PHÂN TÍCH TỶ LỆ LỖI KHỐI CỦA MẠNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC DẠNG NỀN LỰA CHỌN NÚT CHUYỂN TIẾP TỪNG PHẦN TRONG TRUYỀN THÔNG GÓI TIN NGẮN

Nguyễn Duy Chinh*, Ngô Hoàng Tú#, Võ Nguyễn Quốc Bảo*

* 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 đề xuất mô hình mạng chuyển tiếp hai chặng trong môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền ứng dụng vào truyền thông gói tin ngắn. Kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp từng phần (PRS) được áp dụng cho một tập đa nút chuyển tiếp và kỹ thuật tỉ số kết hợp cực đại (MRC) được áp dụng cho một tập đa anten tại máy thu. Biểu thức dạng tường minh (closed-form expression) cho thông số tỉ lệ lỗi khối (BLER) được chúng tôi chứng minh và sử dụng để đánh giá hiệu năng mô hình hệ thống. Sau đó, mô phỏng Monte-Carlo được chúng tôi thực hiện để kiểm chứng lại các kết quả vừa chứng minh được. Kết quả mô phỏng cho thấy hiệu năng vượt trội của mô hình hệ thống được đề xuất. Bên cạnh đó, chúng tôi cũng khảo sát và xác định được các giá trị tối ưu của các thông số thiết kế lên hiệu năng hệ thống như số lượng nút chuyển tiếp, số lượng anten tại máy thu và chiều dài khối tin. Đặc biệt, chúng tôi còn so sánh hiệu năng hệ thống trong hai trường hợp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có chọn lọc (SDF) và kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định (FDF).

Từ khóa- Giải mã và chuyển tiếp, kênh fading Rayleigh, lựa chọn chuyển tiếp từng phần, tỉ lệ lỗi khối, tỉ số kết hợp cực đại, truyền thông gói tin ngắn, vô tuyến nhận thức dạng nền.

I. GIỚI THIỆU

Để tăng khả năng chống nhiễu, truyền thông điểm nối điểm trong các hệ thống thông tin thường sử dụng gõi tín dài. Tuy nhiên, các ứng dụng Internet vạn vật (IoT) trong mạng vô tuyến thế hệ thứ năm (5G) lại yêu cầu chất lượng dịch vụ (QoS) cao và độ trễ thấp. Truyền thông với độ trễ cực kỳ đáng tin cậy (uRLLC) là một trong những giải pháp được lựa chọn cho vấn đề này. Đây là một trong những dịch vụ tiềm năng mới trong mạng vô tuyến thế hệ thứ năm (5G) để giảm độ trễ truyền [1-3]. Tuy nhiên theo cách tiếp cận này, hiệu suất không thể được cải thiện tốt như chúng ta tùy ý mong muốn với một tốc độ mã hóa nhất định như truyền thông gói dài do bị giới hạn về kích thước gói. Lấy ý tưởng từ việc khắc phục nhược điểm này, Polyanskiy và các cộng sự trong bài báo [4] đã phát triển một khung tiên phong cho truyền thông gói ngắn. Đây là một cách tiếp cận mới với giới hạn khả năng đạt được mới, ràng buộc chặt chẽ các giới hạn cơ bản cho độ dài khối xác định là lớn hơn hoặc bằng 100 và tốc độ truyền tối đa xấp xỉ $C-\sqrt{V/m}Q^{-1}(\varepsilon)$, với ε là tỉ lệ lỗi khối (BLER), m là chiều dài khối tin, V là độ phân tán kênh, C là dung lượng chuẩn hóa kênh truyền Shannon và $Q^{-1}(.)$ là hàm ngược của hàm Q-function được định nghĩa trong [5]. Điều này không chỉ mở ra các hướng nghiên cứu mới có nhiều tiềm năng trong truyền thông gói ngắn mà còn có tác dụng xem xét lại các phương pháp tiếp cận trong các hệ thống truyền thông vô tuyến thông thường.

Bên cạnh đó, khi khoảng cách giữa hai thiết bị đầu cuối quá xa, nếu muốn truyền dữ liệu trực tiếp thì phải tăng công suất phát lên rất lớn, điều này sẽ gây nên ảnh hưởng can nhiễu lên các người dùng khác của hệ thống. Để giải quyết vấn đề này, một giải pháp hữu hiệu đã và đang thu hút được nhiều sự quan tâm của các nhà khoa học trên thế giới hiện nay tập trung nghiên cứu đó là mạng chuyển tiếp [6-11]. Về cơ bản, có hai kỹ thuật nổi tiếng được sử dụng để xử lý tín hiệu tại nút chuyển tiếp là kỹ thuật khuếch đại và chuyển tiếp (AF) [12-14] và kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp (DF) [15-17]. Tận dụng ưu điểm này kết hợp với ưu điểm của truyền thông gói tin ngắn, một số công trình nghiên cứu khoa học đã được tiến hành. Trong bài báo [18], các tác giả nghiên cứu về hiệu năng trong mạng chuyển tiếp hai chặng lựa chọn nút chuyển tiếp từng phần ứng dụng vào truyền thông gói tin ngắn. Hai đóng góp chính được ghi nhận từ nghiên cứu này là biểu thức dạng đóng về tỷ lệ lỗi khối của hệ thống và biểu thức tiệm cận đơn giản cho tỷ lệ lỗi khối của hệ thống ở những vùng tỉ số tín hiệu trên nhiễu cao được chứng minh và thu được dưới dạng tường minh. Ngoài ra trong bài báo [7], Xiazhi và các cộng sự đã đề xuất mô hình mạng chuyển tiếp hai chặng có đường truyền trực tiếp áp dụng trong truyền gói tin ngắn và có kết hợp với phương thức đa truy nhập không trực giao (NOMA). Các kết quả từ công trình này cho thấy rằng hiệu năng mô hình khi có áp dụng mạng chuyển tiếp vượt trội hơn so với mô hình truyền trực tiếp. Ngoài ra, bài báo còn có hai đóng góp chính khác như hiệu suất toàn trình của hệ thống được cải thiện đáng kể do các nút chuyển tiếp hỗ trợ truyền giữa nút nguồn và nút đích mà không cần tăng công suất phát quá lớn và hiệu năng của hệ thống sẽ được cải thiện nếu chúng ta càng tăng chiều dài khối tin.

Tác giả liên hệ: Võ Nguyễn Quốc Bảo
Email: baovnq@ptithcm.edu.vn
Đến tòa soạn: 9/2020; chỉnh sửa: 10/2020; chấp nhận đăng: 12/2020

Hơn nữa, vô tuyến nhận thức cũng là một từ khóa hấp dẫn không kém so với mạng chuyển tiếp mà chúng tôi vừa đề cập [19-21]. Vô tuyến nhận thức là một hệ thống truyền thông không dây thông minh có khả năng nhận biết sự thay đổi của môi trường xung quanh và từ đó, các thiết bị sẽ có khả năng điều chỉnh các tham số hoạt động (công suất truyền, tần số sóng mang, phương thức điều chế,...) trong thời gian thực với độ tin cậy cao và hiệu quả sử dụng phổ [21]. Trong bài báo [22], Dương Quang Trung và các cộng sự đã khảo sát xác suất dừng của các mạng chuyển tiếp AF hai chặng trong môi trường vô tuyến nhận thức trên kênh Nakagami-m. Ngoài ra, Krzysztof và các cộng sự trong bài báo [23] đã khảo sát việc tích hợp mạng chuyển tiếp trong môi trường vô tuyến nhận thức. Các kết quả từ các nghiên cứu trên đều cho thấy hiệu năng vượt trội của mô hình hệ thống sử dụng mạng chuyển tiếp kết hợp trong môi trường vô tuyến nhận thức.

Rõ ràng, mô hình kết hợp cả mạng chuyển tiếp và vô tuyến nhận thức sẽ tận dụng được ưu điểm của nhau và đồng thời cũng hạn chế các nhược điểm. Cụ thể, mạng vô tuyến nhận thức có thể tận dụng ưu điểm từ mạng chuyển tiếp ít nhất ở hai khía cạnh: (*i*) thứ nhất, các nút mạng thứ cấp sẽ có thể hợp tác và chia sẻ với nhau thông tin nhận dạng băng tần đang trống của mạng sơ cấp, từ đó cải thiện hiệu suất sử dụng phổ, tránh lãng phí phổ khi không sử dụng; (*ii*) thứ hai, chất lượng của cả mạng sơ cấp và thứ cấp đều có thể được cải thiện với sự hỗ trợ của các nút chuyển tiếp. Bên cạnh đó, các nhược điểm của mạng chuyển tiếp được giải quyết dựa vào ưu điểm tính chất của vô tuyến nhận thức đó là cải thiện hiệu suất sử dụng phổ tần đáng kể (phổ tần được sử dụng theo thời gian, tần số và không gian nhiều hơn, ít thời gian bỏ trống hơn) và mạng vô tuyến nhận thức cho phép triển khai các dịch vụ vô tuyến mới đối với cả những băng tần có hiệu suất sử dụng phổ thấp.

