

GIAO TIẾP GÓI TIN NGẮN THU NĂNG LƯỢNG TỪ NHIỀU VỚI CÁC LỖI PHẦN CỨNG

INTERFERENCE-ASSISTED ENERGY HARVESTING SHORT PACKET COMMUNICATIONS WITH HARDWARE IMPAIRMENTS

Đặng Mai Hùng*, Nguyễn Đức Tuấn

Trường Đại học Thông tin liên lạc
* tcu@tsqtt.edu.vn

Ngày nhận bài:

30/08/2024

Ngày chấp nhận đăng:

22/12/2024

ABSTRACT

Radio frequency energy harvesting offers a promising solution to provide low power Internet of Things (IoT) devices with convenient and perpetual energy supply. This research investigated the reliable performance of an energy-constrained transmitter communicating with a receiver over Nakagami-m channel, where the effects of transceiver hardware impairments and finite blocklength coding were jointly considered. Specifically, the communication link between the transmitter and receiver operated within the coverage of an existing wireless system, with radio frequency signal from the existing system serving as an energy signal for the transmitter while acting as an interference signal for the receiver. By utilizing the finite-blocklength information theory, we first derived average block error rate (BLER) and asymptotic average BLER in closed-form expressions, which enabled us to quantify the extent of reliability loss. Then, we analyzed effective throughput of the system and determine the optimal blocklength that maximized the effective throughput. Computer simulation analysis results confirm the outage threshold caused by hardware impairments. If this threshold is exceeded, reliable communication cannot be achieved regardless of the signal-to-noise ratio (SNR).

Keywords: Short packet communications;

Energy harvesting;

Hardware impairments;

BLER; Effective

throughput.

TÓM TẮT:

Thu năng lượng từ tần số vô tuyến mang đến một giải pháp tiềm năng để cung cấp năng lượng liên tục và tiện lợi cho các thiết bị Internet vạn vật (IoT) tiêu thụ ít năng lượng. Trong bài báo này, tác giả nghiên cứu hiệu suất tin cậy của một máy phát bị hạn chế năng lượng khi giao tiếp với một máy thu qua kênh Nakagami-m, trong đó các ảnh hưởng của lỗi phần cứng của bộ thu phát và mã hóa độ dài khối hữu hạn được xem xét đồng thời. Cụ thể, liên kết truyền thông giữa máy phát và máy thu hoạt động trong phạm vi phủ sóng của một hệ thống không dây hiện có, với tín hiệu tần số vô tuyến từ hệ thống này đóng vai trò như một tín hiệu năng lượng cho máy phát, vừa đóng vai trò như một tín hiệu nhiễu cho máy thu. Bằng cách sử dụng lý thuyết thông tin với độ dài khối hữu hạn, tác giả trước tiên đưa ra các biểu thức dạng đóng cho tỷ lệ lỗi khối trung bình (BLER) và BLER trung bình tiệm cận, cho phép tác giả

Từ khóa: Truyền thông định lượng mức độ mất mát về độ tin cậy. Sau đó, tác giả phân tích thông lượng hiệu gói tin ngắn; Thu năng quả của hệ thống và xác định độ dài khối tối ưu để tối đa hóa thông lượng hiệu quả. Lượng; Lỗi phần cứng; Kết quả phân tích mô phỏng máy tính xác nhận ngưỡng ngừng do khiếm khuyết phần Tỷ lệ lỗi khối (BLER); cứng gây ra. Nếu vượt ngưỡng này, truyền thông tin không đáng tin cậy dù SNR là Thông lượng hiệu quả. bao nhiêu.

1. Giới thiệu

Sự xuất hiện của các ứng dụng Internet xúc giác và các thiết bị IoT quan trọng đã dẫn đến việc đề xuất các giao tiếp siêu tin cậy và độ trễ thấp (URLLC) là một trong ba trường hợp sử dụng chính trong hệ thống không dây thế hệ thứ năm (5G) và các hệ thống không dây sau 5G (C. Yue, V. Miloslavskaya, M. Shirvanimoghaddam, B. Vucetic, Y. Li, 2023), (H. Ji, S. Park, J. Yeo, Y. Kim, J. Lee, B. Shim, 2018), (J. Sachs, G. Wikstrom, T. Dudda, R. Baldemair, K. Kittichokechai, 2018). Ví dụ, trong một môi trường sản xuất thông minh nơi các thiết bị IoT chịu trách nhiệm điều khiển các cánh tay robot trên dây chuyền sản xuất, giao tiếp với độ trễ thấp là rất quan trọng để đảm bảo rằng các lệnh từ hệ thống điều khiển trung tâm được thực hiện bởi các cánh tay robot trong thời gian thực. Giao tiếp siêu tin cậy là cần thiết để ngăn chặn các lỗi hoặc độ trễ có thể ảnh hưởng đến độ chính xác và hiệu quả của quá trình sản xuất. Yêu cầu về URLLC muốn nói rằng việc truyền thông tin giữa các thiết bị IoT phải được thực hiện với các gói tin ngắn, thường chỉ chứa vài trăm bit (H. Lee, Y. Ko, 2021), (Z. Xiang, W. Yang, Y. Cai, Z. Ding, Y. Song, Y. Zou, 2020). Khi các gói tin ngắn được sử dụng cho việc truyền tải, công suất Shannon cổ điển không còn phù hợp để mô tả tốc độ tối đa có thể đạt được (G. Durisi, T. Koch, P. Popovski, 2016), (J. Farhat, G. Brante, R.D. Souza, J.P. Vilela, 2021). Điều này là do công suất Shannon cổ điển giả định rằng độ dài khối tiến gần đến vô hạn. Dựa trên (Y. Polyanskiy, H.V. Poor, S. Verdú, 2010) đã nghiên cứu tốc độ truyền tối đa thông qua mã hóa độ dài khối hữu hạn khi mã hóa thông tin và chỉ ra rằng lỗi gói tin là không thể tránh khỏi trong chế độ độ dài khối hữu hạn. Sau đó, các kết quả trong tài liệu tham khảo (Y. Polyanskiy, H.V. Poor, S. Verdú, 2010) đã được áp dụng vào thiết kế các kênh nhiễu trắng Gaussian cộng

(AWGN) (J.-H. Park, D.-J. Park, 2012) và các kênh fading với đa đầu vào đa đầu ra (MIMO) (W. Yang, G. Durisi, T. Koch, Y. Polyanskiy, 2014).

Một thách thức quan trọng khác liên quan đến IoT là sự hạn chế của pin trong các nút thông minh (S. Bi, C.K. Ho, R. Zhang, 2015). Sự hạn chế này trở nên đặc biệt rõ ràng trong các tình huống mà việc thay thế hoặc sạc lại pin là không tiện lợi hoặc tốn kém đáng kể. Ví dụ, trong cơ sở hạ tầng thành phố thông minh, các thiết bị IoT được sử dụng cho các nhiệm vụ như giám sát lưu lượng giao thông hoặc điều kiện môi trường. Tần suất thay pin trên nhiều thiết bị trải rộng khắp thành phố có thể dẫn đến những thách thức lớn về mặt hậu cần và tăng chi phí bảo trì. Do đó, các kỹ thuật thu năng lượng đã thu hút được sự chú ý đáng kể như một giải pháp tiềm năng (A.A. Benbuk, N. Kouzayha, J. Costantine, Z. Dawy, 2023). Tận dụng đặc tính của tín hiệu tần số vô tuyến trong việc cung cấp cả thông tin và năng lượng, các hệ thống SWIPT (truyền tải thông tin và năng lượng không dây đồng thời) có thể đạt được thông qua các giao thức chuyển đổi thời gian, chia công suất, chuyển đổi ăng-ten, và chuyển đổi không gian. Đối với các hệ thống SWIPT, các biểu thức dạng đóng cho hiệu suất ngắt kết nối đã được nghiên cứu và đưa ra cách tiếp cận đơn giản để giảm thiểu hiệu suất ngắt kết nối bằng tỷ lệ chia công suất tối ưu. Xem xét giao thức chuyển đổi thời gian, các tác giả đã đặc trưng hóa thông lượng của một hệ thống truy cập đa người dùng không trực giao (NOMA) dưới các chế độ năng lượng pin tĩnh và năng lượng pin động.

