

# ĐÁNH GIÁ THÔNG LƯỢNG HỆ THỐNG IoT VÙNG PHỦ SÓNG RỘNG, CÔNG SUẤT THẤP

Nguyễn Hữu Minh<sup>1\*</sup>, Nguyễn Văn Sang<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Thông tin Liên lạc

<sup>2</sup>Trường Đại học Công nghệ Đồng Nai

\*Tác giả liên hệ: Nguyễn Hữu Minh, nguyennhuuminh@tcu.edu.vn

## THÔNG TIN CHUNG

Ngày nhận bài: 30/01/2024

Ngày nhận bài sửa: 23/02/2024

Ngày duyệt đăng: 12/03/2024

## TỪ KHOÁ

Internet kết nối vạn vật;  
Mạng vùng phủ sóng rộng;  
Mật phản xạ thông minh;  
Chuyển tiếp vô tuyến;  
Thông lượng hệ thống.

## TÓM TẮT

Bài báo đề xuất tích hợp hai bề mặt phản xạ thông minh (IRS) với một trạm chuyển tiếp (relay) để cải thiện thông lượng hệ thống Internet kết nối vạn vật (IoT) được áp dụng trong mạng vùng phủ sóng rộng, công suất thấp (LPWAN). Cụ thể, đề xuất này tích hợp hai IRS để tăng cường liên kết giữa cảm biến IoT và trạm chuyển tiếp, cũng như giữa trạm chuyển tiếp và cổng IoT. Biểu thức lý thuyết thông lượng hệ thống được tìm ra cho LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp qua kênh Nakagami. Sau đó, phẩm chất hệ thống đề xuất được so sánh với hệ thống trước đây (không có IRS) để thấy rõ sự cải thiện hiệu suất đáng kể đạt được bằng cách sử dụng IRS. Cụ thể, với thông lượng đích đặt ra, hệ thống đề xuất giảm công suất tiêu thụ 10 dBm so với hệ thống trước đây. Các kết quả cho thấy rằng LPWAN với IRS và chuyển tiếp có thể hoạt động hiệu quả ở dải tần số cao (5 GHz) với phạm vi rộng (200 m). Ngoài ra, bài báo nghiên cứu, khảo sát chi tiết ảnh hưởng của các yếu tố như tốc độ truyền dữ liệu, vị trí IRS, số lượng phần tử phản xạ, tần số sóng mang và băng thông lên thông lượng hệ thống. Từ đó, một số gợi ý để nâng cao thông lượng hệ thống được đề xuất.

## 1. GIỚI THIỆU

Mạng vùng phủ sóng rộng, công suất thấp (LPWAN: Low-Power Wide-Area Network) là một phần quan trọng của hệ thống truyền thông vô tuyến hiện đại, đặc biệt là trong ngữ cảnh của mạng di động thế hệ thứ 5 (5G) và thế hệ tiếp theo (6G) (Kietzmann, Alamos, Kutscher, Schmidt, & Wählisch, 2024). Được thiết kế để cung cấp kết nối vô tuyến cho các thiết bị có độ tiêu thụ năng lượng thấp và hoạt động trong phạm vi rộng, LPWAN đóng vai trò quan trọng trong việc hỗ trợ Internet kết nối vạn vật (IoT: Internet of Things) và các ứng dụng mạng cảm biến. Một trong những đặc điểm quan trọng của

LPWAN là khả năng truyền tải dữ liệu trên khoảng cách xa mà vẫn tiết kiệm năng lượng (Abboud & Abdoun, 2024; Shao & Muta, 2024). Điều này giúp kéo dài thời gian sử dụng pin của các thiết bị IoT và cảm biến, làm cho chúng trở nên lý tưởng cho các ứng dụng yêu cầu sự đồng bộ kịp thời và liên tục (Aira, Olivares, & Delicado, 2024).

Trong ngữ cảnh của mạng 5G, LPWAN đóng vai trò quan trọng trong việc mở rộng khả năng kết nối và cung cấp dịch vụ cho các khu vực có mật độ dân số thấp và các ứng dụng công nghiệp (Mao, Tang, Kawamoto, & Kato, 2021). Nó giúp nâng cao khả năng truy cập và

tạo ra cơ hội mới cho việc triển khai các dịch vụ và ứng dụng IoT. Khi nói đến mạng 6G, LPWAN được kỳ vọng sẽ đóng vai trò ngày càng quan trọng hơn trong việc hỗ trợ các ứng dụng mới như trí tuệ nhân tạo (AI: Artificial Intelligence), thực tế ảo và tăng cường (AR/VR: Augmented Reality/Virtual Reality) (Kietzmann et al., 2024; Mao et al., 2021). Sự kết hợp giữa LPWAN và các công nghệ tiên tiến như truyền thông sóng siêu cao, độ trễ thấp và độ đồng nhất cao trong mạng 6G sẽ mở ra nhiều khả năng mới và đổi mới trong các lĩnh vực khác nhau của cuộc sống và công nghiệp (Shao & Muta, 2024).

Mặt khác, mặt phản xạ thông minh (IRS: Intelligent Reflecting Surfaces) và trạm chuyển tiếp (R: Relay) đóng vai trò quan trọng trong việc tối ưu hóa hiệu suất của LPWAN, mang lại nhiều ưu điểm và ứng dụng đa dạng (Phuong T. Tran, Nguyen, Hoang, Nguyen, & Vinh, 2023). Cụ thể, IRS giúp tăng cường sóng vô tuyến, tiết kiệm năng lượng và mở rộng phạm vi phủ sóng. Trong khi đó, trạm chuyển tiếp nâng cao đáng kể phạm vi kết nối, độ phủ sóng và giảm độ trễ truyền dẫn (Centenaro & Vangelista, 2019). Do đó, sự kết hợp giữa IRS và trạm chuyển tiếp trong mạng LPWAN mang lại những lợi ích đáng kể về hiệu suất, tiết kiệm năng lượng và mở rộng phạm vi kết nối, làm tăng cường khả năng ứng dụng của LPWAN trong nhiều lĩnh vực khác nhau như quản lý năng lượng thông minh, giám sát môi trường, quản lý hệ thống đèn và giao thông thông minh (Khoshafa, Ngatched, Gadallah, & Ahmed, 2024; Xu et al., 2024).