Từ những nghiên cứu liên quan trên, trong bài báo này, chúng tôi khảo sát việc tích hợp mạng chuyển tiếp hai chặng DF với đa nút chuyển tiếp trong môi trường vô tuyến nhận thức với đa anten tại máy thu trong truyền thông sử dụng gói tin ngắn. Một số đóng góp chính từ bài báo như sau:

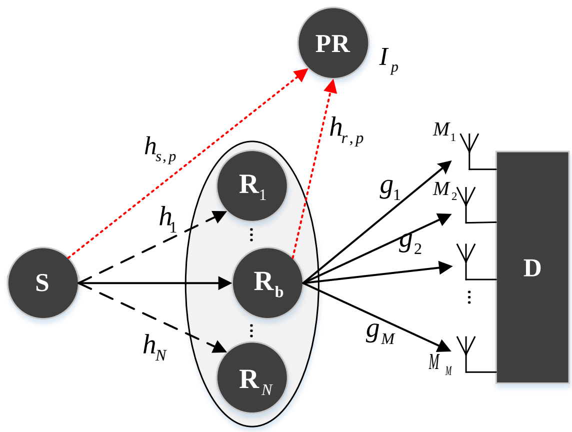
i) Kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp từng phần (PRS) được áp dụng cho một tập đa nút chuyển tiếp để chọn ra nút chuyển tiếp tốt nhất và tiến hành chuyển tiếp gói tin cho chặng sau. Kỹ thuật tỉ số kết hợp cực đại (MRC) được áp dụng cho một tập đa anten tại máy thu nhằm mục đích cải thiện độ phân tập không gian hệ thống, tăng độ tin cậy và độ lợi phổ.

ii) Đánh giá hiệu năng vượt trội của mô hình hệ thống thông qua thông số tỉ lệ lỗi khối toàn trình. So sánh hiệu năng hệ thống trong hai trường hợp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có chọn lọc (SDF) và kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định (FDF). Tìm ra các giá trị tối ưu của số lượng nút chuyển tiếp, số lượng anten tại máy thu và chiều dài khối tin.

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 trong môi trường vô tuyến nhận thức. Phương pháp phân tích theo mô hình đề xuất để đánh giá chất lượng của hệ thống với thông số tỉ lệ lỗi khối 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

Chúng tôi xem xét mạng vô tuyến nhận thức dạng nền trong chuyển tiếp hai chặng sử dụng kỹ thuật PRS và MRC trong truyền thông gói tin ngắn. Mạng gồm N nút chuyển tiếp là $\mathbf{R}_1,...,\mathbf{R}_N$, các nút chuyển tiếp này sẽ hỗ trợ việc truyền dữ liệu từ máy phát thứ cấp $(\mathbf{S})$ đến máy thu thứ cấp $(\mathbf{D})$. Trong mô hình này, hệ thống mạng thứ cấp hoạt động với mức can nhiễu tối đa có thể chấp nhận được tại máy thu sơ cấp $(\mathbf{PR})$ được xác định là I_p. Trong mạng, nguồn phát $\mathbf{S}$ và các nút chuyển tiếp $\mathbf{R}_n\left(n=\overline{1,N}\right)$ được trang bị một ăng ten duy nhất, nguồn đích $\mathbf{D}$ được trang bị đa ăng ten $\mathbf{M}_m\left(m=\overline{1,M}\right)$ [1]. Hệ thống hoạt động với chế độ bán song công trong hai khe thời gian như Hình 1.



Hình 1 Mô hình mạng vô tuyến nhận thức dạng nền trong chuyển tiếp hai chặng với PRS và MRC trong truyền thông gói tin ngắn.

Một số thông số về hệ số kênh truyền được quy ước như sau: $h_{s,p}$, $h_{r,p}$, h_n và g_m lần lượt là hệ số kênh truyền cho các đường truyền từ $\mathbf{S}\to\mathbf{PR}$, $\mathbf{R_b}\to\mathbf{PR}$, $\mathbf{S}\to\mathbf{R}_n$ và $\mathbf{R_b}\to\mathbf{D}$.

Trong khe thời gian đầu tiên, với kỹ thuật PRS, nút chuyển tiếp có tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) cao nhất sẽ được lựa chọn làm nút chuyển tiếp tốt nhất, nút chuyển tiếp tốt nhất này có nhiệm vụ giải mã và tiếp tục truyền dữ liệu đến chặng tiếp theo. Giả sử $\mathbf{R_b}$ là nút được lựa chọn để truyền chuyển tiếp trong N nút chuyển tiếp [24, 25], ta có $\mathbf{b}=\arg\max_{n=1,....,N}\gamma_{1,n}$, với $\gamma_{1,n}$ là tỉ số SNR của đường truyền $\mathbf{S}\to\mathbf{R}_n$. Gọi γ_{Σ_1} là tỉ số SNR tổng hợp của toàn chặng 1, do sử dụng kỹ thuật PRS, γ_{Σ_1} sẽ bằng SNR lớn nhất trong tất cả các nhánh $\gamma_{1,n}$, ta có thể viết

$$\gamma_{\Sigma_1}=\max_{n=1,....,N}\gamma_{1,n}. \tag{1}$$

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

$$F_{\gamma_{1,n}}(\gamma)=\Pr\left\{\min\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\left|h_{s,p}\right|^2},\bar{\gamma}_P\right)\left|h_n\right|^2\le\gamma\right\}=\underbrace{\Pr\left\{\frac{\bar{\gamma}_I}{\left|h_{s,p}\right|^2}\ge\bar{\gamma}_P,\bar{\gamma}_P\left|h_n\right|^2\le\gamma\right\}}_{\mathrm{I}_{1,n}}+\underbrace{\Pr\left\{\frac{\bar{\gamma}_I}{\left|h_{s,p}\right|^2}\le\bar{\gamma}_P,\frac{\bar{\gamma}_I}{\left|h_{s,p}\right|^2}\left|h_n\right|^2\le\gamma\right\}}_{\mathrm{I}_{2,n}}. \quad (6)$$

$$\begin{aligned}\mathrm{I}_{2,n}&=\Pr\left\{\left|h_{s,p}\right|^2\ge\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P},\left|h_n\right|^2\le\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}\left|h_{s,p}\right|^2\right\}=\int_{\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}}^{\infty}f_{\left|h_{s,p}\right|^2}(y)\int_0^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}y}f_{\left|h_n\right|^2}(x)\,dx\,dy=\int_{\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}}^{\infty}f_{\left|h_{s,p}\right|^2}(y)F_{\left|h_n\right|^2}\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}y\right)dy\\&=\int_{\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}}^{\infty}\lambda_{s,p}\exp\left(-\lambda_{s,p}y\right)\left(1-\exp\left(-\lambda_{1,n}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}y\right)\right)dy=\exp\left(-\lambda_{s,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\left[1-\frac{\lambda_{s,p}}{\lambda_{s,p}+\lambda_{1,n}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}}\exp\left(-\lambda_{1,n}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)\right].\end{aligned} \quad (8)$$

$$F_{\gamma_{\Sigma_1}}(\gamma)=\left(\left(1-\exp\left(-\lambda_{s,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\left(1-\exp\left(-\lambda_1\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)+\exp\left(-\lambda_{s,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\left[1-\frac{\lambda_{s,p}}{\lambda_{s,p}+\lambda_1\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}}\exp\left(-\lambda_1\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)\right]\right)^N. \quad (9)$$

Gọi P là tổng công suất nguồn được phân bổ cho nút phát thứ cấp $\mathbf{S}$ và $\mathbf{R_b}$. Với môi trường vô tuyến nhận thức dạng nền, năng lượng truyền tại $\mathbf{S}$ và $\mathbf{R_b}$ sẽ bị giới hạn sao cho nhiễu gây ra cho máy thu sơ cấp $\mathbf{PR}$ phải nhỏ hơn một ngưỡng nhiễu có thể chịu đựng được I_p. Khi đó, công suất truyền tín hiệu tại $\mathbf{S}$ và $\mathbf{R_b}$ có thể được tính như trong [26]:

$$P_{\mathrm{S}}=\min\left(\frac{I_p}{\left|h_{s,p}\right|^2},P\right) \quad (2)$$

và

$$P_{\mathbf{R_b}}=\min\left(\frac{I_p}{\left|h_{r,p}\right|^2},P\right). \quad (3)$$