Chiến lược thực hiện được đề xuất trong nghiên cứu này có tiềm năng cung cấp các giải pháp hấp dẫn và thân thiện với môi trường cho nhiều ứng dụng cảm biến khác nhau. Nó đặc biệt có ý nghĩa trong bối cảnh tài nguyên phổ ngày càng khan hiếm. Hơn nữa, việc truyền tải

từ máy phát bị hạn chế năng lượng sẽ gây ra nhiễu rất hạn chế cho các hệ thống không dây hiện có do công suất truyền thấp và thời gian truyền ngắn. Những đóng góp chính của bài báo này bao gồm:

- Xem xét các lỗi phân cứng, tác giả đặc trưng hóa một hệ thống giao tiếp gói tin ngắn thu năng lượng từ nhiễu qua kênh Nakagami- m , và sau đó đưa ra các biểu thức dạng đóng và tiệm cận cho tỷ lệ lỗi khối trung bình (BLER).

- Tác giả trình bày biểu thức dạng đóng mới cho thông lượng hiệu quả để đo lường hiệu quả của các giao tiếp gói tin ngắn, và sau đó xác định độ dài khối tối ưu để tối đa hóa thông lượng hiệu quả.

- Các mô phỏng trên máy tính xác nhận tính chính xác của kết quả phân tích của tác giả, cho thấy có tồn tại một ngưỡng ngắt kết nối chỉ do lỗi phân cứng gây ra. Hơn nữa, bất kể tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) truyền đi là bao nhiêu, nếu tốc độ truyền vượt quá ngưỡng ngắt kết nối được xác định bởi mức độ lỗi phân cứng, việc giao tiếp tin cậy của hệ thống đang xét không thể đạt được.

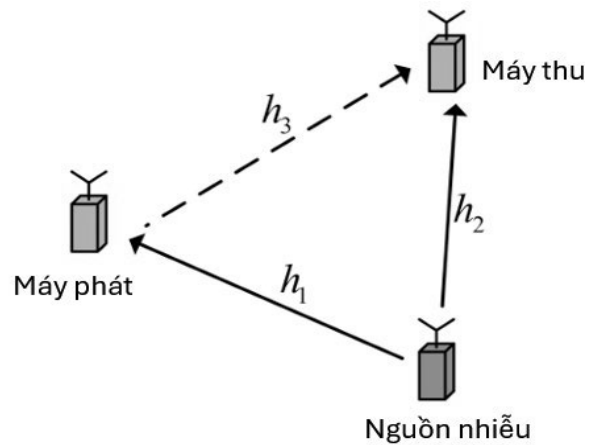
Bố cục phần còn lại của bài báo như sau: Phần 2 mô tả tổng quan về mạng truyền thông đang được xem xét. Phần 3 trình bày sự dẫn xuất của các biểu thức dạng đóng cho BLER trung bình, BLER trung bình tiệm cận và thông lượng hiệu quả, cùng với việc xây dựng bài toán nhằm tối đa hóa thông lượng hiệu quả. Phần 4 đưa ra các kết quả số và thảo luận, phần 5 cung cấp các nhận xét kết luận.

2. Mô hình hệ thống

Tác giả xem xét một hệ thống truyền thông gói tin ngắn thu năng lượng từ nhiễu như trong **Hình 1**, trong đó một máy phát bị hạn chế năng lượng cố gắng truyền dữ liệu đến một máy thu mong muốn trong phạm vi phủ sóng của một hệ thống không dây hiện có. Tại đây, hệ thống không dây hiện có được đại diện như một nguồn nhiễu, với tín hiệu tần số vô tuyến từ nguồn nhiễu đóng vai trò là tín hiệu năng lượng cho máy phát trong khi đóng vai trò là tín hiệu nhiễu cho máy thu. Kịch bản này đặc biệt phù hợp với

các hệ thống IoT, trong đó cả máy phát và máy thu đều hoạt động như các cảm biến được triển khai trong phạm vi phủ sóng của hệ thống di động, phát sóng truyền hình hoặc wifi. Tác giả cũng giả định rằng liên kết năng lượng từ nguồn nhiễu đến máy phát, liên kết giao tiếp từ máy phát đến máy thu và liên kết nhiễu từ nguồn nhiễu đến máy thu được mô hình hóa như các kênh Nakagami- m tĩnh độc lập. Hơn nữa, nguồn nhiễu, máy phát và máy thu đều có một ăng-ten duy nhất. Tác giả giả định rằng máy phát sử dụng chiến lược thu năng lượng rồi truyền tải để thực hiện giao tiếp gói tin ngắn.

Hình 1. Hệ thống truyền thông gói tin ngắn với thu năng lượng hỗ trợ bởi nhiễu.



Chiến lược này chia mỗi lần truyền gói tin ngắn, bao gồm L lần sử dụng kênh, thành hai giai đoạn: một giai đoạn thu năng lượng với L_e lần sử dụng kênh, và một giai đoạn truyền dữ liệu với $L_d = L - L_e$ lần sử dụng kênh (P. Raut, P.K. Sharma, T.A. Tsiftsis, Y. Zou, 2020). Đối với chiến lược thu năng lượng rồi truyền tải, năng lượng thu được tại máy phát có thể được biểu diễn như sau:

$$E_h = \eta L_e T_s P |h_1|^2 \quad (1)$$

trong đó $0 < \eta < 1$ là hiệu suất chuyển đổi năng lượng, T_s là thời gian của một lần sử dụng kênh, P là công suất truyền của nguồn nhiễu, và h_1 là hệ số kênh giữa nguồn nhiễu và máy phát với tham số mức độ fading m_1 và công suất

fading trung bình Ω_1 . Tác giả giả định rằng công suất tiêu thụ bởi mạch thu/phát tại máy phát được bỏ qua trong nghiên cứu này vì công suất sử dụng cho việc truyền tải thông tin là yếu tố chính trong việc tiêu thụ năng lượng. Do đó, công suất truyền tại máy phát được cho bởi:

$$P_t = \frac{\eta L_e P |h_1|^2}{L_d}$$

Khi máy phát truyền thông tin được chuẩn hóa x , tín hiệu nhận được tại máy thu được cho bởi:

$$y_r = \sqrt{P_t} h_3 (x + \tau_u) + \sqrt{P} h_2 (z + \tau_u) + \tau_u + n_r \quad (3)$$

trong đó z là tín hiệu nhiễu chuẩn hóa từ nguồn nhiễu, h_2 là hệ số kênh giữa nguồn nhiễu và máy thu với tham số mức độ fading

m_2 và công suất fading trung bình Ω_2 , h_3 là hệ số kênh giữa máy phát và máy thu với tham số mức độ fading m_3 và công suất

fading trung bình Ω_3 , $\tau_u \sim \mathcal{CN}(0, k_1^2)$ và $\tau_u \sim \mathcal{CN}(0, k_1^2)$ lần lượt là các nhiễu biến dạng do lỗi phân cứng tại máy phát và nguồn nhiễu,

$\tau_{rr} \sim \mathcal{CN}(0, k_2^2 (P_t |h_3|^2 + P |h_2|^2))$ là nhiễu biến dạng do lỗi phân cứng tại máy thu, và n_R là nhiễu Gaussian trắng cộng tính (AWGN) tại máy thu với trung bình bằng 0 và phương sai σ^2 . Lưu ý rằng k_1 và k_2 lần lượt đại diện cho mức độ lỗi phân cứng tại máy phát và máy thu.