Gần đây, phẩm chất hệ thống vô tuyến sử dụng kết hợp IRS và chuyển tiếp đã được nghiên cứu và khảo sát (Di Renzo et al., 2020; Ji et al., 2023; Lin, Mu, Guo, & Huang, 2023; Nguyen, Manh Hoang, Le, Nguyen, & Tran, 2022; Nguyen, Pham, Thang, Hoang, & Tran, 2023). Trong những nghiên cứu này, một IRS thường được triển khai giữa trạm gốc và trạm

chuyển tiếp để hỗ trợ liên lạc. Trong khi đó, chặng liên lạc từ trạm chuyển tiếp và trạm đích không sử dụng IRS. Xác suất dừng (OP: Outage Probability) và tỉ lệ lỗi ký hiệu (SER: Symbol Error Rate) thường được tính toán và mô phỏng để đánh giá phẩm chất hệ thống (Nguyen et al., 2022; Nguyen et al., 2023). Kết quả nghiên cứu cho thấy, khi số phần tử phản xạ (RE: Reflecting Elements) trên IRS tăng lên, phẩm chất hệ thống vô tuyến được cải thiện đáng kể. Tuy nhiên, phẩm chất hệ thống sẽ bị bão hòa khi số lượng RE đủ lớn. Nguyên nhân của vấn đề này là do chặng từ chuyển tiếp đến đích không sử dụng IRS, nên phẩm chất hệ thống sẽ phụ thuộc vào chặng này thay vì chặng từ nguồn đến chuyển tiếp. Do đó, việc tăng số lượng RE lên nhiều hơn nữa cũng không thể tiếp tục nâng cao phẩm chất (Ji et al., 2023; Nguyen et al., 2023).

Như vậy, mặc dù sự kết hợp của IRS và trạm chuyển tiếp đã được xem xét để phát huy ưu điểm của hai kỹ thuật này, các kết quả nghiên cứu trước đây thường chỉ sử dụng một IRS. Từ đó dẫn đến sự bão hòa của phẩm chất hệ thống. Trong khi đó, ta có thể triển khai hai IRS, một cho chặng từ nguồn tới chuyển tiếp và một cho chặng từ chuyển tiếp tới đích để nâng cao phẩm chất, tránh hiện tượng bão hòa. Mặt khác, áp dụng cả IRS và chuyển tiếp cho mạng LPWAN còn chưa được nghiên cứu. Trong khi đây là những kỹ thuật có ưu điểm nổi trội, có thể giúp nâng cao vùng phủ sóng và tiết kiệm năng lượng cho LPWAN.

Xuất phát từ những vấn đề tồn tại trên đây, bài báo này đề xuất sử dụng hai IRS và chuyển tiếp để nâng cao phẩm chất hệ thống LPWAN. Cụ thể, một IRS hỗ trợ truyền tin từ cảm biến IoT tới trạm chuyển tiếp, một IRS hỗ trợ truyền tin từ trạm chuyển tiếp tới cổng IoT. Trên cơ sở mô hình đề xuất, phương pháp giải tích được áp dụng để tìm ra biểu thức thông lượng hệ thống. Cụ thể, chúng tôi xác định biểu thức tín hiệu thu tại R và G, từ đó xác định được tỉ số tín hiệu

trên tạp âm (SNR) tương ứng tại R và G. Dựa vào SNR, biểu thức xác suất dừng được tìm ra, từ đó tìm được thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất. Để làm rõ sự khác biệt giữa kết quả nghiên cứu của chúng tôi so với các công trình trước đây, Bảng 1 tổng hợp và so sánh kết quả nghiên cứu.

**Bảng 1.** Kết quả nghiên cứu.

Bài báo	Thiết bị	Kết quả	Ứng dụng
(Abboud & Abdoun, 2024)	Không có IRS và chuyển tiếp	Phẩm chất bảo mật	LPWAN
(Aira et al., 2024)	Không có IRS và chuyển tiếp	Các ứng dụng IoT	LPWAN
(Kietzmann et al., 2024)	Không có IRS và chuyển tiếp	Tốc độ truyền dẫn	LPWAN
(Lin et al., 2023)	Một IRS và một chuyển tiếp	Tốc độ tổng	Hệ thống di động
(Nguyen et al., 2022)	Một IRS và một chuyển tiếp	Xác suất dừng, xác suất lỗi	Hệ thống di động
(Nguyen et al., 2023)	Một IRS và một chuyển tiếp	Xác suất dừng, xác suất lỗi	Hệ thống di động
(Shao & Muta, 2024)	Không có IRS và chuyển tiếp	Định hướng nghiên cứu	LPWAN
Bài báo này	Hai IRS và một chuyển tiếp	Thông lượng hệ thống	LPWAN

Những đóng góp mới của bài báo được tóm tắt như sau:

- Đề xuất mô hình mới sử dụng hai IRS và một trạm chuyển tiếp để nâng cao thông lượng hệ thống LPWAN. Hơn nữa, trạm chuyển tiếp và IoT công có thể kết hợp hoàn hảo tín hiệu phản xạ từ IRS và tín hiệu trực tiếp để cực đại tín hiệu thu. Trong khi đó các nghiên cứu trước đây chỉ sử dụng một IRS và bỏ qua tín hiệu trực tiếp.

- Biểu thức thông lượng hệ thống LPWAN được tìm ra qua kênh truyền Nakagami thực tế, trong đó mô hình kênh sử dụng là mô hình được đề xuất áp dụng cho hệ thống 5G và 6G. Mô phỏng Monte-Carlo sử dụng phần mềm Matlab được sử dụng để kiểm chứng sự đúng đắn của biểu thức lý thuyết.

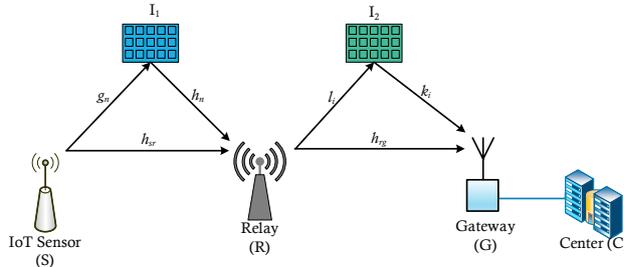
- Kết quả tính toán số và mô phỏng cho thấy thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất được cải thiện đáng kể so với hệ thống truyền thống (không sử dụng IRS). Đặc biệt, so với hệ thống truyền thống thì thông lượng của LPWAN đề xuất cao hơn nhiều. Mặt khác, ảnh hưởng của các yếu tố như tốc độ truyền dữ liệu, vị trí IRS, số lượng phần tử phản xạ, tần số sóng mang và băng thông lên thông lượng hệ thống được khảo sát. Từ đó, một số gợi ý để nâng cao thông lượng hệ thống được đề xuất.

Phần còn lại của bài báo được bố cục như sau: Phần II mô tả hệ thống đề xuất, biểu thức tín hiệu thu tại trạm chuyển tiếp và IoT công. Phần III đánh giá phẩm chất hệ thống LPWAN bằng cách đưa ra biểu thức thông lượng. Phần IV trình bày kết quả tính toán số, mô phỏng và các thảo luận. Phần V kết luận nội dung bài báo và hướng nghiên cứu tiếp theo.