Tỉ số SNR tại $\mathbf{R}_n$ trong chặng đầu tiên cho đường truyền $\mathbf{S}\to\mathbf{R}_n$ có thể được tính như sau:

$$\gamma_{1,n}=\frac{P_{\mathrm{S}}}{N_0}\left|h_n\right|^2=\min\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\left|h_{s,p}\right|^2},\bar{\gamma}_P\right)\left|h_n\right|^2, \quad (4)$$

với $\bar{\gamma}_I=\dfrac{I_p}{N_0}$, $\bar{\gamma}_P=\dfrac{P}{N_0}$, và N_0 là công suất nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN). Xét trong môi trường Rayleigh fading, $\left|h_{s,p}\right|^2$ và $\left|h_n\right|^2$ sẽ tuân theo phân bố mũ có tham số đặc trưng lần lượt là $\lambda_{s,p}$ và $\lambda_{1,n}$.

Hàm phân bố xác suất (CDF) của γ_{Σ_1} có thể được tính như sau

$$\begin{aligned}F_{\gamma_{\Sigma_1}}(\gamma)&=\Pr\left(\gamma_{\Sigma_1}\le\gamma\right)=\Pr\left(\max_{n=1,\ldots,N}\gamma_{1,n}\le\gamma\right)\\&=\prod_{n=1}^{N}\Pr\left(\gamma_{1,n}\le\gamma\right)=\prod_{n=1}^{N}F_{\gamma_{1,n}}(\gamma).\end{aligned} \quad (5)$$

Trong (5), chúng ta cần tính hàm CDF của $\gamma_{1,n}$ như trong (6).

Do sự độc lập giữa $\left|h_{s,p}\right|^2$ và $\left|h_n\right|^2$, $\mathrm{I}_{1,n}$ có thể được viết thành

$$\begin{aligned}\mathrm{I}_{1,n}&=\Pr\left(\left|h_{s,p}\right|^2\le\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\Pr\left(\left|h_n\right|^2\le\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)\\&=\left(1-\exp\left(-\lambda_{s,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\left(1-\exp\left(-\lambda_{1,n}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)\right).\end{aligned} \quad (7)$$

Rõ ràng, xác suất $\mathrm{I}_{2,n}$ không phải là xác suất của các biến ngẫu nhiên độc lập do cả hai sự kiện của $\mathrm{I}_{2,n}$ đều có chứa biến ngẫu nhiên $\left|h_{s,p}\right|^2$. Do đó, chúng ta sẽ sử dụng lý thuyết về xác suất hàm hai biến ngẫu nhiên không độc lập [27] để tính $\mathrm{I}_{2,n}$. Khi đó, $\mathrm{I}_{2,n}$ sẽ được tính như trong biểu thức (8).

Thay (7) và (8) vào (6), sau đó thay vào (5), ta thu được CDF của γ_{Σ_1} như trong (9). Chú ý rằng với giả sử kênh truyền từ $\mathbf{S}\to\mathbf{R}_n$ là kênh fading Rayleigh có phân bố độc lập và đồng dạng, tỉ số tín hiệu trên nhiễu trung bình tại mỗi nhánh $\bar{\gamma}_{1,n}$ sẽ đều bằng nhau và bằng một hằng số được ký hiệu là $\bar{\gamma}_1$, nghĩa là $\bar{\gamma}_{1,n}=\bar{\gamma}_1$. Để đơn giản nhưng không mất tính tổng quát, chúng tôi giả sử $\lambda_{1,n}=\lambda_1$.

$$F_{\gamma_{\Sigma_2}}(\gamma) = \Pr\left(\min\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \bar{\gamma}_P\right)\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \gamma\right)$$
$$= \underbrace{\Pr\left(\bar{\gamma}_P < \frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \bar{\gamma}_P\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \gamma\right)}_{\mathrm{I}_{3,m}} + \underbrace{\Pr\left(\bar{\gamma}_P \ge \frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \gamma\right)}_{\mathrm{I}_{4,m}}. \quad (14)$$

$$\mathrm{I}_{3,m} = \Pr\left(\bar{\gamma}_P < \frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \bar{\gamma}_P\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \gamma\right) = \Pr\left(|h_{r,p}|^2 < \frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}, \sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)$$
$$= \Pr\left(|h_{r,p}|^2 < \frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\Pr\left(\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right) = \left(1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\frac{\Upsilon\left(M, \lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_P}\right)}{\Gamma(M)} \quad (15)$$
$$\overset{(a)}{=} 1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right) - \left(1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\sum_{m_1=0}^{M-1}\frac{\left(\frac{\lambda_{2,m}}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_1}}{m_1!}\exp\left(-\frac{\lambda_{2,m}}{\bar{\gamma}_P}\gamma\right)\gamma^{m_1}.$$

Trong khe thời gian thứ 2, tỉ số SNR thu được của ăng ten thứ m tại nút đích, tương ứng đường truyền từ $\mathbf{R_b} \to \mathbf{M}_m$, được xác định như sau:

$$\gamma_{2,m} = \min\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \bar{\gamma}_P\right)|g_m|^2, \quad (10)$$

với $|h_{r,p}|^2$ và $|g_m|^2$ đều tuân theo phân bố mũ với tham số đặc trưng lần lượt là $\lambda_{r,p}$ và $\lambda_{2,m}$.

Giả sử rằng $\mathbf{R_b}$ sử dụng kỹ thuật DF để giải mã và chuyển tiếp tín hiệu đến $\mathbf{D}$. Tại nút đích $\mathbf{D}$, không có đường truyền hồi tiếp, nút đích $\mathbf{D}$ sử dụng kỹ thuật MRC để cải thiện độ phân tập không gian hệ thống.

Trong kỹ thuật MRC, tỉ số tín hiệu trên nhiễu tại ngõ ra là tổng của tất cả các tỉ số SNR trên các nhánh. Do đó, tỉ số tín hiệu trên nhiễu của tín hiệu nhận được sẽ tăng tuyến tính với số ăng ten tại phía máy thu $\mathbf{D}$. Trong khe thời gian này, tỉ số tín hiệu trên nhiễu tại $\mathbf{D}$ có thể được tính

$$\gamma_{\Sigma_2} = \sum_{m=1}^{M}\gamma_{2,m} = \min\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \bar{\gamma}_P\right)\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2. \quad (11)$$

Giả sử đường truyền $\mathbf{R_b} \to \mathbf{M}_m$ cũng là các kênh fading Rayleigh độc lập và đồng dạng, ta có $\bar{\gamma}_{2,m} = \bar{\gamma}_2$. Đơn giản nhưng không mất tính tổng quát, chúng tôi giả sử $\lambda_{2,m} = \lambda_2$.

Trong trường hợp này, do $|g_m|^2$ tuân theo phân bố mũ nên γ_{Σ_2} sẽ có phân bố chi-bình phương [28] với kỳ vọng là $\gamma_{\Sigma_2} = M\bar{\gamma}_2$ và phương sai là $2M\bar{\gamma}_2$. Chúng ta có hàm PDF và CDF của phân bố chi-bình phương với biến ngẫu nhiên $\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2$ như sau

$$f_{\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2}(x) = \frac{\lambda_{2,m}^{M}x^{M-1}}{\Gamma(M)}\exp(-\lambda_{2,m}x) \quad (12)$$

và

$$F_{\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2}(x) = \frac{\Upsilon(M, \lambda_{2,m}x)}{\Gamma(M)}, \quad (13)$$

với $\Upsilon(\alpha, x) = \int_0^x e^{-t}t^{\alpha-1}dt$ là hàm Gamma không hoàn thành cận dưới và $\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-t}t^{z-1}dt$ là hàm Gamma được định nghĩa như trong công thức [5, CT. (8.350.1) và CT. (8.310.1)]. Dựa vào công thức (11), hàm CDF của γ_{Σ_2} được tính như trong công thức (14).

Tương tự, do tính chất độc lập giữa hai biến ngẫu nhiên $|h_{r,p}|^2$ và $\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2$, $\mathrm{I}_{3,m}$ có thể được tính như trong công thức (15), với (a) là bước áp dụng công thức [5, CT. (8.352.6)].

