệm chi phí triển khai nhất có thể.

Tương tự, trong Hình 6, chúng tôi khảo sát BLER là một hàm theo số lượng nút chuyển tiếp N với giả sử cố định số lượng anten tại máy thu. Chúng tôi sẽ sử dụng giá trị tối ưu $M = 3$ vừa tìm được trong khảo sát Hình 5 cho thiết kế thông số hệ thống. Suy luận một cách tương tự, chúng ta cũng có: i) với $N < 4$ thì hiệu năng hệ thống được cải thiện đáng kể; ii) với $N \geq 4$, BLER không còn giảm nữa. Khi đó, giá trị số lượng nút chuyển tiếp $N = 4$ sẽ được chọn làm giá trị tối ưu cho các thiết kế hệ thống.

Cuối cùng, chúng tôi sử dụng các giá trị tối ưu $N = 4$ và $M = 3$ đã được khảo sát trong Hình 5 và Hình 6 để khảo sát hiệu năng hệ thống. Và cũng như đã đề cập, giá trị của chiều dài khối k chỉ được chọn cụ thể phù hợp với một yêu cầu dịch vụ cụ thể. Trong Hình 7 này, chúng tôi khảo sát tỉ lệ lỗi khối BLER là một hàm theo SNR trung bình $\bar{\gamma}$ ba trường hợp tượng trưng điển hình của k là $k = 256$, $k = 512$ và $k = 1024$. Trong Hình 7, chúng ta có thể thấy rằng các đường phân tích lý thuyết bao gồm cả đường BLER dạng chính xác và dạng xấp xỉ đều hoàn toàn khớp với các kết quả mô phỏng. Hơn nữa, đường xấp xỉ hội tụ với đường phân tích lý thuyết và đường mô phỏng ở dải công suất phát cao cũng cho thấy rằng các giá trị của tỉ lệ lỗi khối luôn đạt giá trị nhỏ hơn hoặc bằng giá trị đường xấp xỉ này cho dù có tăng SNR trung bình thế nào đi chăng nữa. Ngoài ra, cũng dễ thấy rằng khi SNR trung bình $\bar{\gamma}$ càng tăng thì BLER càng giảm trong tất cả các trường hợp của k , kết hợp với phân tích đường xấp xỉ vừa rồi, chúng

ta có thể kết luận rằng hiệu năng hệ thống luôn luôn được cải thiện khi chúng ta càng tăng SNR trung bình và luôn không vượt quá giá trị của đường giới hạn trên (đường xấp xỉ). Điều này đúng như chúng ta mong đợi. Mặc dù tăng công suất phát làm cho hiệu năng hệ thống được cải thiện nhưng chúng ta cũng không nên lạm dụng tăng công suất phát quá lớn sẽ có thể ảnh hưởng can nhiễu lớn lên các người dùng khác của hệ thống.



Hình 7 Ảnh hưởng của giá trị SNR trung bình lên hiệu năng hệ thống với $M = 3$ và $N = 4$.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đề xuất mô hình mạng giải mã chuyên tiếp DF hai chặng kết hợp sử dụng kỹ thuật PRS cho đa nút chuyên tiếp và kỹ thuật MRC cho đa anten được thiết kế tại nút đích. Đặc biệt, chúng tôi tìm ra được các biểu thức tỉ lệ lỗi khối dạng chính xác và xấp xỉ qua kênh truyền fading Rayleigh và sử dụng mô phỏng Monte Carlo để kiểm chứng tính chính xác của mô hình đề xuất. Các kết luận chính của hệ thống như sau

- i) Với cùng một công suất nguồn phát thì hiệu năng hệ thống của FDF bằng với SDF ở giá trị SNR trung bình cao, trong khi với dải SNR trung bình thấp thì hiệu năng hệ thống của FDF tốt hơn hệ thống áp dụng kỹ thuật SDF.
- ii) Giá trị tối ưu của số lượng nút chuyên tiếp và số lượng anten tại máy thu tương ứng là 4 và 3 cho thiết kế hệ thống mô hình mà chúng tôi đề xuất. Ngoài ra, giả sử trong trường hợp triển khai thực tế đã có sẵn số lượng N và M với $N < M$, chúng ta sẽ giảm thiểu được khối lượng tính toán phức tạp của thông số tỉ lệ lỗi khối toàn trình. Tỉ lệ lỗi khối toàn trình trong trường hợp này sẽ gần bằng giá trị tỉ lệ lỗi khối của chặng truyền có chứa N nút chuyên tiếp.
- iii) Đối với chiều dài khối tin k , chúng ta chỉ xác định được k cụ thể trong một trường hợp yêu cầu chất lượng dịch vụ cụ thể.
- iv) Cuối cùng là khi càng tăng $\bar{\gamma}$ thì hiệu năng hệ thống càng được cải thiện đúng như mong đợi. Tuy nhiên, chúng ta cũng không nên lạm dụng tăng công suất phát quá lớn sẽ có thể ảnh hưởng can nhiễu lớn lên các người dùng khác của hệ thống.