## 2. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Hình 1 minh họa sơ đồ khối hệ thống LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp cho các ứng dụng IoT. Cụ thể, hệ thống LPWAN gồm một cảm biến IoT (S) để truyền tin đến cổng IoT (G) thông qua kênh truyền vô tuyến. Sau

đó, tín hiệu từ G được đưa đến một trung tâm máy chủ (C). Do vùng phủ sóng rộng, một trạm chuyển tiếp (R) được triển khai giữa S và G. Mặt khác, để nâng cao phẩm chất hệ thống, hai IRS ( $I_1$  và  $I_2$ ) được triển khai trong hệ thống LPWAN:  $I_1$  hỗ trợ cho truyền tin từ S đến R và  $I_2$  hỗ trợ cho truyền tin từ R đến G. Trong đó,  $I_1$  và  $I_2$  lần lượt có  $N_1$  và  $N_2$  phần tử phản xạ (RE: Reflecting Elements). Tương tự như những nghiên cứu trước đây sử dụng IRS, chúng tôi giả sử rằng tín hiệu phản xạ qua  $I_1$  và  $I_2$  chỉ một lần (Di Renzo et al., 2020; P. T. Tran, Nguyen, Hoang, Le, & Nguyen, 2022). Mặt khác, do phạm vi liên lạc rộng, tín hiệu phản xạ qua  $I_1$  không đến được G.



**Hình 1.** Mô hình hệ thống LPWAN đề xuất.

Tín hiệu thu tại R được xác định bởi biểu thức sau:

$$y_r = \left( h_{sr} + \sum_{n=1}^{N_1} g_n h_n e^{j\varphi_n} \right) x_s + z_r, \quad (1)$$

trong đó  $x_s$  là tín hiệu phát của S với công suất phát trung bình  $P_s$ ;  $z_r : CN(0, \sigma_r^2)$  là tạp âm tại R;  $h_{sr}$  là kênh truyền từ S đến R, được biểu diễn chi tiết bởi  $h_{sr} = |h_{sr}| \exp(-j\phi_{sr})$ , với  $|h_{sr}|$  và  $\phi_{sr}$  lần lượt là biên độ và pha của  $h_{sr}$ ;  $g_n$  và  $h_n$  lần lượt là kênh truyền từ S đến phần tử phản xạ thứ  $n$  của  $I_1$  và từ phần tử phản xạ thứ  $n$  của  $I_1$  tới R;  $\varphi_n$  là pha của phần tử phản xạ thứ  $n$  của  $I_1$ . Tương tự như  $h_{sr}$ ,  $g_n$  và  $h_n$  được biểu diễn bởi  $g_n = |g_n| \exp(-j\psi_n)$  và  $h_n = |h_n| \exp(-j\theta_n)$  trong đó  $|g_n|$  và  $|h_n|$  lần lượt là biên độ,  $\psi_n$  và  $\theta_n$  lần lượt là pha của  $g_n$  và  $h_n$ .

Sử dụng biên độ và pha của kênh truyền, biểu thức tín hiệu thu tại R được biểu diễn lại như sau:

$$y_r = \left( |h_{sr}| e^{-j\phi_{sr}} + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| |g_n| e^{j\varphi_n - j\theta_n - j\psi_n} \right) x_s + z_r \quad (2)$$

$$= e^{-j\phi_{sr}} \left( |h_{sr}| + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| |g_n| e^{j\rho_n} \right) x_s + z_r,$$

với  $\rho_n = \varphi_n - \theta_n - \psi_n + \phi_{sr}$ .

Như đã trình bày trong các nghiên cứu trước đây, với sự phát triển của cả phần cứng và phần mềm trong thiết kế ăng-ten, xử lý tín hiệu tương tự và số, đặc biệt là sự phát triển của AI cũng như học máy (machine learning), thông tin trạng thái kênh truyền (CSI: Channel State Information) của hệ thống LPWAN đề xuất có thể đạt được hoàn hảo (Wang, Liu, & Cui, 2020; Zhou, Pan, Ren, Popovski, & Swindlehurst, 2022). Với CSI hoàn hảo và bộ xử lý thông minh được trang bị trên IRS, IRS có khả năng điều chỉnh pha tối ưu để cực đại tín hiệu thu. Cụ thể, pha của IRS được tối ưu để đạt được  $\rho_n = 0$  (P. T. Tran et al., 2022).

Do đó, pha tối ưu của phần tử phản xạ thứ  $n$  của  $I_1$  được xác định bởi:

$$\varphi_n = \theta_n + \psi_n - \phi_{sr}. \quad (3)$$

Áp dụng (3), biểu thức tín hiệu thu tại R trở thành:

$$y_r = e^{-j\phi_{sr}} \left( |h_{sr}| + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| |g_n| \right) x_s + z_r, \quad (4)$$

Từ (4), tỉ số tín hiệu trên tạp âm (SNR: Signal-to-Noise Ratio) tại R được tính toán như sau:

$$\lambda_r = \frac{|e^{-j\phi_{sr}}|^2 \left( |h_{sr}| + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| |g_n| \right)^2 P_s}{\sigma_r^2}. \quad (5)$$

Do  $|\exp(-j\phi_{sr})|^2 = 1$ , (5) trở thành:

$$\lambda_r = \frac{\left( |h_{sr}| + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| |g_n| \right)^2 P_s}{\sigma_r^2}. \quad (6)$$

Tại R, giao thức giải mã và chuyển tiếp (DF: Decode-and-Forward) được sử dụng. Do vậy, sau khi giải mã tín hiệu thu được, R mã hóa lại và chuyển tiếp tín hiệu tới G. Tương tự như tín hiệu thu tại R, tín hiệu thu tại G có dạng:

$$y_g = \left( h_{rg} + \sum_{i=1}^{N_2} l_i k_i e^{j\vartheta_i} \right) x_r + z_g, \quad (7)$$

trong đó  $x_r$  là tín hiệu phát tại R với công suất phát bằng  $P_r$ ;  $z_g$ : CN  $(0, \sigma_g^2)$  là tạp âm tại máy thu G;  $h_{rg}$  biểu diễn kênh truyền từ R tới G;  $l_i$  và  $k_i$  lần lượt là kênh truyền từ R đến phần tử phản xạ thứ  $i$  của  $I_2$  và từ phần tử phản xạ thứ  $i$  của  $I_2$  tới G;  $\vartheta_i$  là pha của phần tử phản xạ thứ  $i$  của  $I_2$ .

Tương tự như biểu thức tín hiệu thu tại R, thức tín hiệu thu tại G được biểu diễn lại như sau:

$$y_g = e^{-j\phi_{rg}} \left( |h_{rg}| + \sum_{i=1}^{N_2} |l_i| |k_i| \right) x_r + z_g, \quad (8)$$

với  $\phi_{rg}$  là pha của  $h_{rg}$ .