Chúng tôi sẽ dựa vào lý thuyết xác suất của hàm hai biến ngẫu nhiên trong [27] một lần nữa để tính toán $\mathrm{I}_{4,m}$. Khi đó, $\mathrm{I}_{4,m}$ được tính toán như trong công thức (16), với (b) là bước áp dụng công thức [5, CT. (3.351.2)], (c) là bước áp dụng công thức [5, CT. (8.352.4)] và

$$\begin{aligned}
\mathrm{I}_{4,m} &= \Pr\left(\bar{\gamma}_P \ge \frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}, \frac{\bar{\gamma}_I}{|h_{r,p}|^2}\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \gamma\right) = \int_{\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}}^{\infty} f_{|h_{r,p}|^2}(y)\Pr\left(\sum_{m=1}^{M}|g_m|^2 \le \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}y\right)dy = \int_{\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}}^{\infty} \lambda_{r,p}\exp(-\lambda_{r,p}y)\frac{\Upsilon\left(M,\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}y\right)}{\Gamma(M)}dy \\
&\overset{(a)}{=} \exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right) - \lambda_{r,p}\int_{\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}}^{\infty}\sum_{m_2=0}^{M-1}\frac{\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}}{m_2!}\exp\left(-\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}+\lambda_{r,p}\right)y\right)y^{m_2}dy \\
&\overset{(b)}{=} \exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right) - \lambda_{r,p}\sum_{m_2=0}^{M-1}\frac{\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}}{m_2!}\frac{\Gamma\left(m_2+1,\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}+\lambda_{r,p}\right)\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)}{\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}+\lambda_{r,p}\right)^{m_2+1}} \\
&\overset{(c)}{=} \exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right) - \lambda_{r,p}\sum_{m_2=0}^{M-1}\frac{\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}\exp\left(-\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}+\lambda_{r,p}\right)\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)}{\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}+\lambda_{r,p}\right)^{m_2+1}}\sum_{m_3=0}^{m_2}\frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_3}\left(\lambda_{2,m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}+\lambda_{r,p}\right)^{m_3}}{m_3!}.
\end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{\Sigma_2}}(\gamma) &= 1-\left(1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\sum_{m_1=0}^{M-1}\frac{\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_1}}{m_1!}\exp\left(-\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\gamma\right)\gamma^{m_1} \\
&\quad -\lambda_{r,p}\sum_{m_2=0}^{M-1}\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\sum_{m_3=0}^{m_2}\frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_3}}{m_3!}\frac{\gamma^{m_2}\exp\left(-\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\gamma\right)}{\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\gamma+\lambda_{r,p}\right)^{m_2+1-m_3}}.
\end{aligned} \tag{17}$$

$\Gamma(\alpha,x)=\int_x^{\infty}e^{-t}t^{\alpha-1}dt$ là hàm Gamma không hoàn thành cận trên được định nghĩa như trong [5, CT. (8.8350.2)].

Cuối cùng, với giả sử $\lambda_{2,m}=\lambda_2$, hàm CDF của chặng hai $F_{\gamma_{\Sigma_2}}(\gamma)$ được tính toán như trong (17) bằng cách thay thế (15) và (16) vào (14).

III. PHÂN TÍCH TỈ LỆ LỖI KHỐI HỆ THỐNG

Giả sử rằng chiều dài tổng khối truyền là k, độ dài khối truyền trong mỗi chặng được chia đều là $k/2$. Chúng tôi giả sử rằng kênh truyền là kênh fading tĩnh [29], với hệ số kênh truyền được cố định trong mỗi khối và chúng thay đổi độc lập giữa các khối. Khi **S** truyền β bit thông tin tới **D** qua hai khe thời gian, chúng ta có tỉ lệ lỗi khối được tính là

$$r=\frac{2\beta}{k}. \tag{18}$$

Chiều dài khối tin được yêu cầu tối thiểu là 100 [30]. Gọi $C(x)=\log_2(1+x)$ là dung lượng chuẩn hóa kênh truyền Shanon và $V(x)=\left(1-\frac{1}{(1+x)^2}\right)(\log_2 e)^2$ là hàm phân tán kênh truyền được định nghĩa trong [4], tỉ lệ lỗi khối BLER trung bình có thể được tính như trong [29, CT. (59)] và [31, CT. (4)] như sau

$$\bar{\varepsilon}_{\mathrm{X}} \approx \mathrm{E}_{\gamma_{\mathrm{X}}}\left\{Q\left(\frac{C(\gamma_{\mathrm{X}})-r}{\sqrt{V(\gamma_{\mathrm{X}})/k}}\right)\right\}, \tag{19}$$

với $\bar{\varepsilon}_{\mathrm{X}}$ là tỉ lệ lỗi khối (BLER), $\mathrm{X}\in\{\Sigma_1,\Sigma_2\}$, $\mathrm{E}\{.\}$ là toán tử kỳ vọng và $Q(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{\infty}\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt$ là hàm Q-function .

Từ (19), tỉ lệ lỗi khối trung bình BLER có thể được tính toán như sau

$$\bar{\varepsilon}_{\mathrm{X}} \approx \int_0^{\infty}Q\left(\frac{C(\gamma_{\mathrm{X}})-r}{\sqrt{V(\gamma_{\mathrm{X}})/k}}\right)f_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma)d\gamma, \tag{20}$$

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

Do biểu thức $Q\left(\frac{C(\gamma_{\mathrm{X}})-r}{\sqrt{V(\gamma_{\mathrm{X}})/k}}\right)$ rất phức tạp, chúng ta rất khó để tìm ra biểu thức dạng tường minh của BLER trong (20). Do đó, chúng ta sẽ tính xấp xỉ hàm $Q(.)$ như

$$\begin{aligned}
\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1} &\approx v\sqrt{k}\int_{\rho_L}^{\rho_H}\left(1-\left(u+(1-u)\frac{\lambda_{s,p}}{\lambda_{s,p}+\lambda_1\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}}\right)\exp(-\mu\gamma)\right)^N d\gamma \overset{(d)}{=} v\sqrt{k}\int_{\rho_L}^{\rho_H}\left(\sum_{n_1=0}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\left(u+(1-u)\frac{\lambda_{s,p}}{\lambda_{s,p}+\lambda_1\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_I}}\right)^{n_1}\exp(-\mu n_1\gamma)\right)d\gamma \\
&\overset{(d)}{=} v\sqrt{k}\int_{\rho_L}^{\rho_H}\sum_{n_1=0}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=0}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{(\alpha+\gamma)^{n_2}}d\gamma \\
&= v\sqrt{k}\int_{\rho_L}^{\rho_H}\left(\begin{aligned}&1-Nu\exp(-\mu\gamma)-(1-u)N\alpha_1\frac{\exp(-\mu_1\gamma)}{\alpha+\gamma}+\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}u^{n_1}\exp(-\mu n_1\gamma)\\&+\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}n_1u^{n_1-1}(1-u)\alpha\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{\alpha+\gamma}+\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=2}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{(\alpha+\gamma)^{n_2}}\end{aligned}\right)d\gamma \\
&= v\sqrt{k}\left\{\begin{aligned}&\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}(1-Nu\exp(-\mu\gamma))d\gamma}_{\mathrm{J}_1}+\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}-(1-u)N\alpha_1\frac{\exp(-\mu_1\gamma)}{\alpha+\gamma}d\gamma}_{\mathrm{J}_2}+\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}u^{n_1}\exp(-\mu n_1\gamma)d\gamma}_{\mathrm{J}_3}\\&\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}n_1u^{n_1-1}(1-u)\alpha\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{\alpha+\gamma}d\gamma}_{\mathrm{J}_4}+\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=2}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{(\alpha+\gamma)^{n_2}}d\gamma}_{\mathrm{J}_5}\end{aligned}\right\}.
\end{aligned} \quad (23)$$

trong [30, CT. (14)], cụ thể là $Q\left(\frac{C(\gamma_{\mathrm{X}})-r}{\sqrt{V(\gamma_{\mathrm{X}})/k}}\right)\square Z(\gamma_{\mathrm{X}})$, với

$$Z(\gamma_{\mathrm{X}})=\begin{cases}1, & \gamma_{\mathrm{X}}\le\rho_L\\ \frac{1}{2}-v\sqrt{k}(\gamma_{\mathrm{X}}-\theta), & \rho_L<\gamma_{\mathrm{X}}<\rho_H\,,\\ 0, & \gamma_{\mathrm{X}}\ge\rho_L\end{cases} \quad (21)$$

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

Thay thế (21) vào (20), ta có

$$\begin{aligned}\bar{\varepsilon}_{\mathrm{X}} &\approx \int_0^\infty Z(\gamma_{\mathrm{X}})f_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma)d\gamma=\int_0^\infty Z(\gamma_{\mathrm{X}})dF_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma)\\ &=\left[Z(\gamma_{\mathrm{X}})F_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma)\right]\Big|_{\gamma=0}^{\gamma=\infty}-\int_0^\infty F_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma)dZ(\gamma_{\mathrm{X}}) \quad (22)\\ &=v\sqrt{k}\int_{\rho_L}^{\rho_H}F_{\gamma_{\mathrm{X}}}(\gamma)d\gamma.\end{aligned}$$

Thay (9) vào (22), sau đó đặt $\mu=\frac{\lambda_1}{\bar{\gamma}_P}$, $\alpha=\frac{\lambda_{s,p}\bar{\gamma}_I}{\lambda_1}$ và $u=1-\exp(-\mu\alpha)$. Chúng ta có BLER tại khe thời gian thứ nhất được tính theo công thức (23), mà ở đó chúng ta áp dụng lý thuyết nhị thức Newton trong bước (d).