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 **07-HV-2020-RD_CB2**.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] P. Nouri, Hirley Alves, and Matti Latva-aho., "On the performance of ultra-reliable decode and forward relaying under the finite blocklength," presented at the 2017 European Conference on Networks and Communications (EuCNC), 2017.
- [2] Petar Popovski, Cedomir Stefanovi, Jimmy J. Nielsen, Elisabeth de Carvalho, Marko Angelichinoski, Kasper F. Trillingsgaard, and Alexandru-Sabin Bana, "Wireless access for ultra-reliable low-latency communication: Principles and building blocks," *IEEE Network* vol. 32, no. 2, pp. 16-23, 2018.
- [3] Luigi Atzori, Antonio Iera, Giacomo Morabito, "The internet of things: A survey," *Computer networks*, vol. 54, no. 15, pp. 2787-2805, 2010.
- [4] E. Dahlman, Gunnar Mildh, Stefan Parkvall, Janne Peisa, Joachim Sachs, Yngve Selén, and Johan Sköld, "5G wireless access: requirements and realization," *IEEE Communications Magazine* vol. 52, no. 12, pp. 42-47, 2014.
- [5] S. C. a. J. Zhao, "The requirements, challenges, and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 5, pp. 36-43, 2014.
- [6] K. Begum, and Sunanda Dixit, "Industrial WSN using IoT: A survey," in *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, 2016: IEEE.
- [7] A. Botta, et al., "Integration of cloud computing and internet of things: a survey," *Future generation computer systems* vol. 56, pp. 684-700, 2016.
- [8] 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.
- [9] B. Makki, T. Svensson, and M. Zorzi, "Finite block-length analysis of the incremental redundancy HARQ," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 3, no. 5, pp. 529-532, 2014.
- [10] W. Yang, G. Durisi, T. Koch, and Y. Polyanskiy, "Quasi-static multiple-antenna fading channels at finite blocklength," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, no. 7, pp. 4232-4265, 2014.
- [11] A. Nosratinia, Todd E. Hunter, and Ahmadreza Hedayat., "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE communications Magazine*, vol. 42, no. 10, pp. 74-80, 2004.