Dựa vào (G. Durisi, T. Koch, P. Popovski, 2016), tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) nhận được tại máy thu được tính như sau:

$$\gamma = \frac{\eta L_e \lambda |h_1|^2 |h_3|^2}{\eta L_e \lambda |h_1|^2 |h_3|^2 (k_1^2 + k_2^2) + \lambda L_d |h_2|^2 (1 + k_1^2 + k_2^2) + L_d} \quad (4)$$

trong đó $\lambda = \frac{P}{\sigma^2}$ biểu thị tỉ số SNR truyền đi.

Xét đến truyền thông gói tin ngắn giữa máy phát và máy thu, tốc độ tối đa có thể đạt được với độ dài khối $L_d > 100$ có thể được tính xấp xỉ một cách chính xác như (Y. Polyanskiy, H.V.

$$R = C(\gamma) - \sqrt{\frac{V(\gamma)}{L_d} \frac{Q^{-1}(\varepsilon)}{\ln 2}}, \quad (5)$$

Poor, S. Verdu, (2010).

trong đó ε là tỷ lệ lỗi khối tức thời (BLER), $C(\gamma) = \log_2(1 + \gamma)$ là dung lượng Shannon, $V(\gamma) = 1 - (1 + \gamma)^{-2}$ và $Q^{-1}(x)$ là hàm ngược

của hàm Gaussian $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$. Chúng

tôi giả định rằng máy phát và máy thu trao đổi N bits thông tin trong giai đoạn truyền dữ liệu, do đó tốc độ truyền có thể đạt được được

biểu diễn là $R = \frac{N}{L_d}$.

Từ (5), BLER tức thời của hệ thống giao

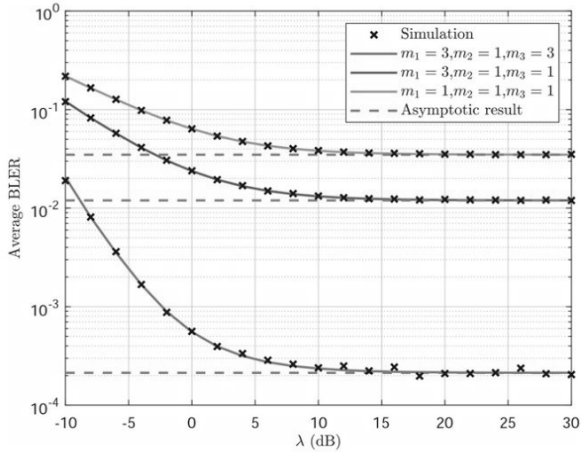
$$\varepsilon = Q\left(\ln 2 \frac{\log_2(1 + \gamma) - R}{\sqrt{V(\gamma)/L_d}}\right). \quad (6)$$

tiếp gói tin ngắn thu năng lượng từ nhiễu có thể được viết lại như sau:

3. Phân tích hệ thống

Trong phần này, tác giả nghiên cứu BLER trung bình và BLER tiệm cận trung bình của hệ thống truyền thông gói ngắn hỗ trợ thu hoạch năng lượng với sự trợ giúp của nhiễu, nhằm định lượng mức độ mất mát về độ tin cậy. Sau đó, thông lượng hiệu dụng của truyền thông gói ngắn, và độ dài khối tối ưu được xác định nhằm tối đa hóa thông lượng hiệu dụng.

Hình 2. BLER trung bình so với SNR phát λ với $N = 400$, $L_d = 200$, $L_e = 150$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 0.05$, $\eta = 0.5$, $\Omega_1 = 10$ (dB), $\Omega_2 = 0$ (dB), và $\Omega_3 = 20$ (dB).



3.1 Phần cơ sở

Từ phương trình (4), hàm phân phối tích lũy (CDF) của tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu (γ) có thể được biểu diễn như sau:

$$F_\gamma(x) = \begin{cases} F_\gamma^1(x), & x < \frac{1}{k_1^2 + k_2^2}, \\ 1, & x \geq \frac{1}{k_1^2 + k_2^2}, \end{cases} \quad (7)$$

trong đó $F_\gamma^1(x)$ có thể được biểu diễn như sau:

$$F_\gamma^1(x) \approx 1 - \sum_{i=0}^{m_1-1} \sum_{j=0}^{m_2-1} \left(\binom{m_2-1}{j} \right) \left(\frac{m_1 m_3 \Omega_1 \Omega_3}{m_2 \Omega_2} \right)^{\frac{m_3+i}{2}} \\ \times (-c_2)^{m_2-1-j} e^{\frac{m_2 c_2}{\Omega_2 c_1}} \cdot \frac{1}{i! \cdot c_1^{m_2-1} \cdot \Gamma(m_3) \Gamma(m_2)} \\ \times \Gamma(m_3 + j + 1) \Gamma(i + j + 1) \Omega_1 \Omega_3 \\ \times W \left(-\frac{m_3 + i + 2j + 1}{2}, m_3 - i \right)^{(2m_1 m_3 c_1 \Omega_2 m_2 \Omega_1 \Omega_3)} \\ \times 4^{m_1 m_3} e^{\frac{m_1 m_3 c_1 \Omega_2}{2 m_2 \Omega_1 \Omega_3}} \cdot \left(\frac{m_2}{\Omega_2 c_1} \right)^{\frac{m_3+i+2j+1}{2}} \\ - \sum_{l=1}^L \frac{\pi c_2^2}{2L} \sqrt{1 - \zeta_l^2} \Theta \left(\frac{c_2^2 (1 + \zeta_l^2)}{2} \right). \quad (8)$$

Với $\zeta_l = \cos \left(\frac{2l-1}{2L} \pi \right)$, $\Theta(z) = z^{\frac{m_3+i+2j}{2}} e^{-\frac{m_2 z}{\Omega_2 c_1}}$

$K_{m_3-i} \left(2 \sqrt{\frac{m_1 m_3 z}{\Omega_1 \Omega_3}} \right)$, L là một tham số cho sự đánh đổi giữa độ phức tạp và độ chính xác, $\Gamma(\cdot)$ là hàm gamma, và $W_{a,b}(\cdot)$ là hàm Whittaker, $K_\nu(\cdot)$ là hàm Bessel sửa đổi bậc ν của loại thứ hai. Ngoài ra, c_1 và c_2 được định nghĩa trong Phụ lục A.

3.2 BLER trung bình

Từ phương trình (6), BLER trung bình $\bar{\varepsilon}$ có thể được biểu diễn như sau:

$$\bar{\varepsilon} = \int_0^\infty Q \left(\ln 2 \frac{\log_2(1+\gamma) - R}{\sqrt{V(\gamma)/L_d}} \right) f_\gamma(x) dx, \quad (9)$$

trong đó $f_\gamma(x)$ là hàm mật độ xác suất (PDF) của γ . Để đưa ra biểu thức dạng đóng của BLER trung bình, tác giả sử dụng xấp xỉ tuyến tính của hàm Q , được biểu diễn như sau:

$$g(\gamma) = \begin{cases} 1, & \gamma \leq A, \\ \frac{1}{2} - g \sqrt{L_d} (\gamma - h), & A < \gamma < B, \\ 0, & \gamma \geq B, \end{cases} \quad (10)$$

trong đó $g = \frac{1}{\sqrt{2\pi(2^{2R}-1)}}$, $h = 2^R - 1$, $A = h - \frac{1}{2g\sqrt{L_d}}$,

và $B = h + \frac{1}{2g\sqrt{L_d}}$, thay thế (10) vào (9), BLER

trung bình có thể được viết lại như sau:

$$\bar{\varepsilon} = \int_0^\infty g(\gamma) f_\gamma(x) dx. \quad (11)$$

Do phạm vi của γ nằm trong khoảng từ 0

đến $\frac{1}{k_1^2 + k_2^2}$, chúng ta cần xem xét ba trường hợp khác nhau để thu được biểu thức dạng đóng cho $\bar{\varepsilon}$