J_1 và J_3 ở công thức (23) có thể được tính một dễ dàng như sau

$$\mathrm{J}_1=\rho_H-\rho_L+\frac{Nu}{\mu}\left(\exp(-\mu\rho_H)-\exp(-\mu\rho_L)\right), \quad (24)$$

$$\mathrm{J}_3=\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}\frac{(-1)^{n_1+1}u^{n_1}}{\mu n_1}\left[\exp(-\mu n_1\rho_H)-\exp(-\mu n_1\rho_L)\right]. \quad (25)$$

Sử dụng công thức [5, CT. (3.352.3)], J_2 và J_4 có thể được tính

$$\mathrm{J}_2=-N\alpha\left\{\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_H)\mu\right]-\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_L)\mu\right]\right\}, \quad (26)$$

$$\mathrm{J}_4=\sum_{n_1=2}^{N}\left\{\begin{aligned}&\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}n_1u^{n_1-1}(1-u)\alpha\exp(\alpha\mu n_1)\\&\times\left\{\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_H)\mu n_1\right]-\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_L)\mu n_1\right]\right\}\end{aligned}\right\}, \quad (27)$$

với $\mathrm{Ei}(x)=-\int_{-x}^{\infty}\frac{e^{-t}}{t}dt$ được định nghĩa theo [5, CT. (8.221.1)].

Để tính toán J_5, chúng ta sử dụng công thức [5, CT. (3.353.1)], J_5 được viết lại như trong (28).

$$\begin{aligned}\mathrm{J}_5 &= \int_{\rho_L}^{\infty}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=2}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{(\alpha+\gamma)^{n_2}}d\gamma-\int_{\rho_H}^{\infty}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=2}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\frac{\exp(-\mu n_1\gamma)}{(\alpha+\gamma)^{n_2}}d\gamma\\ &=\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=2}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\left\{\begin{array}{l}\sum_{n_3=1}^{n_2-1}\frac{(n_3-1)!(-\mu n_1)^{(n_2-n_3-1)}}{(n_2-1)!}\left(\frac{\exp(-\rho_L\mu n_1)}{(\rho_L+\alpha)^{n_3}}-\frac{\exp(-\rho_H\mu n_1)}{(\rho_H+\alpha)^{n_3}}\right)\\ +\frac{(-\mu n_1)^{n_2-1}}{(n_2-1)!}\exp(\alpha\mu n_1)\left\{\mathrm{Ei}\left[-(\rho_H+\alpha)\mu n_1\right]-\mathrm{Ei}\left[-(\rho_L+\alpha)\mu n_1\right]\right\}\end{array}\right\}.\end{aligned} \tag{28}$$

$$\begin{aligned}\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1} &\approx v\sqrt{k}\left\{\rho_H-\rho_L+\frac{Nu}{\mu}\left(\exp(-\mu\rho_H)-\exp(-\mu\rho_L)\right)-N\alpha\left\{\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_H)\mu\right]-\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_L)\mu\right]\right\}\right\}\\ &+v\sqrt{k}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}\frac{(-1)^{n_1+1}u^{n_1}}{\mu n_1}\left[\exp(-\mu n_1\rho_H)-\exp(-\mu n_1\rho_L)\right]+v\sqrt{k}\sum_{n_1=2}^{N}\left\{\begin{array}{l}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}n_1u^{n_1-1}(1-u)\alpha\exp(\alpha\mu n_1)\\ \times\left\{\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_H)\mu n_1\right]-\mathrm{Ei}\left[-(\alpha+\rho_L)\mu n_1\right]\right\}\end{array}\right\}\\ &+v\sqrt{k}\sum_{n_1=2}^{N}\binom{N}{n_1}(-1)^{n_1}\sum_{n_2=2}^{n_1}\binom{n_1}{n_2}u^{n_1-n_2}(1-u)^{n_2}\alpha^{n_2}\left\{\begin{array}{l}\sum_{n_3=1}^{n_2-1}\frac{(n_3-1)!(-\mu n_1)^{(n_2-n_3-1)}}{(n_2-1)!}\left(\frac{\exp(-\rho_L\mu n_1)}{(\rho_L+\alpha)^{n_3}}-\frac{\exp(-\rho_H\mu n_1)}{(\rho_H+\alpha)^{n_3}}\right)\\ +\frac{(-\mu n_1)^{n_2-1}}{(n_2-1)!}\exp(\alpha\mu n_1)\left\{\mathrm{Ei}\left[-(\rho_H+\alpha)\mu n_1\right]-\mathrm{Ei}\left[-(\rho_L+\alpha)\mu n_1\right]\right\}\end{array}\right\}.\end{aligned} \tag{29}$$

$$\begin{aligned}\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2} &= v\sqrt{k}\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}\left(1-\left(1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\sum_{m_1=0}^{M-1}\frac{\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_1}}{m_1!}\exp\left(-\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\gamma\right)\gamma^{m_1}\right)d\gamma}_{\mathrm{J}_7}\\ &+v\sqrt{k}\underbrace{\int_{\rho_L}^{\rho_H}\lambda_{r,p}\sum_{m_2=0}^{M-1}\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\sum_{m_3=0}^{m_2}\frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_3}}{m_3!}\frac{\gamma^{m_2}\exp\left(-\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\gamma\right)}{\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\gamma+\lambda_{r,p}\right)^{m_2+1-m_3}}d\gamma}_{\mathrm{J}_8}.\end{aligned} \tag{30}$$

$$\mathrm{J}_7=\rho_H-\rho_L-\left(1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\sum_{m_1=0}^{M-1}\frac{-1}{m_1!}\frac{\bar{\gamma}_P}{\lambda_2}\left\{\Gamma\left(m_1+1,\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\rho_H\right)-\Gamma\left(m_1+1,\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\rho_L\right)\right\}. \tag{31}$$

$$\begin{aligned}\mathrm{J}_8 &= \lambda_{r,p}\sum_{m_2=0}^{M-1}\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\sum_{m_3=0}^{m_2}\frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_3}}{m_3!}\frac{\rho_H-\rho_L}{2}\\ &\times\sum_{m_4=1}^{\psi}\frac{\pi}{\psi}\sqrt{1-x_{m_4}^2}\left\{\frac{\left(\frac{\rho_H-\rho_L}{2}x_{m_4}+\frac{\rho_H+\rho_L}{2}\right)^{m_2}\exp\left(-\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\left(\frac{\rho_H-\rho_L}{2}x_{m_4}+\frac{\rho_H+\rho_L}{2}\right)\right)}{\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\left(\frac{\rho_H-\rho_L}{2}x_{m_4}+\frac{\rho_H+\rho_L}{2}\right)+\lambda_{r,p}\right)^{m_2+1-m_3}}\right\}.\end{aligned} \tag{32}$$

Thay thế J_1, J_2, J_3, J_4 và J_5 tương ứng từ các công thức (24), (26), (25), (27) và (28) vào (23). Chúng ta có được biểu thức dạng đóng của $\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1}$ như trong (29).

Trong khe thời gian thứ 2, tỉ lệ lỗi khối BLER $\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2}$ được đưa ra như trong (30).

Sử dụng công thức (3.351.2) trong [5] để tính toán J_7, khi đó J_7 được tính như trong (31).