- [12] P. Zhang, et al, "Cooperative localization in 5G networks: A survey," *Ict Express* vol. 3, no. 1, pp. 27-32, 2017.
- [13] E. Ahmed, and Hamid Gharavi, "Cooperative vehicular networking: A survey," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 996-1014, 2018.
- [14] K. Cichoń, Adrian Kliks, and Hanna Bogucka, "Energy-efficient cooperative spectrum sensing: A survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials* vol. 18, no. 3, pp. 1861-1886, 2016.
- [15] S. Dang, et al., "OFDM-IM based dual-hop system using fixed-gain amplify-and-forward relay with pre-processing capability," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 18, no. 4, pp. 2259-2270, 2019.
- [16] Nhu Tri Do, Daniel Benevides da Costa, Trung Q. Duong, Vo Nguyen Quoc Bao, and Beongku An, "Opportunistic scheduling for fixed-gain amplify-and-forward-based multiuser multirelay SWIPT cooperative networks," presented at the 2017 International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing (SigTelCom), 2017.
- [17] T. Q. Duong, Daniel Benevides da Costa, Maged ElKashlan, and Vo Nguyen Quoc Bao, "Cognitive amplify-and-forward relay networks over Nakagami-m fading," *IEEE Transactions on Vehicular Technology* vol. 61, no. 5, pp. 2368-2374, 2012.
- [18] Dac-Binh Ha, Tung Thanh Vu, Tran Trung Duy, and Vo Nguyen Quoc Bao, "Secure cognitive reactive decode-and-forward relay networks: With and without eavesdropper," *Wireless Personal Communications* vol. 85, no. 4, pp. 2619-2641, 2015.
- [19] N. A. Tuan, Vo Nguyen Quoc Bao, and Truong Trung Kien, "Performance Analysis of Energy Harvesting Two-Way Decode-and-Forward Relay Networks with Power Beacon over Nakagami-m Fading Channels," presented at the 2018 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), 2018.
- [20] Y. Lu, and Wai Ho Mow, "Low-complexity Detection and Performance Analysis for Decode-and-forward Relay Networks," presented at the ICASSP 2019-2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2019.
- [21] B. An, Tran Trung Duy, and Hyung-Yun Kong, "A cooperative transmission strategy using entropy-based relay selection in mobile ad-hoc wireless sensor networks with Rayleigh fading environments," *KSII Transactions on Internet and Information Systems (TIIS)*, vol. 3, no. 2, pp. 147-162, 2009.
- [22] B. An and T. T. Duy, "A cooperative routing in mobile ad-hoc wireless sensor networks with Rayleigh fading environments," in *2010 International Symposium on Computer, Communication, Control and Automation (3CA)*, 2010, vol. 1, pp. 22-25: IEEE.
- [23] T. D. Hieu, T. T. Duy, and S. G. Choi, "Performance evaluation of relay selection schemes in beacon-assisted dual-hop cognitive radio wireless sensor networks under impact of hardware noises," *Sensors*, vol. 18, no. 6, p. 1843, 2018.
- [24] Y. Hu, James Gross, and Anke Schmeink, "On the Performance Advantage of Relaying Under the Finite Blocklength Regime," *IEEE Communications Letters* vol. 19, no. 5, pp. 779-782, 2015.
- [25] V. N. Swamy, Sahaana Suri, Paul Rigge, Matthew Weiner, Gireeja Ranade, Anant Sahai and Borivoje Nikoli, "Cooperative communication for high-reliability low-latency wireless control," presented at the 2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2015.
- [26] Y. Hu, Anke Schmeink, and James Gross, "Blocklength-limited performance of relaying under quasi-static Rayleigh channels," *IEEE Transactions on Wireless Communications* vol. 15, no. 7, pp. 4548-4558, 2016.
- [27] Y. Gu, H. Chen, Y. Li, L. Song, and B. Vucetic, "Short-Packet Two-Way Amplify-and-Forward Relaying," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 25, no. 2, pp. 263-267, 2018.
- [28] O. L. A. López, R. D. Souza, H. Alves, and E. M. G. Fernández, "Ultra reliable short message relaying with wireless power transfer," in *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2017, pp. 1-6: IEEE.
- [29] V. N. Q. Bao, D. H. Bac, L. Q. Cuong, L. Q. Phu, and T. D. Thuan, "Performance analysis of partial relay selection with multi-antenna destination cooperation," presented at the ICTC 2011, 2011, September.
- [30] Ioannis Krikidis, John Thompson, Steve McLaughlin, and Norbert Goertz, "Amplify-and-forward with partial relay selection," *IEEE Communications letters*, vol. 12, no. 4, pp. 235-237, 2008.
- [31] V. N. Q. Bao and H. Y. Kon, "Diversity order analysis of dual-hop relaying with partial relay selection," *IEICE transactions on communications*, vol. 92, no. 12, pp. 3942-3946, 2009.
- [32] W. Yang, G. Durisi, T. Koch, and Y. Polyanskiy, "Quasi-static multipleantenna fading channels at finite blocklength," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, no. 7, p. 4232, 2014.
- [33] I. S. Gradshteyn, and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th ed. 2007.
- [34] 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.

- [35] 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.
- [36] G. Strang and E. P. Herman, "Calculus: Volume 1 OpenStax," 2018.
- [37] A. Goldsmith, *Wireless communications* (Copyright by Cambridge University Press). Stanford University, 2005.
- [38] V. N. Q. Bao, *Mô phỏng hệ thống truyền thông*. Hà Nội: Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật, p. 267.

BLOCK ERROR RATE ANALYSIS OF DUAL-HOP NETWORK WITH MULTIPLE RELAYS AND MULTIPLE RECEIVED ANTENNAS UNDER SHORT PACKET COMMUNICATIONS

Abstract— This research investigates the effect of dual-hop decode-and-forward (DF) relay networks with a partial relay selection (PRS) strategy and maximal ratio combining (MRC) protocol under short packet communications, where the destination's M -antenna is designed. For performance evaluation and comparison, we derive the exact and asymptotic closed-form expressions of block error rate (BLER) over Rayleigh fading channel. Eventually, we perform Monte Carlo simulations to verify our theoretical results and figure out the optimal value of relay numbers and antenna numbers as well as demonstrate the advantages of our proposed system model.

Keywords—Block error rate, dual-hop network, partial relay selection, maximal ratio combining, 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 tại phòng thí nghiệm thông tin vô

tuyến (WCOMM). Hướng nghiên cứu chính như: Mạng ngẫu nhiên, thu thập năng lượng vô tuyến, bảo mật lớp vật lý.



Ngô Hoàng Tú tốt nghiệp kỹ sư chuyên ngành Truyền thông và mạng máy tính tại Đại học Giao Thông Vận Tải thành phố Hồ Chí Minh vào năm 2020. Hiện nay, Ngô Hoàng Tú đang là giảng viên của bộ môn Kỹ thuật máy tính, Khoa Công nghệ thông tin, trường Đại học Giao Thông Vận Tải thành phố Hồ

Chí Minh. Hướng nghiên cứu hiện tại đang quan tâm bao

gồm: vô tuyến nhận thức, truyền thông hợp tác, đa truy nhập không trực giao 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 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.