Trường hợp 1: Khi $\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} \leq A$, dựa vào (10) và (11), chúng ta có:

$$\bar{\varepsilon} = \int_0^{\frac{1}{k_1^2 + k_2^2}} f_\gamma(x) dx = 1. \quad (12)$$

Trường hợp 2: Khi $A < \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} < B$, BLER trung bình $\bar{\varepsilon}$ có thể được biểu diễn như sau:

$$\bar{\varepsilon} = \int_0^A f_\gamma(x) dx + \int_A^{\frac{1}{k_1^2 + k_2^2}} \left(\frac{1}{2} - g\sqrt{L_d}(x-h) \right) f_\gamma(x) dx$$

$$\stackrel{(a)}{=} \frac{1}{2} - g\sqrt{L_d} \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} - h \right) + g\sqrt{L_d} \int_A^{\frac{1}{k_1^2 + k_2^2}} F_\gamma^1(x) dx$$

$$\stackrel{(b)}{\approx} \frac{1}{2} - g\sqrt{L_d} \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} - h \right) + \frac{g\pi\sqrt{L_d}}{2T}$$

$$x \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} - A \right) \sum_{t=1}^T \sqrt{1 - \zeta_t^2} F_\gamma(\tilde{x}_t) \quad (13)$$

Trong đó, (a) tính bằng phương pháp tích phân từng phần, (b) được tính bằng phương pháp cầu phương Gaussian Chebyshev,

$$\zeta_t = \cos\left(\frac{2t-1}{2T}\pi\right), \quad \tilde{x}_t = \frac{\zeta_t}{2} \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} - A \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} + A \right),$$

và T là tham số đại diện cho sự đánh đổi giữa độ phức tạp và độ chính xác.

Trường hợp 3: Khi $\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} \geq B$, chúng ta có:

$$\bar{\varepsilon} = g\sqrt{L_d} \int_A^B F_\gamma(x) dx \approx \frac{\pi}{2T} \sum_{t=1}^T \sqrt{1 - \zeta_t^2} F_\gamma^1(\tilde{x}_t) \quad (14)$$

$$\text{trong đó } \tilde{x}_t = \frac{\zeta_t(B-A)}{2} + \frac{B+A}{2}.$$

Dựa theo (12), (13), và (14), biểu thức dạng đóng của $\bar{\varepsilon}$ được suy ra là:

$$\bar{\varepsilon} \approx \begin{cases} 1, & \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} \leq A \\ \frac{1}{2} - g\sqrt{L_d} \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} - h \right) + \frac{g\pi\sqrt{L_d}}{2T} \left(\frac{1}{k_1^2 + k_2^2} - A \right) x \sum_{t=1}^T \sqrt{1 - \zeta_t^2} F_\gamma^1(\hat{x}_t), & A < \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} < B \\ \frac{\pi}{2T} \sum_{t=1}^T \sqrt{1 - \zeta_t^2} F_\gamma^1(\tilde{x}_t), & \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} \geq B \end{cases} \quad (15)$$

Chú thích 1:

Biểu thức dạng đóng của (15) có thể được sử dụng để định lượng tác động của khiếm khuyết phần cứng đối với hiệu suất truyền tải đáng tin cậy của hệ thống đang được xem xét. Lưu ý rằng khiếm khuyết phần cứng đặt ra một giới hạn không mong muốn lên $\bar{\varepsilon}$, điều này ngăn cản quá trình truyền thông tin từ máy

phát tới máy thu khi $k_1^2 + k_2^2$ vượt quá một giá trị nhất định, tức là $k_1^2 + k_2^2 \geq \frac{1}{A}$. Hơn nữa, tác

giả nhận thấy rằng A chỉ được xác định bởi tốc độ truyền tải và là một hàm số tăng theo tốc độ truyền tải. Do đó, tác giả làm rõ rằng ở một mức độ khiếm khuyết phần cứng cụ thể, tồn tại một ngưỡng ngắt kết nối hoàn toàn do khiếm khuyết phần cứng gây ra. Ngoài ra, nếu tốc độ truyền tải vượt quá ngưỡng ngắt kết nối này, thì việc liên lạc đáng tin cậy không thể đạt được dù SNR có là bao nhiêu đi nữa. Thêm vào đó, BLER của hệ thống truyền thông gói tin ngắn sử dụng năng lượng hỗ trợ từ nhiều sẽ giảm khi γ tăng. Vì vậy, BLER thấp hơn có thể đạt được khi L_e và η tăng.

3.3 BLER trung bình tiệm cận

Phân tích tiệm cận được thực hiện trong trường hợp SNR cao, tức là $\lambda \rightarrow \infty$, và biểu thức tiệm cận cho $F_\gamma(x)$ được rút ra như sau:

$$F_\gamma^\infty(x) = \begin{cases} F_\gamma^{1,\infty}(x), & x < \frac{1}{k_1^2 + k_2^2}, \\ 1, & x \geq \frac{1}{k_1^2 + k_2^2}, \end{cases} \quad (16)$$

trong đó $F_\gamma^{1,\infty}$ được cho bởi:

$$F_\gamma^{1,\infty}(x) = 1 - \sum_{i=0}^{m_1-1} \binom{m_1}{\Omega_1}^i \left(\frac{m_1 \Omega_3}{m_3 \Omega_1} \right)^{\frac{m_3-i}{2}} \frac{\Gamma(m_2+i)}{i! \Gamma(m_2)} \\ \times m_3 \Omega_3^{m_3} m_2 \Omega_2^{m_2} x^{L_d(1+k_1^2+k_2^2)} \left(\frac{1}{x(k_1^2+k_2^2)\eta L_e} \right)^{\frac{m_3+i}{2}} \\ \times \Gamma(m_2+m_3) \beta \Gamma(m_3) e^{\beta^2 \frac{\Omega_2^2}{2m_2\Omega_2\mu}} \\ \times W_{\mu, m_3-i} \left(\frac{2\beta^2 \Omega_2}{m_2} \right) \quad (17)$$

$$\text{Với } \beta = \sqrt{\frac{xm_1m_3L_d(1+k_1^2+k_2^2)}{(1-x(k_1^2+k_2^2))\eta L_e\Omega_1\Omega_3}}, \quad \text{và} \\ \mu = \frac{1-m_3-i-2m_2}{2}. \text{ Do đó, biểu thức tiệm cận}$$

cho $\bar{\varepsilon}$ có thể được xấp xỉ như sau:

$$\bar{\varepsilon}^\infty \approx \begin{cases} 1, \\ \frac{1}{2} - g\sqrt{L_d} \left(\frac{1}{k_1^2+k_2^2} - h \right) + \frac{g\pi\sqrt{L_d}}{2T} \left(\frac{1}{k_1^2+k_2^2} - A \right) \times \sum_{t=1}^T \sqrt{1-\zeta_t^2} F_\gamma^{1,\infty}(\hat{x}_t) \\ \frac{\pi}{2T} \sum_{t=1}^T \sqrt{1-\zeta_t^2} F_\gamma^{1,\infty}(\tilde{x}_t) \end{cases} \quad (18)$$

Chú thích 2: Dựa vào phương trình (18), rõ ràng rằng BLER trung bình trong hệ thống truyền thông gói tin ngắn thu năng lượng hỗ trợ bởi nhiễu không có xu hướng về 0, ngay cả khi công suất phát tăng lên vô hạn. Hiện tượng này xảy ra do các khiếm khuyết phân cứng và tín hiệu nhiễu trở thành các yếu tố giới hạn cho việc cải thiện hiệu suất hệ thống trong trường hợp SNR cao. Hơn nữa, phân tích tiệm cận cung cấp một phương pháp linh hoạt để đánh giá và thiết kế hiệu suất của hệ thống truyền thông gói tin ngắn thu năng lượng hỗ trợ bởi nhiễu.