Việc tính toán J_8 rất khó theo cách thông thường. Áp dụng lý thuyết Gauss-Chebyshev 1st Quadrature tham khảo trong [32, Eq. (25.4.38)] và [33, Eq. (8.8)], J_8 được tính như trong (32), với ψ là số lượng mẫu và $x_{m_4}=\cos\left(\frac{(2m_4-1)\pi}{2\psi}\right)$.

Thay thế (31) và (32) vào (30), chúng tôi thu được biểu thức dạng đóng của $\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2}$ như trong (33).

$$\begin{aligned}\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2} &= v\sqrt{k}\left(\rho_H-\rho_L\right)-v\sqrt{k}\left(1-\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\right)\sum_{m_1=0}^{M-1}\frac{-1}{m_1!}\frac{\bar{\gamma}_P}{\lambda_2}\left\{\Gamma\left(m_1+1,\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\rho_H\right)-\Gamma\left(m_1+1,\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\rho_L\right)\right\}\\ &+v\sqrt{k}\lambda_{r,p}\sum_{m_2=0}^{M-1}\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\right)^{m_2}\exp\left(-\lambda_{r,p}\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)\sum_{m_3=0}^{m_2}\frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_I}{\bar{\gamma}_P}\right)^{m_3}}{m_3!}\frac{\rho_H-\rho_L}{2}\\ &\times\sum_{m_4=1}^{\psi}\frac{\pi}{\psi}\sqrt{1-x_{m_4}^2}\left\{\frac{\left(\frac{\rho_H-\rho_L}{2}x_{m_4}+\frac{\rho_H+\rho_L}{2}\right)^{m_2}\exp\left(-\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_P}\left(\frac{\rho_H-\rho_L}{2}x_{m_4}+\frac{\rho_H+\rho_L}{2}\right)\right)}{\left(\frac{\lambda_2}{\bar{\gamma}_I}\left(\frac{\rho_H-\rho_L}{2}x_{m_4}+\frac{\rho_H+\rho_L}{2}\right)+\lambda_{r,p}\right)^{m_2+1-m_3}}\right\}.\end{aligned} \quad (35)$$

Nếu tại nút chuyển tiếp, chúng ta sử dụng kỹ thuật SDF thì tỉ lệ lỗi khối toàn trình (e2e) BLER của hệ thống được tính toán như sau

$$\bar{\varepsilon}_{e2e(SDF)}=\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1}+\left(1-\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1}\right)\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2}. \quad (33)$$

Khi nút chuyển tiếp sử dụng kỹ thuật FDF, tỉ lệ lỗi khối toàn trình sẽ được tính theo công thức sau

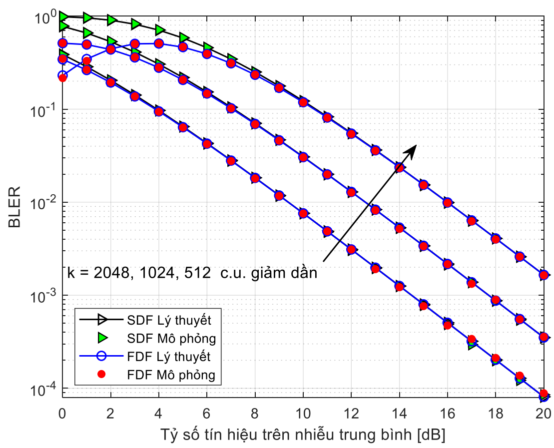
$$\bar{\varepsilon}_{e2e(FDF)}=\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1}\left(1-\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2}\right)+\left(1-\bar{\varepsilon}_{\Sigma_1}\right)\bar{\varepsilon}_{\Sigma_2}. \quad (34)$$

IV. PHÂN TÍCH KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

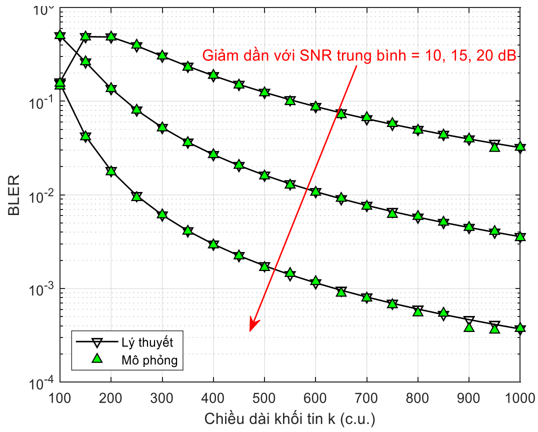
Trong phần này chúng tôi thực hiện mô phỏng trên phần mềm Matlab và dựa vào lý thuyết mô phỏng trong [34] để chứng minh tính đúng đắn của lý thuyết mà chúng tôi đã phân tích trong phần III thông qua phép mô phỏng Monte Carlo.

Các thông số mô phỏng được sử dụng trong bài báo này như số bit thông tin $\beta=128$ và chiều dài khối $k=256$. Giả sử khoảng cách từ $\mathbf{S}\rightarrow\mathbf{D}$ được chuẩn hóa bằng 1, khoảng cách các đường truyền $\mathbf{S}\rightarrow\mathbf{R}_n$, $\mathbf{S}\rightarrow\mathbf{PR}$, $\mathbf{R_b}\rightarrow\mathbf{D}$ và $\mathbf{R_b}\rightarrow\mathbf{PR}$ đều bằng nhau và bằng $\frac{1}{2}$, để đảm bảo mức độ tối ưu về mặt công suất phát và tỉ số tín hiệu trên nhiễu của hai chặng từ $\mathbf{S}\rightarrow\mathbf{R}_n$ từ $\mathbf{R_b}\rightarrow\mathbf{D}$ là tốt nhất về mặt lý thuyết trong bài toán tối ưu công suất phát và vị trí của các trạm chuyển tiếp, quy ước ký hiệu $d_{sr}=d_{sp}=d_{rd}=d_{rp}=\frac{1}{2}$. Xem xét mô hình suy hao đường truyền đơn giản [35], các hệ số năng lượng kênh trung bình là $\lambda_1=d_{sr}^{-\eta}$, $\lambda_{s,p}=d_{sp}^{-\eta}$, $\lambda_2=d_{rd}^{-\eta}$ và $\lambda_{r,p}=d_{rp}^{-\eta}$ với $\eta=3$ là giá trị hệ số suy hao đường truyền được sử dụng trong bài báo này. Mức can nhiễu có thể chịu đựng được $I_p=\delta P$, với δ là hằng số dương khác 0. Trong bài báo này, chúng tôi giả sử $\delta=1$, nghĩa là máy thu sơ cấp **PR** có thể chịu được mức can nhiễu tối đa bằng với tổng công suất nguồn phát. Do N_0 là hằng số khác 0 nên ta cũng có $\bar{\gamma}_I=\bar{\gamma}_P$.

Trong Hình 2, chúng tôi khảo sát tỉ lệ lỗi khối BLER là một hàm theo SNR trung bình $\bar{\gamma}=\bar{\gamma}_P=\bar{\gamma}_I$. Đồng thời, chúng tôi cũng khảo sát sự ảnh hưởng của chiều dài khối tin k lên hiệu năng hệ thống với các trường hợp đặc trưng như $k=512$, $k=1024$ và $k=2048$. Giả sử, số lượng nút chuyển tiếp và số lượng anten thu được cố định lần lượt là $N=2$ và $M=2$. Từ Hình 2, chúng ta có thể thấy rằng các kết quả phân tích lý thuyết (SDF Analysis và FDF Analysis) hoàn toàn trùng khớp với các kết quả đường mô phỏng (SDF Simulation và FDF Simulation). Điều này chứng minh rằng các phân tích lý thuyết của chúng tôi trong phần III là hoàn toàn chính xác. Rõ ràng, với dải SNR trung bình $\bar{\gamma}$ thấp, cụ thể trong Hình 2 là nhỏ hơn khoảng $8dB$ với $k=512$, nhỏ hơn khoảng $4dB$ với $k=1024$ và nhỏ hơn khoảng $2dB$ với $k=2048$, thì BLER toàn trình của kỹ thuật FDF nhỏ hơn kỹ thuật SDF. Mặc dù, với dải SNR trung bình $\bar{\gamma}$ cao, BLER toàn trình của cả hai kỹ thuật là gần bằng nhau. Nhưng nhìn chung trên tổng thể, hiệu năng hệ thống khi sử dụng kỹ thuật FDF vẫn tốt hơn khi sử dụng kỹ thuật SDF. Do đó, chúng tôi sẽ khảo sát hiệu năng hệ thống đối với kỹ thuật FDF trong các khảo sát tiếp theo. Mặt khác, trên tất cả các dải SNR trung bình $\bar{\gamma}$ thì với các giá trị càng lớn của chiều dài khối tin k thì hiệu năng hệ thống càng được cải thiện. Để có cái nhìn khách quan hơn về sự ảnh hưởng của thông số k này lên hiệu năng hệ thống, chúng tôi sẽ khảo sát tỉ lệ lỗi khối toàn trình là hàm theo k như trong Hình 3.