Từ (8), ta tính được SNR tại G như sau:

$$\lambda_g = \frac{|e^{-j\phi_{rg}}|^2 \left( |h_{rg}| + \sum_{i=1}^{N_2} |l_i| |k_i| \right)^2 P_r}{\sigma_g^2} = \frac{\left( |h_{rg}| + \sum_{i=1}^{N_2} |l_i| |k_i| \right)^2 P_r}{\sigma_g^2}. \quad (9)$$

Với giao thức DF, biểu thức SNR đầu-cuối (end-to-end) của hệ thống LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp được xác định bởi:

$$\lambda_{e2e} = \min \{ \lambda_r, \lambda_g \}. \quad (10)$$

Chú ý rằng kênh truyền Nakagami- $m$  được

xem xét cho hệ thống đề xuất, hàm phân phối tích lũy (CDF: Cumulative Distribution Function) và hàm mật độ xác suất (PDF: Probability Density Function) của biên độ kênh (ví dụ  $|h_{sr}|$ ) được tính bởi:

$$F_{|h_{sr}|}(y) = \frac{1}{\Gamma(m_{sr})} \gamma \left( m_{sr}, \frac{m_{sr}}{\Omega_{sr}} y^2 \right) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{sr})} \Gamma \left( m_{sr}, \frac{m_{sr}}{\Omega_{sr}} y^2 \right), \quad (11)$$

$$f_{|h_{sr}|}(y) = \frac{2m_{sr}^{m_{sr}}}{\Gamma(m_{sr})\Omega_{sr}^{m_{sr}}} y^{2m_{sr}-1} e^{-\frac{m_{sr}y}{\Omega_{sr}}}, \quad (12)$$

với  $m_{sr}$  và  $\Omega_{sr}$  lần lượt là bậc pha-đỉnh và độ lợi trung bình của kênh truyền. Tương tự, bậc pha-đỉnh của  $h_n$ ,  $g_n$ ,  $h_{rg}$ ,  $l_i$  và  $k_i$  lần lượt ký hiệu là  $m_{h_n}$ ,  $m_{g_n}$ ,  $m_{rg}$ ,  $m_{l_i}$  và  $m_{k_i}$ . Trong khi đó, độ lợi trung bình của  $h_n$ ,  $g_n$ ,  $h_{rg}$ ,  $l_i$  và  $k_i$  lần lượt ký hiệu là  $\Omega_{h_n}$ ,  $\Omega_{g_n}$ ,  $\Omega_{rg}$ ,  $\Omega_{l_i}$  và  $\Omega_{k_i}$ .

Mặt khác, để phẩm chất hệ thống LPWAN đề xuất sát với điều kiện triển khai thực tế, chúng tôi xem xét độ lợi trung bình kênh theo chuẩn 5G. Cụ thể, theo chuẩn 5G, độ lợi được xác định bởi (P. T. Tran et al., 2022):

$$\Omega = G_t + G_r - 22.7 - 26 \log(f_c) - 36.7 \log(d), \quad (13)$$

với  $G_t$  và  $G_r$  lần lượt là độ lợi ăng-ten của máy phát và máy thu;  $f_c$  là tần số sóng mang;  $d$  là khoảng cách giữa máy phát và máy thu. Đồng thời, tạp âm tại máy thu cũng được đo lường trên cơ sở tham số thực tế:

$$\sigma^2 = N_0 + 10 \log(BW) + NF, \quad (14)$$

trong đó  $N_0$ , BW và NF lần lượt biểu thị mật độ công suất nhiễu nhiệt, băng thông và hệ số nhiễu.

### 3. PHÂN TÍCH PHẨM CHẤT HỆ THỐNG

Thông lượng hệ thống (ST: System Throughput) là đơn vị đo lường khả năng của hệ

thống trong việc xử lý và chuyển đổi dữ liệu trong một khoảng thời gian nhất định, được tính bởi bit/s/Hz. Thông lượng hệ thống là một chỉ số quan trọng để đánh giá hiệu suất của hệ thống và xác định khả năng xử lý của nó trong môi trường sử dụng thực tế. Về mặt toán học, thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất được tính bởi:

$$T = R(1 - P_{out}), \quad (15)$$

trong đó  $R$  là tốc độ truyền dẫn định trước;  $P_{out}$  là xác suất dừng (OP: Outage Probability) của hệ thống LPWAN đề xuất. Như vậy, để xác định thông lượng hệ thống, ta cần tìm ra  $P_{out}$  trước. Trong khi đó,  $P_{out}$  được tính như sau:

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{1}{2} \log_2(1 + \lambda_{e2e}) < R \right\}, \quad (16)$$

với  $\Pr$  biểu thị phép lấy xác suất;  $\lambda_{e2e}$  là SNR của hệ thống LPWAN đề xuất, được tính toán bởi (10); tham số  $1/2$  thể hiện rằng cần 2 khe thời gian để truyền tín hiệu từ S tới G.

Từ (16) ta có:

$$P_{out} = \Pr\{\lambda_{e2e} < 2^{2R} - 1\} = \Pr\{\lambda_{e2e} < \lambda_{th}\}, \quad (17)$$

trong đó  $\lambda_{th} = 2^{2R} - 1$ .

Từ (15) và (17), thông lượng hệ thống LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp được xác định thông qua định lý sau.

**Định lý:** Thông lượng hệ thống LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp khi truyền tin qua kênh Nakagami- $m$  được xác định như sau:

$$T = R e^{-\Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}} - \Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}} \times \sum_{a=0}^{\Delta_1 - \Delta_2 - 1} \sum_{b=0}^{\Delta_2 - 1} \frac{1}{a!b!} \left( \Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}} \right)^a \left( \Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}} \right)^b, \quad (18)$$

Trong đó:

$$\Delta_1 = \frac{[\mu_{D_1}(1)]^2}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}, \quad (19)$$

$$\Delta_2 = \frac{[\mu_{D_2}(1)]^2}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}, \quad (20)$$

$$\Psi_1 = \frac{\mu_{D_1}(1)}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}, \quad (21)$$

$$\Psi_2 = \frac{\mu_{D_2}(1)}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}, \quad (22)$$

$\mu_{D_1}(1)$ ,  $\mu_{D_1}(2)$ ,  $\mu_{D_2}(1)$  và  $\mu_{D_2}(2)$  lần lượt được tính toán bởi biểu thức (64), (65), (66) và (67) trong phần phụ lục;  $\bar{\lambda}_r = P_s / \sigma_r^2$  và  $\bar{\lambda}_g = P_r / \sigma_g^2$  biểu thị SNR trung bình tại R và G.

**Chứng minh:** Thế (10) vào (17),  $P_{out}$  được tính toán như sau:

$$P_{out} = \Pr\{\min(\lambda_r, \lambda_g) < \lambda_{th}\}. \quad (23)$$

Mặt khác, do  $\lambda_r$  và  $\lambda_g$  là hai biến độc lập, (23) tương đương với

$$P_{out} = \Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} + \Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\} - \Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} \Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\}. \quad (24)$$

Sử dụng biểu thức cụ thể của  $\lambda_r$  và  $\lambda_g$  ở (6) và (9), ta có:

$$\Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} = \Pr \left\{ \frac{\left( |h_{sr}| + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| \|g_n\| \right)^2 P_s}{\sigma_r^2} < \lambda_{th} \right\}, \quad (25)$$

$$\Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\} = \Pr \left\{ \frac{\left( |h_{rg}| + \sum_{i=1}^{N_2} |l_i| \|k_i\| \right)^2 P_r}{\sigma_g^2} < \lambda_{th} \right\}. \quad (26)$$

Đặt

$$D_1 = |h_{sr}| + \sum_{n=1}^{N_1} |h_n| \|g_n\|, \quad (27)$$

$$D_2 = |h_{rg}| + \sum_{i=1}^{N_2} |l_i| |k_i|, \quad (28)$$

Biểu thức (25) và (26) trở thành:

$$\begin{aligned} \Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} &= \Pr\{D_1^2 \bar{\lambda}_r < \lambda_{th}\} = \Pr\left\{D_1^2 < \frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}\right\} \\ &= F_{D_1^2}\left(\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}\right) = F_{D_1}\left(\sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}\right), \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\} &= \Pr\{D_2^2 \bar{\lambda}_g < \lambda_{th}\} = \Pr\left\{D_2^2 < \frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}\right\} \\ &= F_{D_2^2}\left(\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}\right) = F_{D_2}\left(\sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}\right), \end{aligned} \quad (30)$$

trong đó  $F(\cdot)$  là hàm CDF.