3.4 Thông lượng hiệu dụng

Thông lượng hiệu dụng, tức là số lượng bit được truyền thành công trên mỗi lần sử dụng kênh, được đánh giá theo công thức:

$$\tau = \frac{N}{L_d}(1 - \bar{\varepsilon}). \quad (19)$$

Từ (19), có thể thấy rằng khi giá trị L_d tăng lên thì tỷ lệ $\frac{N}{L_d}$ giảm, dẫn đến giảm thông lượng hiệu dụng. Ngược lại, giá trị L_d lớn hơn tăng cường độ tin cậy, dẫn đến tăng thông lượng hiệu dụng. Vì vậy, tác giả nhằm xác định giá trị tối ưu của L_d để tối đa hóa thông lượng hiệu dụng. Về mặt toán học, vấn đề này có thể được trình bày như sau:

$$\max_{L_d \in \square^+} \tau, \quad (20)$$

$$s.t. \quad L_d \leq L, \quad (21)$$

trong đó, \square^+ là tập hợp các số nguyên không âm, L là giới hạn độ trễ truyền tải của hệ thống được xem xét.

Tiếp theo, chúng ta sẽ xác định rằng τ là một hàm quasi-concave của L_d . Để đạt được điều này, trước tiên chúng ta lấy đạo hàm bậc hai của ε theo L_d được cho bởi:

$$\frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial L_d^2} = \frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial \varphi^2} \left(\frac{\partial \varphi}{\partial L_d} \right)^2 + \frac{\partial \varepsilon}{\partial \varphi} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial L_d^2}, \quad (22)$$

trong đó, $\varphi = \ln 2 \frac{\log_2(1 + \gamma) - \frac{N}{L_d}}{\sqrt{V(\gamma) / L_d}}$. Để đảm

$$\begin{aligned} \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} &\leq A \\ A &< \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} < B \\ \frac{1}{k_1^2 + k_2^2} &\geq B \end{aligned}$$

bảo độ tin cậy của việc truyền dữ liệu, thông thường người ta đặt giá trị của ε ở mức rất nhỏ, thường dưới 0,5 [39]. Do đó, chúng ta có

$$\varphi = Q^{-1}(\varepsilon) > 0, \quad \frac{\partial \varepsilon}{\partial \varphi} = -\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\varphi^2}{2}} < 0, \quad \text{và}$$

$$\frac{\partial^2 \varepsilon}{\partial \varphi^2} = \frac{\varphi}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\varphi^2}{2}} > 0. \quad \text{Sau đó, chúng ta cần}$$

kiểm tra dấu của $\frac{\partial^2 \varphi}{\partial L_d^2}$. Để thuận tiện cho việc phân tích, tác giả đưa ra các xấp xỉ $V(\gamma) \approx 1$ và $\log_2(1 + \gamma) \approx \log_2 \gamma$, điều này rất chính xác trong chế độ SNR cao. Khi đó, φ có thể được xấp xỉ như $\varphi \approx \sqrt{L_d} \left(\ln \gamma - \frac{N \ln 2}{L_d} \right)$. Bằng cách

lấy đạo hàm bậc hai của φ theo L_d , chúng ta có:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial L_d^2} = - \left(\frac{\ln \gamma}{4\sqrt{L_d^3}} + \frac{a_2 a_3}{\sqrt{L_d} (L_d a_2 + a_3)^2} + \frac{3N \ln 2}{4\sqrt{L_d^5}} \right) \quad (23)$$

trong đó, $a_2 = P|h_2|^2(1 + k_1^2 + k_2^2) + \sigma^2$ và

$a_3 = \eta L_e P |h_1|^2 |h_3|^2 (k_1^2 + k_2^2)$. Từ phương trình

(23), rõ ràng rằng $\frac{\partial^2 \varphi}{\partial L_d^2} < 0$. Do đó, có thể kết

luận rằng ε là một hàm lồi của L_d . Sử dụng quy tắc tích phân Leibniz, suy ra rằng $\bar{\varepsilon}$ cũng là một hàm lồi của L_d . Kết quả là, τ là một hàm quasi-concave của L_d . Dựa trên những thảo luận trên, rõ ràng rằng giá trị tối ưu của L_d để tối đa hóa thông lượng hiệu dụng là:

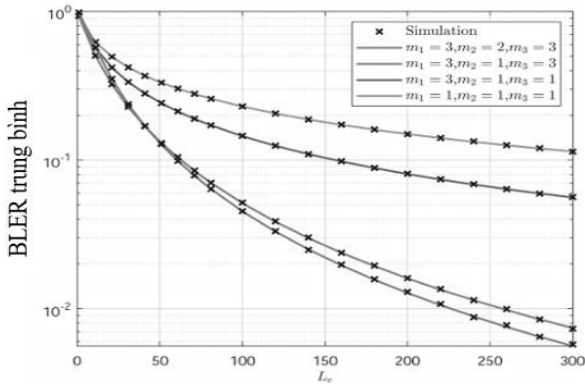
$$L_d^* = \begin{cases} L, & L \leq \lfloor L_d \rfloor, \\ \arg \max_{L_d \in \{\lceil L_d \rceil, \lfloor L_d \rfloor\}} \tau & L \geq \lceil L_d \rceil, \end{cases} \quad (24)$$

4. Kết quả mô phỏng và thảo luận

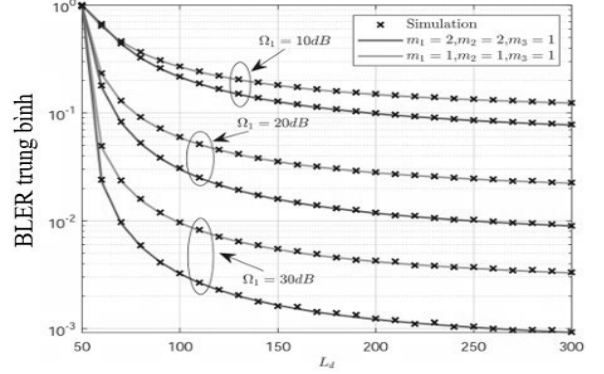
Trong phần này, tác giả trình bày các kết quả số học của BLER trung bình và hiệu suất thông lượng hiệu dụng cho hệ thống truyền thông gói ngắn thu hoạch năng lượng hỗ trợ bởi nhiễu. BLER trung bình và thông lượng hiệu dụng được tính toán cho các giá trị khác nhau của SNR truyền, các tham số fading, độ dài thu hoạch năng lượng và độ dài khối. Trong tất cả các trường hợp, các tham số cho sự đánh đổi giữa độ phức tạp và độ chính xác được thiết lập với giá trị $T = 50$ và $L = 5000$.

Hình 2 vẽ đồ thị BLER trung bình so với SNR truyền λ cho các giá trị khác nhau của các tham số fading. Rõ ràng rằng dữ liệu mô phỏng Monte Carlo khớp chặt chẽ với các đường cong phân tích, cho thấy độ chính xác của phân tích của tác giả.

Hình 3. Đồ thị biểu diễn BLER trung bình theo chiều dài thu thập năng lượng L_e với $\lambda = 20$ dB, $N = 400$, $L_d = 200$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 0.05$, $\eta = 0.5$, $\Omega_1 = 10$ (dB), $\Omega_2 = 0$ (dB) và $\Omega_3 = 10$ (dB).