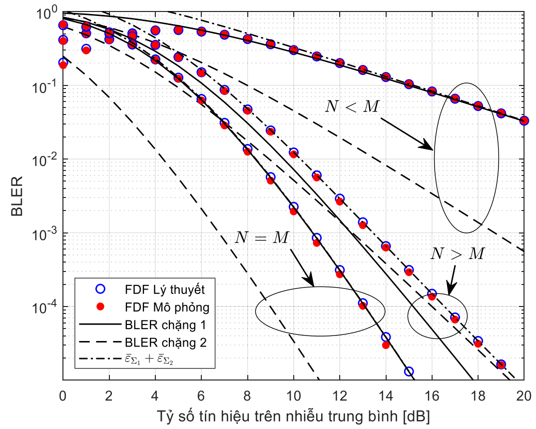
Hình 2 So sánh tỉ lệ lỗi khối trong hai trường hợp sử dụng kỹ thuật SDF và FDF với $N=2$ và $M=2$.



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

Tiếp theo, trong Hình 3, chúng tôi xem xét ảnh hưởng của chiều dài khối truyền lên hiệu năng hệ thống sử dụng kỹ thuật FDF, cụ thể là chiều dài khối truyền k được khảo sát từ 100 đến 1000. Giả sử, số lượng nút chuyển tiếp và số lượng anten thu được cố định lần lượt là $N=2$ và $M=2$. Vẫn sử dụng phương pháp kiểm chứng bằng mô phỏng Monte-Carlo, một cách tương tự đối với tất cả các hình khảo sát trong bài báo, chúng tôi đều thể hiện được sự trùng khớp giữa các kết quả lý thuyết và kết quả mô phỏng. Điều này chứng minh được những phân tích và khảo sát hiệu năng hệ thống với sự ảnh hưởng của các thông số thiết kế trong bài báo này của chúng tôi là hoàn toàn đáng tin cậy.

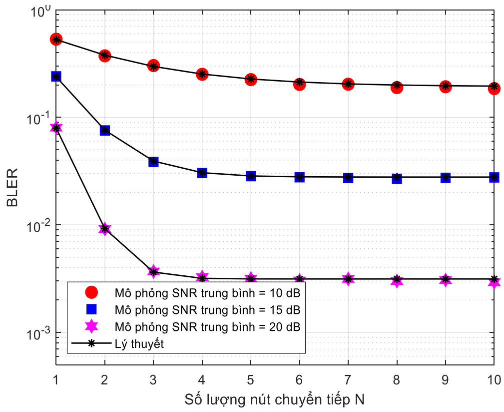
Hình 3 cho chúng ta thấy rằng khi càng tăng giá trị của chiều dài khối tin k và SNR trung bình $\overline{\gamma}$ thì hiệu năng hệ thống sẽ được cải thiện đáng kể. Điều này đúng như chúng ta mong đợi. Tuy nhiên, chúng ta không thể nào tìm ra được giá trị k tối ưu cụ thể nào từ hình ảnh nhận xét. Bên cạnh đó, chúng ta phải cân nhắc hai vấn đề trái ngược nhau về chiều dài khối tin rằng: i) chiều dài khối tin k vừa được đánh giá là càng tăng thì hiệu năng hệ thống càng tốt và ii) giảm chiều dài khối tin sẽ giảm được độ trễ truyền. Do đó, giá trị k phù hợp nhất chỉ được chọn khi được yêu cầu đáp ứng một trường hợp thiết kế hệ thống và chất lượng dịch vụ cụ thể. Ví dụ, một dịch vụ yêu cầu tỉ lệ lỗi khối phải nhỏ hơn hoặc bằng 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, 390 và 170.



Hình 4 Khảo sát tỉ lệ lỗi khối trong ba trường hợp tổng quát $N<M$, $N>M$ *và* $N=M$.

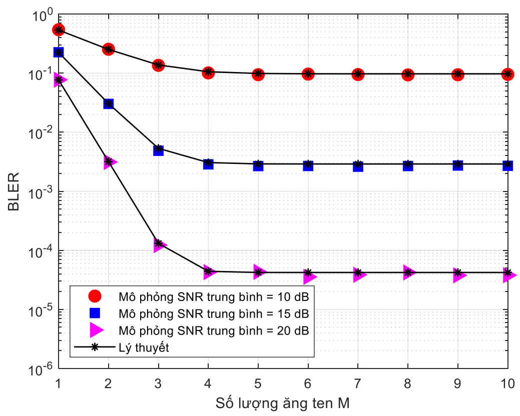
Tiếp theo, trong Hình 4, chúng tôi khảo sát tỉ lệ lỗi khối toàn trình sử dụng kỹ thuật FDF so sánh với tỉ lệ lỗi khối từng chặng trong ba trường hợp tổng quát là $N<M$, $N>M$ và $N=M$. Cụ thể, chúng tôi chọn $N=1$ và $M=2$ cho trường hợp $N<M$, $N=5$ và $M=3$ cho trường hợp $N>M$ và $N=M=6$ cho trường hợp $N=M$. Quan sát Hình 4, chúng ta có thể thấy: đối với trường hợp $N<M$ thì tỉ lệ lỗi khối toàn trình sẽ gần bằng với tỉ lệ lỗi khối của chặng 1. Đối với trường hợp $N>M$ và $N=M$ thì tỉ lệ lỗi khối toàn trình sẽ gần bằng với tổng tỉ lệ lỗi khối của cả hai chặng.

Chúng tôi có thể kết luận rằng, trong chuyển tiếp hai chặng truyền thông sử dụng gói tin ngắn, nếu số lượng nút chuyển tiếp N ít hơn số lượng anten tại máy thu M thì chúng ta chỉ quan tâm đến hiệu năng hệ thống của chặng truyền đến N nút chuyển tiếp thôi. Đóng góp này có thể cung cấp ý tưởng để giải quyết các vấn đề về giảm tải việc tính toán trong nghiên cứu hoặc trong một số trường hợp chúng ta thậm chí không tìm được biểu thức dạng đóng cho tỉ lệ lỗi khối của chặng truyền đến M anten vì độ phức tạp của các kỹ thuật xử lý tín hiệu. Trường hợp ngược lại thì hiệu năng toàn hệ thống sẽ phụ thuộc vào cả hai chặng, cụ thể là $N>M$ và $N=M$. Do đó, ảnh hưởng của hai thông số N và M này lên hiệu năng hệ thống rất quan trọng. Việc lựa chọn ra số lượng nút chuyển tiếp và số lượng anten thu sao cho số lượng trang thiết bị là ít nhất mà hiệu năng hệ thống phải đạt tốt nhất là một tiêu chí thiết kế luôn được mong đợi. Chúng tôi sẽ khảo sát sự ảnh hưởng của hai thông số thiết kế này lên hiệu năng hệ thống trong Hình 6 và Hình 5.



Hình 5 Khảo sát BLER là hàm theo số lượng nút chuyển tiếp N với giả sử $M=2$.

Hình 5 khảo sát tỉ lệ lỗi khối toàn trình là hàm theo số lượng nút chuyển tiếp. Ở đây, chúng tôi cố định giá trị của $M=2$, trục hoành là trục được khảo sát với các giá trị của N từ 1 đến 10 và hệ thống sử dụng kỹ thuật FDF. Rõ ràng, với giá trị của N nhỏ hơn 4 thì hiệu năng hệ thống được cải thiện đáng kể. Tuy nhiên, kể từ giá trị $N=4$ trở đi, hiệu năng hệ thống không được cải thiện thêm. Nếu chọn $N>4$ thì chúng ta sẽ vừa tốn thêm kinh phí lắp đặt mà hiệu năng hệ thống vẫn không cải thiện thêm được, đây là sự lãng phí và là điều chúng ta không mong muốn. Do đó, $N=4$ sẽ được chọn làm thông số thiết kế tối ưu cho số lượng nút chuyển tiếp.



Hình 6 Khảo sát BLER là hàm theo số lượng anten thu M với giả sử $N=4$.