Sử dụng biểu thức CDF được tính tại (68) và (69) trong phụ lục, ta có:

$$\begin{aligned} \Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} &= \frac{1}{\Gamma\left(\frac{[\mu_{D_1}(1)]^2}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}\right)} \\ &\times \gamma\left(\frac{[\mu_{D_1}(1)]^2}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}, \frac{\mu_{D_1}(1)}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2} \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}\right) \\ &= \frac{1}{\Gamma(\Delta_1)} \gamma\left(\Delta_1, \Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}\right), \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\} &= \frac{1}{\Gamma\left(\frac{[\mu_{D_2}(1)]^2}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}\right)} \\ &\times \gamma\left(\frac{[\mu_{D_2}(1)]^2}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}, \frac{\mu_{D_2}(1)x}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2} \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}\right) \\ &= \frac{1}{\Gamma(\Delta_2)} \gamma\left(\Delta_2, \Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}\right), \end{aligned} \quad (32)$$

trong đó  $\Gamma(\cdot)$  và  $\gamma(\cdot)$  lần lượt là hàm Gamma và hàm Gamma không hoàn chỉnh dưới.

Do  $\Gamma(a, x) + \gamma(a, x) = \Gamma(a)$  với  $\Gamma(\cdot, \cdot)$  là hàm Gamma không hoàn chỉnh trên, ta có:

$$\Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} = 1 - \frac{1}{\Gamma(\Delta_1)} \Gamma\left(\Delta_1, \Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}\right), \quad (33)$$

$$\Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\} = 1 - \frac{1}{\Gamma(\Delta_2)} \Gamma\left(\Delta_2, \Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}\right). \quad (34)$$

Mặt khác, áp dụng khai triển của hàm Gamma không hoàn chỉnh trên, ta có:

$$\Gamma(a, x) = \Gamma(a) e^{-x} \sum_{t=0}^{a-1} \frac{x^t}{t!}. \quad (35)$$

Sử dụng (35), biểu thức (33) và (34) trở thành:

$$\Pr\{\lambda_r < \lambda_{th}\} = 1 - e^{-\Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}} \sum_{a=0}^{\Delta_1-1} \frac{1}{a!} \left(\Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}\right)^a, \quad (36)$$

$$\Pr\{\lambda_g < \lambda_{th}\} = 1 - e^{-\Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}} \sum_{b=0}^{\Delta_2-1} \frac{1}{b!} \left(\Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}\right)^b. \quad (37)$$

Thế (36) và (37) vào (24), ta được:

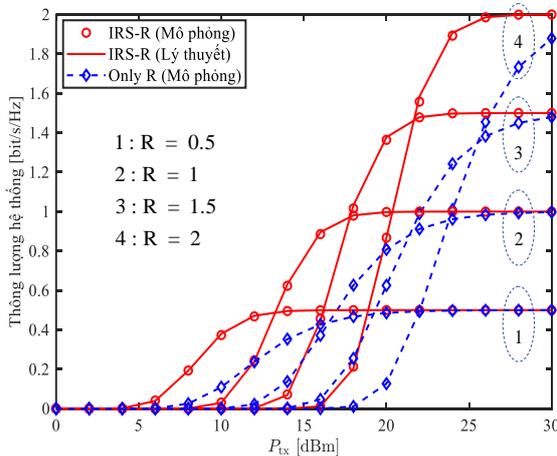
$$\begin{aligned} P_{out} &= 1 - e^{-\Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}} - \Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}} \\ &\times \sum_{a=0}^{\Delta_1-1} \sum_{b=0}^{\Delta_2-1} \frac{1}{a!b!} \left(\Psi_1 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_r}}\right)^a \left(\Psi_2 \sqrt{\frac{\lambda_{th}}{\lambda_g}}\right)^b, \end{aligned} \quad (38)$$

Thế (38) vào (15) ta thu được thông lượng hệ thống LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp như trong biểu thức (18). Phần chứng minh chi tiết được trình bày trong phụ lục.

#### 4. KẾT QUẢ TÍNH TOÁN SỐ VÀ THẢO LUẬN

Trên cơ sở biểu thức lý thuyết đạt được trong phần trước, phần này sẽ đánh giá thông lượng hệ thống trong các kịch bản khác nhau. Mô phỏng Monte-Carlo được sử dụng kèm với kết quả lý thuyết để chứng minh sự đúng đắn của biểu thức lý thuyết đưa ra. Trong các hình vẽ dưới đây, ký hiệu “IRS-R” thể hiện thông lượng

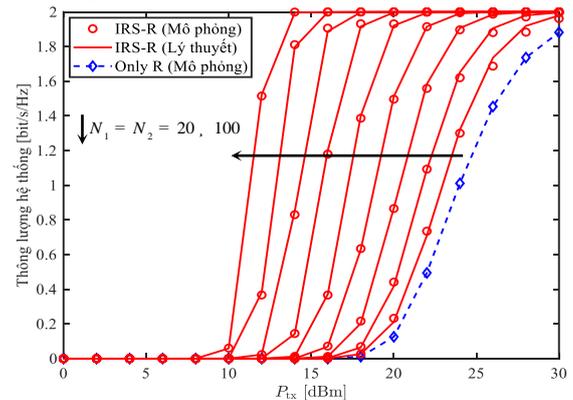
hệ thống LPWAN đề xuất (sử dụng IRS và chuyên tiếp). Trong khi đó, ký hiệu “Only R” thể hiện thông lượng hệ thống LPWAN truyền thống (chỉ sử dụng chuyên tiếp, không có IRS). Chú ý rằng, thông lượng hệ thống LPWAN truyền thống có thể coi là thông lượng đạt được trong các kết quả của các nghiên cứu trước đây như ở (Abboud & Abdoun, 2024; Hoang, Nguyen, Nguyen, & Tran, 2024; Ji et al., 2023). Các tham số sử dụng cho mô phỏng được cài đặt như sau:  $P_s = P_r = P_{tx}$ ;  $\sigma_r^2 = \sigma_g^2 = \sigma^2$ , NF=10 dBm,  $N_0 = -174$  dBm/Hz (để tính ra  $\sigma^2$  trong (14)) và  $m_{sr} = m_{rg} = m_g = m_h = m_l = m_k = 2$ . Để tìm ra giá trị độ lợi trung bình trong (13), các tham số được đặt như sau:  $G_t = G_r = 5$  dB,  $d_{sr} = 100$  m và  $d_{rg} = 100$  m. Vị trí của  $I_1$  và  $I_2$  cũng như tần số được thay đổi để khảo sát ảnh hưởng của chúng đến thông lượng hệ thống. Các tham số còn lại cũng được điều chỉnh để đánh giá toàn diện phẩm chất hệ thống.