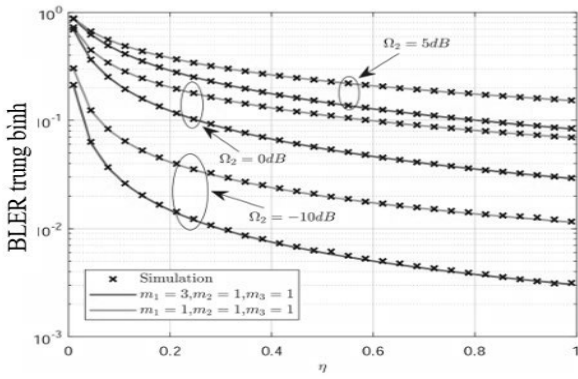
Hình 4. Đồ thị biểu diễn BLER trung bình theo chiều dài khối L_d với $\lambda = 20$ dB, $N = 400$, $L_e = 200$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 0.05$, $\eta = 0.5$, $\Omega_2 = 0$ (dB), và $\Omega_3 = 10$ (dB).



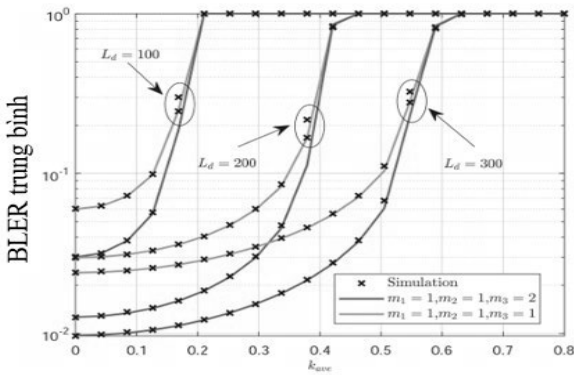
Hơn nữa, tác giả quan sát thấy rằng BLER trung bình giảm khi SNR truyền tăng, cuối cùng đạt đến một giới hạn. Hiện tượng này xảy ra khi BLER trung bình đạt đến điểm tắc nghẽn trong các chế độ SNR cao do ảnh hưởng kết hợp của nhiễu từ các bộ nhiễu và các lỗi phân cứng.

Hình 3 trình bày BLER trung bình so với độ dài thu hoạch năng lượng L_e cho các giá trị khác nhau của các tham số fading. Trước hết, tác giả quan sát thấy rằng BLER trung bình là một hàm giảm theo L_e . Điều này xảy ra vì công suất đầu ra của bộ phát tăng cùng với L_e , dẫn đến sự gia tăng SNR nhận được tại bộ thu. Hơn nữa, các tham số fading tốt hơn có thể giảm đáng kể BLER trung bình. Ví dụ, khi nhắm đến một BLER trung bình cụ thể, độ dài thu hoạch năng lượng sẽ ngắn hơn với các tham số fading $m_1 = 3$, $m_2 = 2$ và $m_3 = 3$ so với các tham số fading $m_1 = m_2 = m_3 = 1$.

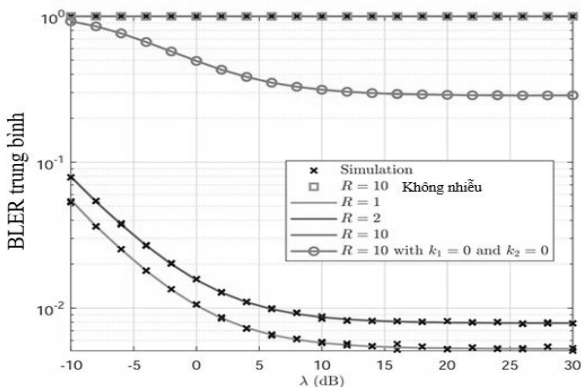
Hình 5. Đồ thị biểu diễn BLER trung bình theo hiệu suất chuyển đổi năng lượng η với $\lambda = 30$ dB, $N = 200$, $L_e = 100$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 0.05$, $\eta = 0.5$, $\Omega_1 = 10$ dB, và $\Omega_3 = 10$ dB.



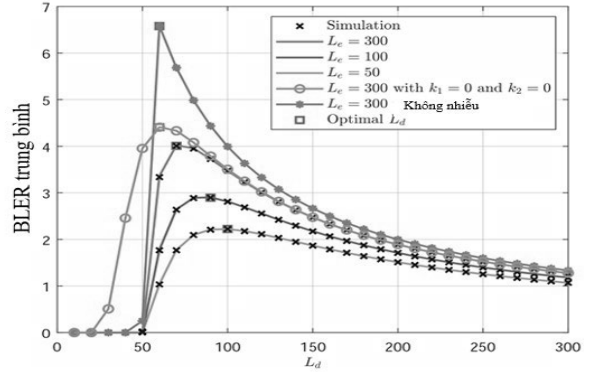
Hình 6. Đồ thị biểu diễn BLER trung bình theo mức độ suy hao phần cứng k_{ave} với $\lambda = 30$ dB, $N = 400$, $L_e = 100$, $k_1 = k_{ave}$, $k_2 = k_{ave}$, $\eta = 0.9$, $\Omega_1 = 20$ dB, $\Omega_2 = 0$ dB và $\Omega_3 = 10$ dB



Hình 7. BLER trung bình so với SNR phát λ với $N = 200$, $L_e = 150$, $m_1 = 1$, $m_2 = 1$, $m_3 = 2$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 0.05$, $\eta = 0.5$, $\Omega_1 = 10$ dB, $\Omega_2 = 0$ dB, và $\Omega_3 = 20$ dB.



Hình 8. Thông lượng hiệu quả so với độ dài khối L_d với $\lambda = 20$ dB, $N = 400$, $m_1 = 3$, $m_2 = 1$, $m_3 = 1$, $k_1 = 0.05$, $k_2 = 0.05$, $\eta = 0.5$, $\Omega_1 = 10$ dB, $\Omega_2 = 0$ dB, và $\Omega_3 = 10$ dB.



Hình 4 hiển thị BLER trung bình so với độ dài khối L_d cho các giá trị khác nhau của Ω_1 . Có thể thấy rõ rằng BLER trung bình giảm khi giá trị L_d tăng. Điều này là do với một lượng thông tin truyền cố định, việc tăng giá trị L_d dẫn đến tốc độ truyền thấp hơn nhưng độ tin cậy của hệ thống cao hơn. Tuy nhiên, khi giá trị L_d tăng, độ trễ truyền của hệ thống cũng tăng theo. Do đó, có một sự đánh đổi giữa độ trễ truyền và độ tin cậy trong hệ thống truyền thông gói ngắn thu hoạch năng lượng hỗ trợ bởi nhiễu. Hơn nữa, việc tăng Ω_1 từ 10 dB lên 30 dB cải thiện hiệu suất BLER trung bình. Điều này xảy ra vì công suất phát của bộ phát tăng khi Ω_1 tăng.

Hình 5 mô tả BLER trung bình so với hiệu suất chuyển đổi năng lượng η cho các giá trị khác nhau của Ω_2 . Rõ ràng rằng việc tăng hiệu suất chuyển đổi năng lượng từ 0 đến 1 dẫn đến giảm BLER trung bình. Hiện tượng này có thể được giải thích bởi việc tăng cường sử dụng năng lượng thu hoạch cho việc truyền các gói ngắn khi η tăng, do đó cải thiện SNR nhận được tại bộ thu. Hơn nữa, việc tăng Ω_2 từ -10 dB lên 5 dB dẫn đến việc giảm hiệu suất BLER trung bình. Điều này xảy ra vì nhiễu từ bộ nhiễu đến bộ thu tăng khi Ω_2 tăng.

Hình 6 cho thấy BLER trung bình so với mức độ suy giảm phân cứng k_{ave} cho các giá trị khác nhau của L_d . Hiệu suất BLER trung bình được quan sát thấy suy giảm đáng kể khi mức độ suy giảm phân cứng tăng. Cụ thể, dưới tốc độ truyền cố định, nếu mức độ suy giảm phân cứng vượt quá một ngưỡng nhất định, được ký hiệu bởi $k_{ave} > \sqrt{\frac{1}{2A}}$, việc truyền tải đáng tin cậy từ

bộ phát đến bộ thu sẽ không thể đạt được.