Trong Hình 6, chúng tôi khảo sát tỉ lệ lỗi khối toàn trình là hàm theo số lượng anten tại máy thu và hệ thống sử dụng kỹ thuật FDF. Để tìm ra giá trị tối ưu của M, chúng tôi cũng sẽ cố định giá trị của N. Trong Hình 6, chúng tôi sẽ sử dụng lại giá trị $N=4$ là giá trị tối ưu của số lượng nút chuyển tiếp vừa được khảo sát trong Hình 5 với các giá trị của M tăng từ 1 đến 10. Quan sát Hình 6, một cách tương tự như Hình 5, chúng ta cũng sẽ chọn được $M=4$ là giá trị số lượng anten thu tối ưu cho thiết kế hệ thống.

V. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, chúng tôi đã đánh giá hiệu năng mạng chuyển tiếp hai chặng DF với đa nút chuyển tiếp trong môi trường vô tuyến nhận thức với đa anten tại máy thu trong truyền thông sử dụng gói tin ngắn. Để tận dụng tập đa nút chuyển tiếp, chúng tôi đề xuất áp dụng kỹ thuật lựa chọn nút chuyển tiếp từng phần (PRS). Tại nút đích, chúng tôi đề xuất sử dụng kỹ thuật tỉ số kết hợp cực đại (MRC) nhằm mục đích cải thiện độ phân tập không gian hệ thống, tăng độ tin cậy và độ lợi phổ. Hiệu năng của hệ thống được xem xét ở kênh truyền fading Rayleigh thông qua tỉ lệ lỗi khối toàn trình. Mô phỏng Monte Carlo dùng để đánh giá kết quả phân tích lý thuyết và khảo sát hiệu năng của mô hình phân tích đề xuất. Đặc biệt, chúng tôi so sánh hiệu năng hệ thống trong hai trường hợp sử dụng kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp có chọn lọc (SDF) và kỹ thuật giải mã và chuyển tiếp cố định (FDF). Kết quả cho thấy, về tổng thể thì hiệu năng hệ thống khi sử dụng kỹ thuật FDF tốt hơn kỹ thuật SDF. Bên cạnh đó, kết quả phân tích cũng chỉ ra rằng $N=4$ và $M=4$ là các giá trị tối ưu của số lượng nút chuyển tiếp và số lượng anten tại máy thu cho mô hình mà chúng tôi đề xuất. Ngoài ra, chúng ta cũng thấy rằng khi tăng $\bar{\gamma}$ thì hiệu năng hệ thống càng được cải thiện, điều này đúng như chúng ta mong đợi. Tuy nhiên, chúng ta cũng không nên lạm dụng việc tăng 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 **15-HV-2020-RD_VT2.**

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Petar Popovski, Cedomir Stefanovi, Jimmy J. Nielsen, Elisabeth de Carvalho, Marko Angjelichinoski, 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.

[2] 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.

[3] G. Durisi, T. Koch, and P. Popovski, "Toward Massive, Ultrareliable, and Low-Latency Wireless Communication With Short Packets," *Proceedings of the IEEE*, vol. 104, no. 9, pp. 1711-1726, 2016.

[4] Yury Polyanskiy, H. Vincent Poor and Sergio Verdú, "Channel Coding Rate in the Finite Blocklength Regime," *IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY*, vol. 56, no. 5, MAY 2010.

[5] I. S. Gradshteyn, and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th ed. 2007.

[6] P. Zhang, et al, "Cooperative localization in 5G networks: A survey," *Ict Express* vol. 3, no. 1, pp. 27-32, 2017.

[7] X. Lai, Q. Zhang, and J. Qin, "Cooperative NOMA Short-Packet Communications in Flat Rayleigh Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019.

[8] E. Ahmed, and Hamid Gharavi, "Cooperative vehicular networking: A survey," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 996-1014, 2018.

[9] Belbase Khagendra, Chintha Tellambura, and Hai Jiang., "Coverage, Capacity, and Error Rate Analysis of Multi-Hop Millimeter-Wave Decode and Forward Relaying," *IEEE Access*, 2019.

[10] X. Wang, H. Zhang, T. Q. Duong, M. Elkashlan, and V. N. Q. Bao, "Secure Cooperative Communication with Nth Best Relay Selection," in *2014 IEEE 79th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2014, pp. 1-5.

[11] T. Nguyen, Q. Vo-Nguyen, M. Vo, and L. Mai, "Energy efficient cooperative communication techniques for Intelligent Transport System," in *The 2011 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2011)*, 2011, pp. 76-80.

[12] 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.

[13] 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.

[14] 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.

[15] 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.

[16] 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.

[17] 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.

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

[19] M. Amjad, Mubashir Husain Rehmani, and Shiwen Mao, "Wireless multimedia cognitive radio networks: A comprehensive survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials,* vol. 20, no. 2, pp. 1056-1103, 2018.

[20] F. Hu, Bing Chen, and Kun Zhu, "Full spectrum sharing in cognitive radio networks toward 5G: A survey," *IEEE Access,* vol. 6, pp. 15754-15776, 2018.

[21] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE journal on selected areas in communications,* vol. 23, no. 2, pp. 201-220, 2005.

[22] 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.

[23] 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.

[24] 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.

[25] Vo Nguyen Quoc Bao, and Hyung Yun Kong, "Diversity order analysis of dual-hop relaying with partial relay selection," *IEICE transactions on communications,* vol. 92, no. 12, pp. 3942-3946, 2009.

[26] Y. Yu, Z. Yang, Y. Wu, J. A. Hussein, W. Jia, and Z. Dong, "Outage Performance of NOMA in Cooperative Cognitive Radio Networks With SWIPT," *IEEE Access,* vol. 7, pp. 117308-117317, 2019.

[27] A. P. S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and stochastic processes,* 4th ed.

[28] E. W. Weisstein. *Chi-Squared Distribution*. Available: https://mathworld.wolfram.com/Chi-SquaredDistribution.html

[29] Wei Yang, Giuseppe Durisi, Tobias Koch, and Yury Polyanskiy, "Quasi-static multipleantenna fading channels at finite blocklength," *IEEE Transactions on Information Theory,* vol. 60, no. 7, p. 4232, 2014.

[30] Behrooz Makki, Tommy Svensson, and Michele Zorzi, "Finite Block-Length Analysis of the Incremental Redundancy HARQ," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 5, pp. 529-532, Oct. 2014.

[31] 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.

[32] Milton Abramowitz, and Irene A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions With Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, 9th ed. New York, NY, USA: Dover, 1972.

[33] F. Hildebrand, *Introduction to numerical analysis*, T M H ed. 1987.

[34] V. N. Q. Bảo, "MÔ PHỎNG HỆ THỐNG TRUYỀN THÔNG," *Nhà Xuất Bản Khoa Học và Kỹ Thuật,* p. 268, 2020.

[35] A. Goldsmith, *Wireless communications* (Copyright by Cambridge University Press). Stanford University, 2005.

PERFORMANCE ANALYSIS OF UNDERLAY COGNITIVE DUAL-HOP NETWORKS WITH PARTIAL RELAY SELECTION SCHEME AND MAXIMAL RATIO COMBINING UNDER SHORT PACKET COMMUNICATIONS

Abstract: In this paper, we proposed a system in underlay cognitive radio with dual-hop relay network under short packet communication. In this system, the partial relay selection scheme is applied to a set of multiple relay nodes and maximal ratio combining will be used for multiple antennas at the receiver. For system performance evaluation, we derive the closed-form expression for end-to-end block error rate. The Monte-Carlo simulations are conducted to verify our analytical results and to suggest the optimal value of the system parameters including the number of relays, the number of antennas and the system block length.

Keywords: block error rate, dual-hop networks, maximal ratio combining, partial relay selection, Rayleigh fading channels, short packet communications, underlay cognitive radio.

Nguyễn Duy Chinh tốt nghiệp kỹ sư chuyên ngành Kĩ thuật điện tử truyền thông tại Học viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông cơ sở tại thành phố Hồ Chí Minh vào năm 2019. Hiện nay, Nguyễn Duy Chinh đang là giảng viên tại bộ môn vô tuyến, Khoa viễn thông 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông cơ sở tại thành phố Hồ Chí Minh. Hướng nghiên cứu hiện tại đang quan tâm bao gồm: vô tuyến nhận thức, truyền thông hợp tác, thu thập năng lượng vô tuyến và truyền thông gói tin ngắn.

Email: chinhnd@ptithcm.edu.vn

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.

Email: tu.ngo@ut.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