**Hình 2.** Thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất trong sự so sánh với hệ thống LPWAN truyền thống sử dụng  $N_1 = N_2 = 40$  RE,  $f_c = 3$  GHz, BW = 10 MHz và  $d_{s_i1} = d_{r_i2} = 50$  m.

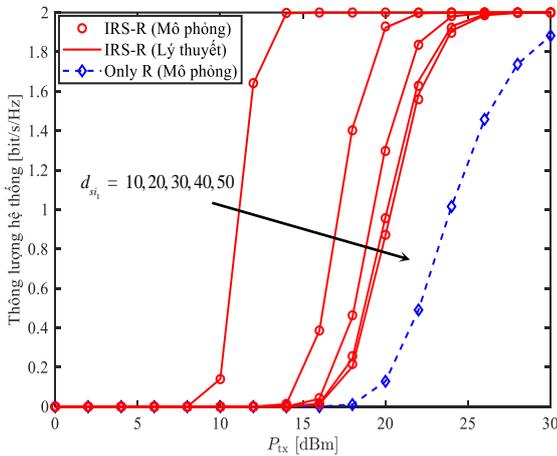
Hình 2 biểu diễn thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất trong sự so sánh với hệ thống LPWAN truyền thống sử dụng  $N_1 = N_2 = 40$  RE,  $f_c = 3$  GHz, BW = 10 MHz và  $d_{s_i1} = d_{r_i2} = 50$  m. Nói cách khác,  $I_1$  nằm giữa S

và R,  $I_2$  nằm giữa R và G. Hình 2 xem xét bốn tốc độ truyền dẫn:  $R = 0.5, 1, 1.5$  và  $2$  bit/s/Hz. Các tham số khác như đã đề cập ở trên. Trên Hình 2, đường biểu diễn kết quả lý thuyết sử dụng biểu thức (18). Sự trùng khớp của kết quả lý thuyết và mô phỏng chứng minh sự đúng đắn của biểu thức đưa ra. So với hệ thống LPWAN truyền thống, hệ thống LPWAN đề xuất có thông lượng cao hơn hẳn, đặc biệt khi tốc độ truyền dẫn cao. Cụ thể, khi tốc độ truyền dẫn thấp, chẳng hạn  $R = 0.5$  và  $R = 1$  bit/s/Hz, cả hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thống đều đạt được thông lượng đích khi công suất phát là 30 dBm. Tuy nhiên, hệ thống LPWAN đề xuất có thể đạt tới thông lượng đích với công suất phát nhỏ hơn hệ thống LPWAN truyền thống 10 dBm. Nói cách khác, bằng cách sử dụng hai IRS, công suất phát của hệ thống LPWAN có thể giảm 10 dBm để đạt tới thông lượng đích định sẵn. Với tốc độ truyền dẫn cao hơn, chẳng hạn  $R = 1.5$  và  $R = 2$  bit/s/Hz, đặc tính thông lượng của hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thống vẫn như với tốc độ truyền dẫn thấp. Như vậy, bằng cách sử dụng hai IRS với mỗi IRS được trang bị 40 RE, hệ thống LPWAN có thể đạt tới thông lượng đích với công suất phát thấp hơn hệ thống LPWAN truyền thống 10 dBm. Kết quả này là rất quan trọng vì hệ thống LPWAN yêu cầu phạm vi rộng và tiêu thụ năng lượng thấp.



**Hình 3.** Thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất khi số lượng phần tử phản xạ trên IRS thay đổi.

Hình 3 đánh giá thông hệ thống đề xuất khi số lượng phần tử phản xạ thay đổi với  $N_1 = N_2 = 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100$  RE và  $R = 2$  bit/s/Hz. Các tham số khác như sử dụng cho Hình 2. Hình 3 cho thấy khi số phần tử phản xạ tăng lên, thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất tăng lên đáng kể. Cụ thể, khi  $N_1 = N_2 = 20$  RE, ta cần sử dụng công suất phát bằng 30 dBm để đạt được thông lượng đích. Mặt khác, độ lợi của việc sử dụng IRS trong trường hợp này là không đáng kể, vì thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất cao hơn thông lượng hệ thống LPWAN truyền thống không nhiều. Khi số lượng phần tử phản xạ tăng lên, lợi ích của việc sử dụng IRS tăng lên rõ rệt. Đặc biệt, khi  $N_1 = N_2 = 100$  RE, hệ thống LPWAN đề xuất đạt đến thông lượng đích với công suất phát nhỏ hơn 30 dBm so với hệ thống LPWAN truyền thống.

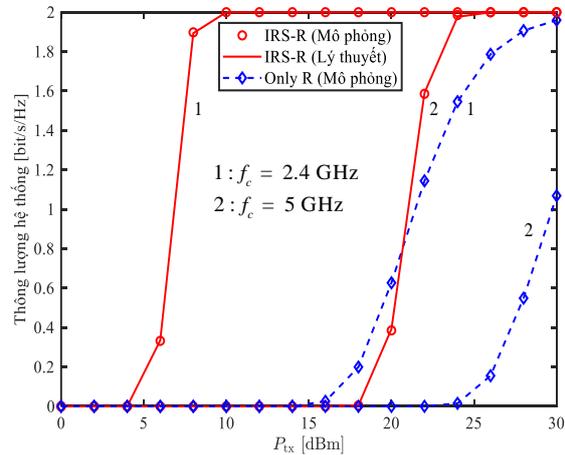


**Hình 4.** Ảnh hưởng của vị trí IRS đến thông lượng hệ thống.

Hình 4 khảo sát ảnh hưởng vị trí của IRS đến thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất, trong đó vị trí của hai IRS thay đổi tương ứng với khoảng cách  $d_{s_i} = d_{r_i} = 10, 20, 30, 40, 50$ . Nói cách khác,  $I_1$  di chuyển từ vị trí gần S đến vị trí giữa S và R. Trong khi đó,  $I_2$  di chuyển từ vị trí gần R đến vị trí giữa R và G. Các tham số còn lại như sử dụng cho Hình 2. Ta thấy rằng khi  $I_1$  gần S và  $I_2$  gần R ( $d_{s_i} = d_{r_i} = 10$ ), thông lượng

hệ thống LPWAN đề xuất là tốt nhất. Trong khi đó, thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất là kém nhất khi  $I_1$  nằm giữa S và R,  $I_2$  nằm giữa R và G ( $d_{s_i} = d_{r_i} = 50$ ). Đặc điểm này của IRS khác với chuyển tiếp truyền thống, bởi vì chuyển tiếp truyền thống thường cho chất lượng tốt nhất khi nó nằm giữa máy phát và máy thu (Basar et al., 2019). Chú ý rằng bên cạnh đặt IRS gần máy phát ( $I_1$  gần S và  $I_2$  gần R), ta có thể đặt IRS gần máy thu ( $I_1$  gần R và  $I_2$  gần G) để đạt được phẩm chất tương tự.