Hình 7 vẽ đồ thị BLER trung bình so với SNR truyền λ cho các giá trị khác nhau của R . Trong tình huống này, tác giả giả định một giá trị cố định cho N và điều chỉnh tốc độ truyền R bằng cách thay đổi L_d . Đối với trường hợp

$k_1 = k_2 = 0.5$, ngưỡng mất tín hiệu được đề cập trong chú thích 1 được ước tính xấp xỉ bằng 8. Do đó, khi $R = 10$, BLER trung bình từ bộ phát đến bộ thu vẫn giữ nguyên ở mức 1, bất kể giá trị của SNR. Trong trường hợp $R = 10$ không có nhiễu, điều này có nghĩa là bộ thu không bị ảnh hưởng bởi các tín hiệu nhiễu, và mạng được đề xuất bị suy giảm thành một hệ thống truyền năng lượng truyền thông hỗ trợ beacon. Rõ ràng rằng BLER trung bình với $R = 10$ không có nhiễu cũng giữ nguyên ở mức 1, bất kể giá trị của SNR. Do đó, tác giả làm rõ rằng ngưỡng mất tín hiệu chỉ liên quan đến suy giảm phân cứng.

Đối với trường hợp $k_1 = k_2 = 0$, việc truyền đáng tin cậy vẫn có thể đạt được ngay cả khi R vượt qua ngưỡng mất tín hiệu. **Hình 6 và 7** cung cấp những thông tin hữu ích cho việc thiết kế mạng đang xem xét, có tính đến các suy giảm phân cứng.

Hình 8 minh họa thông lượng hiệu dụng so với độ dài khối L_d cho các giá trị khác nhau của

L_e . Quan sát thấy rằng thông lượng hiệu dụng tăng dần khi L_d tăng. Tuy nhiên, khi L_d vượt qua một giá trị ngưỡng cụ thể, thông lượng hiệu dụng bắt đầu giảm khi L_d tiếp tục tăng. Do đó, tồn tại một L_d tối ưu giúp tối đa hóa thông lượng hiệu dụng. Điều này có thể được giải thích bởi thực tế rằng khi L_d nhỏ, BLER trung bình của

hệ thống lớn hơn, như được mô tả trong **Hình 4**, dẫn đến thông lượng nhỏ hơn. Ngược lại, khi L_d lớn hơn, tốc độ của hệ thống nhỏ hơn, do đó cũng dẫn đến thông lượng nhỏ hơn. Ngoài ra, rõ

ràng rằng việc tăng L_e cải thiện đáng kể thông lượng hiệu dụng. Hơn nữa, L_d đạt được thông

lượng hiệu dụng tối đa giảm khi L_e tăng. Điều này có thể được giải thích bởi thực tế rằng BLER

trung bình giảm khi L_e tăng, và L_d tối ưu giảm để giảm độ trễ truyền từ bộ phát đến bộ thu. Tác giả cũng quan sát thấy rằng thông lượng hiệu dụng cao hơn trong trường hợp không có nhiễu so với khi có nhiễu. Tuy nhiên, để đạt được kịch bản không nhiễu đòi hỏi phải phân bổ thêm tài nguyên phổ so với các kịch bản có nhiễu.

5. Kết luận

Trong bài báo này, tác giả đã nghiên cứu hiệu suất tin cậy của các hệ thống truyền thông gói ngắn thu hoạch năng lượng hỗ trợ bởi nhiễu trên các kênh fading Nakagami- m . Cụ thể, tác giả đã xây dựng các biểu thức dạng đóng cho BLER và BLER trung bình tiệm cận, cung cấp một phương pháp hiệu quả và tiện lợi để đặc trưng cho độ tin cậy. Bên cạnh đó, tác giả đã tập trung vào phân tích thông lượng hiệu dụng đạt được bởi hệ thống và xác định độ dài khối tối ưu để tối đa hóa thông lượng hiệu dụng. Kết quả của tác giả minh họa sự tồn tại của một ngưỡng mất tín hiệu chỉ do các suy giảm phân cứng gây ra. Hơn nữa, một khi tốc độ truyền vượt qua ngưỡng này, việc đạt được truyền thông tin cậy trở nên là không thể, bất kể SNR.

PHỤ LỤC A

Giả sử $Z = |h_1|^2 |h_3|^2$, khi đó ta có

$$F_Z(\mathbf{z}) = \Pr(|h_1|^2 |h_3|^2 < \mathbf{z}) = \int_0^\infty F_{|h_1|^2}\left(\frac{\mathbf{z}}{y}\right) F_{|h_3|^2}(y) dy = 1 - \sum_{i=0}^{m_1-1} \left(\frac{m_1 \mathbf{z}}{\Omega_1}\right)^i \left(\frac{m_3}{\Omega_3}\right)^{m_3} \frac{1}{i! \Gamma(m_3)} \int_0^\infty y^{m_3-i-1} e^{-\frac{m_1 \mathbf{z}}{\Omega_1 y} - \frac{m_3 y}{\Omega_3}} dy$$

$$\stackrel{(a)}{=} 1 - \sum_{i=0}^{m_1-1} \left(\frac{m_1}{\Omega_1}\right)^i \left(\frac{m_3}{\Omega_3}\right)^{m_3} \left(\frac{m_1 \Omega_3}{m_3 \Omega_1}\right)^{\frac{m_3-i}{2}} \frac{2}{i! \Gamma(m_3)} \mathbf{z}^{\frac{m_3+i}{2}} K_{m_3-i}\left(2\sqrt{\frac{m_1 m_3 \mathbf{z}}{\Omega_1 \Omega_3}}\right)$$

Trong đó (a) đạt được bằng cách sử dụng (I. S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik 2007, 3.471.9). Theo (4), hàm phân phối tích lũy (CDF) của γ có thể được biểu diễn như sau:

$$F_\gamma(x) = \Pr\left(\frac{\eta L_e \lambda \mathbf{z}}{\eta L_e \lambda \mathbf{z}(k_1^2 + k_2^2) + \lambda L_d |h_2|^2 (1 + k_1^2 + k_2^2) + L_d} < x\right)$$

$$= \Pr((1-x)(k_1^2 + k_2^2)\eta L_e \lambda \mathbf{z} < x\lambda L_d |h_2|^2 (1 + k_1^2 + k_2^2) + xL_d)$$

Sau đó, cần thảo luận hai trường hợp để suy ra biểu thức dạng đóng cho $F_\gamma(x)$.

Trường hợp 1: Khi $x \geq \frac{1}{k_1^2 + k_2^2}$, chúng ta có $F_\gamma(x) = 1$.