Hình 5 minh họa thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thống với các tần số của mạng Wi-Fi  $f_c = 2.4$  và  $f_c = 5$  GHz. Ta thấy rằng sử dụng tần số cao giảm đáng kể thông lượng hệ thống, kết quả này hoàn toàn phù hợp với biểu thức toán thể hiện ở (13). Cụ thể, tại  $P_{tx} = 10$  dBm, thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất là 2 và 0 bit/s/Hz với  $f_c = 2.4$  và  $f_c = 5$  GHz.

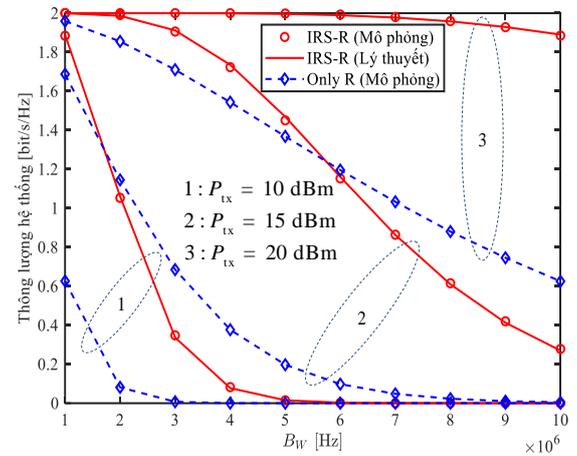


**Hình 5.** Thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thống sử dụng các tần số của Wi-Fi.

Tức là khi công suất phát cố định ở  $P_{tx} = 10$  dBm, tăng tần số từ 2.4 GHz lên 5 GHz, thông lượng hệ thống sẽ giảm từ 2 bit/s/Hz xuống còn 0 bit/s/Hz. Xét về mặt công suất phát, hệ thống LPWAN đề xuất với  $f_c = 5$  GHz cần công suất phát cao hơn gần 15 dBm so với trường hợp

$f_c = 2.4$  GHz để đạt được thông lượng đích. Với hệ thống LPWAN truyền thông, đặc tính cũng tương tự. Đặc biệt khi  $f_c = 5$  GHz, thông lượng hệ thống LPWAN truyền thông chỉ đạt 1.1 bit/s/Hz tại  $P_{tx} = 30$  dBm. Tức là khi sử dụng tần số cao ( $f_c = 5$  GHz), hệ thống LPWAN truyền thông không thể đạt tới thông lượng đích dù công suất phát đủ lớn. Do đó, sử dụng tần số phù hợp cho cả hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thông để đạt được thông lượng đích với công suất phát thấp là điều quan trọng và cần thiết.

Hình 6 khảo sát ảnh hưởng của băng thông lên thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thông khi băng thông thay đổi từ 1 MHz đến 10 MHz. Ba giá trị công suất phát được sử dụng, bao gồm  $P_{tx} = 10$  dBm,  $P_{tx} = 15$  dBm và  $P_{tx} = 20$  dBm. Các tham số còn lại như sử dụng cho Hình 2. Do khi băng thông (BW) tăng dẫn đến công suất tạp âm tăng (theo biểu thức (14)), từ đó làm giảm đáng kể thông lượng hệ thống. Chẳng hạn, với  $P_{tx} = 10$  dBm, thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thông lần lượt giảm từ 1.9 và 0.6 bit/s/Hz xuống còn 1.0 và 0.05 bit/s/Hz khi BW tăng từ 1 đến 2 MHz. Nói cách khác, khi các tham số hệ thống cố định, tăng BW sẽ dẫn đến giảm thông lượng hệ thống do nhiễu tăng lên. Đặc tính tương tự cũng xảy ra cho thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thông với  $P_{tx} = 15$  dBm và  $P_{tx} = 20$  dBm. Như vậy, để nâng cao thông lượng hệ thống vùng phủ sóng rộng, công suất thấp thì cần sử dụng kết hợp tối ưu các yếu tố như tốc độ truyền dẫn, số lượng phần tử phản xạ, vị trí mặt phản xạ, tần số sóng mang và băng thông.



**Hình 6.** Thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất và truyền thông khi băng thông thay đổi.

## 5. KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất áp dụng mặt phản xạ thông minh cho hệ thống IoT vùng phủ sóng rộng, công suất thấp. Bằng biến đổi toán học chặt chẽ, bài báo tìm ra biểu thức tường minh thông lượng của hệ thống đề xuất qua kênh truyền thực tế, đó là kênh được tính toán cho hệ thống 5G và thế hệ tiếp theo. Kết quả tính toán số cho thấy rằng so với hệ thống LPWAN truyền thông, hệ thống LPWAN đề xuất (sử dụng hai IRS) nâng cao đáng kể thông lượng, đặc biệt khi số lượng phần tử phản xạ đủ lớn. Mặt khác, thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất được đánh giá toàn diện, đầy đủ khi khảo sát các ảnh hưởng cụ thể của số lượng phần tử phản xạ trên IRS, vị trí IRS, tần số sóng mang của mạng Wi-Fi và băng thông. Trên cơ sở đó, một số đề xuất và khuyến nghị được đưa ra để nâng cao thông lượng hệ thống LPWAN trong quá trình khai thác, sử dụng. Đồng thời, vị trí của IRS và chuyển tiếp có thể được tối ưu thông qua đề xuất thuật toán nhằm cực đại thông lượng hệ thống. Đây được xem là hướng nghiên cứu, phát triển tiếp theo của bài báo.

## PHỤ LỤC

Phần này trình bày chi tiết tính toán để tìm ra hàm CDF của hệ thống LPWAN sử dụng IRS và chuyển tiếp. Trên cơ sở CDF, xác suất dừng

được tìm ra, từ đó tìm ra thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất.