Trường hợp 2: Khi $x < \frac{1}{k_1^2 + k_2^2}$, chúng ta có:

$$F_\gamma(x) = \Pr\left(\mathbf{z} < \frac{x\lambda L_d |h_2|^2 (1 + k_1^2 + k_2^2) + xL_d}{(1-x)(k_1^2 + k_2^2)\eta \lambda L_e}\right) = \int_0^\infty F_z\left(\frac{x\lambda L_d (1 + k_1^2 + k_2^2)y + xL_d}{(1-x)(k_1^2 + k_2^2)\eta \lambda L_e}\right) f_{|h_2|^2}(y) dy$$

$$= 1 - \sum_{i=0}^{m_1-1} \left(\frac{m_1 m_3}{\Omega_1 \Omega_3}\right)^{\frac{m_3+i}{2}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2}\right)^{m_2} \frac{2\Delta_1}{i! \Gamma(m_3) \Gamma(m_2)},$$

trong đó Δ_1 được cho bởi

$$\Delta_1 = \int_0^\infty (c_1 y + c_2)^{\frac{m_3+i}{2}} y^{m_2-1} e^{-\frac{m_2 y}{\Omega_2}} K_{m_3-i}\left(2\sqrt{\frac{m_1 m_3}{\Omega_1 \Omega_3} (c_1 y + c_2)}\right) dy,$$

Với $c_1 = \frac{xL_d(1+k_1^2+k_2^2)}{(1-x)(k_1^2+k_2^2)\eta L_e}$, và $c_2 = \frac{xL_d}{(1-x)(k_1^2+k_2^2)\eta L_e}$. Đặt $\tilde{y} = c_1 y + c_2$ và sử dụng

định lý nhị thức, chúng ta có thể tính Δ_1 như sau:

$$\begin{aligned}\Delta_1 &= \sum_{j=0}^{m_2-1} \binom{m_2-1}{j} \frac{(-c_2)^{m_2-1-j}}{c_1^{m_2}} e^{\frac{m_2 c_2}{\Omega_2 c_1}} \int_{c_2}^{\infty} \tilde{y}^{\frac{m_3+i+2j}{2}} e^{-\frac{m_2 \tilde{y}}{\Omega_2 c_1}} K_{m_3-i} \left(2\sqrt{\frac{m_1 m_3}{\Omega_1 \Omega_3}} \tilde{y} \right) d\tilde{y} \\ &= \sum_{j=0}^{m_2-1} \binom{m_2-1}{j} \frac{(-c_2)^{m_2-1-j}}{c_1^{m_2}} e^{\frac{m_2 c_2}{\Omega_2 c_1}} \left(\underbrace{\int_0^{\infty} \tilde{y}^{\frac{m_3+i+2j}{2}} e^{-\frac{m_2 \tilde{y}}{\Omega_2 c_1}} K_{m_3-i} \left(2\sqrt{\frac{m_1 m_3}{\Omega_1 \Omega_3}} \tilde{y} \right) d\tilde{y}}_{\Delta_2} - \underbrace{\int_0^{\infty} \tilde{y}^{\frac{m_3+i+2j}{2}} e^{-\frac{m_2 \tilde{y}}{\Omega_2 c_1}} K_{m_3-i} \left(2\sqrt{\frac{m_1 m_3}{\Omega_1 \Omega_3}} \tilde{y} \right) d\tilde{y}}_{\Delta_3} \right)\end{aligned}$$

Sau đó, với sự trợ giúp của (I. S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik 2007, 6.643.3), ta có thể suy ra Δ_2 như sau:

$$\Delta_2 = \Gamma(m_3 + j + 1) \Gamma(i + j + 1) \sqrt{\frac{\Omega_1 \Omega_3}{4m_1 m_3}} e^{\frac{m_1 m_3 c_1 \Omega_2}{2m_2 \Omega_1 \Omega_3}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2 c_1} \right)^{\frac{m_3+i+2j+1}{2}} W \left(-\frac{m_3+i+2j+1}{2}, m_3 - i \right) \left(\frac{2m_1 m_3 c_1 \Omega_2}{m_2 \Omega_1 \Omega_3} \right)$$

Bằng cách tận dụng phương pháp tích phân Gaussian-Chebyshev, ta có thể xấp xỉ Δ_3 như sau:

$$\Delta_3 \approx \sum_{l=1}^L \frac{\pi c_2}{2L} \sqrt{1 - \zeta_l^2} \Theta \left(\frac{c_2}{2} (1 + \zeta_l^2) \right).$$

Do đó, biểu thức dạng đóng cho $F_\gamma(x)$ trong trường hợp này có thể được biểu diễn như sau:

$$F_\gamma(x) \approx 1 - \sum_{i=0}^{m_1-1} \sum_{j=0}^{m_2-1} \binom{m_2-1}{j} \left(\frac{m_1 m_3}{\Omega_1 \Omega_3} \right)^{\frac{m_3+i}{2}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2} \right)^{m_2} \frac{2(-c_2)^{m_2-1-j} e^{\frac{m_2 c_2}{\Omega_2 c_1}}}{i! c_1^{m_2} \Gamma(m_3) \Gamma(m_2)}$$

$$x \Gamma(m_3 + j + 1) \Gamma(i + j + 1) \sqrt{\frac{\Omega_1 \Omega_3}{4m_1 m_3}} e^{\frac{m_1 m_3 c_1 \Omega_2}{2m_2 \Omega_1 \Omega_3}} \left(\frac{m_2}{\Omega_2 c_1} \right)^{\frac{m_3+i+2j+1}{2}} W \left(\frac{m_3+i+2j+1}{2}, m_3 - i \right) \sum_{l=1}^L \frac{\pi c_2^2}{2L} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\zeta_l^2}{\Theta c_2^2}}}$$

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- A. A. Benbuk, N. Kouzayha, J. Costantine, Z. Dawy.(2023). *Charging and wake-up of IoT devices using harvested RF energy with near-zero power consumption*. IEEE Internet Things Mag. 6 (1), 162-167.
- C. Yue, V. Miloslavskaya, M. Shirvanimoghaddam, B. Vucetic, Y. Li. (2023). *Efficient decoders for short block length codes in 6G URLLC*. IEEE Commun. Mag. 61 (4), 84-90.
- G. Durisi, T. Koch, P. Popovski. (2016). *Toward massive, ultrareliable, and low-latency wireless communication with short packets*, Proc. IEEE 104 (9), 1711-1726.
- H. Ji, S. Park, J. Yeo, Y. Kim, J. Lee, B. Shim. (2018). *Ultra-reliable and low-latency communications in 5G downlink: physical layer aspects*. IEEE Wireless Commun. 25 (3), 124-130.
- H. Lee, Y. Ko. (2021). *Physical layer enhancements for ultra-reliable low-latency communications in 5G new radio systems*. IEEE Commun. Standards Magaz. 5 (4), 112-122.
- I. S. Gradshteyn, I.M. Ryzhik. (2007). *Table of Integrals, Series and Products, seventh ed*. Academic, New York, NY, USA.
- J. Farhat, G. Brante, R.D. Souza, J.P. Vilela. (2021). *On the Secure spectral efficiency of URLLC with randomly located colluding eavesdroppers*. IEEE Internet Things J. 8 (19), 14672-14682.
- J. -H. Park, D.-J. Park. (2012). *A new power allocation method for parallel AWGN channels in the finite block length regime*. IEEE Commun. Lett. 16 (9), 1392-1395.
- J. Sachs, G. Wikstrom, T. Dudda, R. Baldemair, K. Kittichokechai. (2018). *5G radio network design for ultra-reliable low-latency communication*. IEEE Network 32 (2), 24-31.
- P. Raut, P.K. Sharma, T.A. Tsiftsis, Y. Zou. (2020). *Power-time splitting based non-linear energy harvesting in FD short-packet communications*. IEEE Trans. Veh. Technol. 69 (8).
- S. Bi, C.K. Ho, R. Zhang. (2015). *Wireless powered communication: opportunities and challenges*. IEEE Commun. Mag. 53 (4), 117-125.
- W. Yang, G. Durisi, T. Koch, Y. Polyanskiy. (2014). *Quasi-static multiple antennas fading channels at finite blocklength*. IEEE Trans. Inf. Theor. 60 (7), 4232-4265.
- Y. Polyanskiy, H.V. Poor, S. Verdu. (2010). *Channel coding rate in the finite blocklength regime*. IEEE Trans. Inf. Theor. 56 (5), 2307-2359.
- Z. Xiang, W. Yang, Y. Cai, Z. Ding, Y. Song, Y. Zou. (2020). *NOMA-assisted secure short- packet communications in IoT*. IEEE Wireless Commun. 27 (4), 8-15.