Trước hết, hàm mô-men của  $|h_{sr}|$  và  $|h_{rg}|$  lần lượt được xác định bởi (P. T. Tran, Nguyen, Hoang, & Nguyen, 2023):

$$\mu_{|h_{sr}|}(t) \square E\{|h_{sr}|^t\} = \frac{\Gamma(m_{sr} + t/2)}{\Gamma(m_{sr})} \left(\frac{m_{sr}}{\Omega_{sr}}\right)^{-t/2}, \quad (39)$$

$$\mu_{|h_{rg}|}(t) \square E\{|h_{rg}|^t\} = \frac{\Gamma(m_{rg} + t/2)}{\Gamma(m_{rg})} \left(\frac{m_{rg}}{\Omega_{rg}}\right)^{-t/2}. \quad (40)$$

Từ (39) và (40), mô-men thứ nhất và thứ hai của  $|h_{sr}|$  và  $|h_{rg}|$  được tính toán như sau:

$$\mu_{|h_{sr}|}(1) = \frac{\Gamma(m_{sr} + 1/2)}{\Gamma(m_{sr})} \sqrt{\frac{\Omega_{sr}}{m_{sr}}}, \quad (41)$$

$$\mu_{|h_{sr}|}(2) = \frac{\Gamma(m_{sr} + 1)}{\Gamma(m_{sr})} \frac{\Omega_{sr}}{m_{sr}} = \Omega_{sr}, \quad (42)$$

$$\mu_{|h_{rg}|}(1) = \frac{\Gamma(m_{rg} + 1/2)}{\Gamma(m_{rg})} \sqrt{\frac{\Omega_{rg}}{m_{rg}}}, \quad (43)$$

$$\mu_{|h_{rg}|}(2) = \Omega_{rg}. \quad (44)$$

Để rút gọn biểu thức tính toán, đặt  $A_n = |h_n| |g_n|$ ,

$$B_1 = \sum_{n=1}^{N_1} A_n, \quad A_i = |l_i| |k_i| \quad \text{và} \quad B_2 = \sum_{i=1}^{N_2} A_i.$$

Ta tính hàm PDF của  $A_n$  và  $A_i$  như sau:

$$f_{A_n}(y) = \int_0^\infty \frac{1}{x} f_{|h_n|}\left(\frac{y}{x}\right) f_{|g_n|}(x) dx, \quad (45)$$

$$f_{A_i}(y) = \int_0^\infty \frac{1}{x} f_{|l_i|}\left(\frac{y}{x}\right) f_{|k_i|}(x) dx. \quad (46)$$

Sử dụng hàm PDF ở (12), biểu thức (45) và (46) trở thành:

$$f_{A_n}(y) = \frac{4}{\Gamma(m_{h_n})\Gamma(m_{g_n})} \left(\frac{m_{h_n}}{\Omega_{h_n}}\right)^{m_{h_n}} \left(\frac{m_{g_n}}{\Omega_{g_n}}\right)^{m_{g_n}} \times y^{2m_{h_n}-1} \int_0^\infty x^{2m_{g_n}-2m_{h_n}-1} e^{-\frac{y^2 m_{h_n}}{\Omega_{h_n} x^2} - \frac{m_{g_n} x^2}{\Omega_{g_n}}} dx, \quad (47)$$

$$f_{A_i}(y) = \frac{4}{\Gamma(m_{l_i})\Gamma(m_{k_i})} \left(\frac{m_{l_i}}{\Omega_{l_i}}\right)^{m_{l_i}} \left(\frac{m_{k_i}}{\Omega_{k_i}}\right)^{m_{k_i}} \times y^{2m_{l_i}-1} \int_0^\infty x^{2m_{k_i}-2m_{l_i}-1} e^{-\frac{y^2 m_{l_i}}{\Omega_{l_i} x^2} - \frac{m_{k_i} x^2}{\Omega_{k_i}}} dx. \quad (48)$$

Áp dụng công thức (3.478.4) trong tài liệu (Jeffrey & Zwillinger, 2007) ta được:

$$f_{A_n}(y) = \frac{4\rho_n^{m_{h_n}+m_{g_n}}}{\Gamma(m_{h_n})\Gamma(m_{g_n})} y^{m_{h_n}+m_{g_n}-1} K_{m_{g_n}-m_{h_n}}(2\rho_n y), \quad (49)$$

$$f_{A_i}(y) = \frac{4\rho_i^{m_{l_i}+m_{k_i}}}{\Gamma(m_{l_i})\Gamma(m_{k_i})} y^{m_{l_i}+m_{k_i}-1} K_{m_{k_i}-m_{l_i}}(2\rho_i y), \quad (50)$$

với  $K(\cdot)$  là hàm Bessel và

$$\rho_n = \sqrt{\frac{m_{h_n} m_{g_n}}{\Omega_{h_n} \Omega_{g_n}}}, \quad \rho_i = \sqrt{\frac{m_{l_i} m_{k_i}}{\Omega_{l_i} \Omega_{k_i}}}. \quad (51)$$

Từ hàm PDF, ta tính được hàm mô-men của  $A_n$  và  $A_i$  như sau:

$$\mu_{A_n}(t) \square E\{A_n^t\} = \int_0^\infty y^t f_{A_n}(y) dy, \quad (52)$$

$$\mu_{A_i}(t) \square E\{A_i^t\} = \int_0^\infty y^t f_{A_i}(y) dy. \quad (53)$$

Áp dụng công thức (6.561.16) trong tài liệu (Jeffrey & Zwillinger, 2007), biểu thức (52) và (53) trở thành:

$$\mu_{A_n}(t) = \rho_n^{-t} \frac{\Gamma(m_{h_n} + t/2)\Gamma(m_{g_n} + t/2)}{\Gamma(m_{h_n})\Gamma(m_{g_n})}, \quad (54)$$

$$\mu_{A_i}(t) = \rho_i^{-t} \frac{\Gamma(m_{l_i} + t/2)\Gamma(m_{k_i} + t/2)}{\Gamma(m_{l_i})\Gamma(m_{k_i})}. \quad (55)$$

Vì  $B_1 = \sum_{n=1}^{N_1} A_n$  và  $B_2 = \sum_{i=1}^{N_2} A_i$ , hàm mô-men của  $B_1$  và  $B_2$  được tính toán bởi:

$$\mu_{B_1}(t) \square E\{B_1^t\} = \sum_{t_1=0}^t \sum_{t_2=0}^{t_1} \cdots \sum_{t_{N_1-1}=0}^{t_{N_1-2}} \binom{t}{t_1} \binom{t_1}{t_2} \cdots \binom{t_{N_1-2}}{t_{N_1-1}} \times \mu_{A_1}(t-t_1) \mu_{A_2}(t_1-t_2) \cdots \mu_{A_{N_1}}(t_{N_1-1}), \quad (56)$$

$$\mu_{B_2}(t) \square E\{B_2^t\} = \sum_{t_1=0}^t \sum_{t_2=0}^{t_1} \cdots \sum_{t_{N_2-1}=0}^{t_{N_2-2}} \binom{t}{t_1} \binom{t_1}{t_2} \cdots \binom{t_{N_2-2}}{t_{N_2-1}} \times \mu_{A_1}(t-t_1) \mu_{A_2}(t_1-t_2) \cdots \mu_{A_{N_2}}(t_{N_2-1}), \quad (57)$$

$$\text{với } \binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}.$$

Từ (54), (55), (56) và (57), hàm mô-men của  $B_1$  và  $B_2$  được định rõ như sau:

$$\mu_{B_1}(1) = \sum_{n=1}^{N_1} \mu_{A_n}(1), \quad (58)$$

$$\mu_{B_1}(2) = \sum_{n=1}^{N_1} \mu_{A_n}(2) + 2 \sum_{n=1}^{N_1} \sum_{n'=n+1}^{N_1} [\mu_{A_n}(1)]^2, \quad (59)$$

$$\mu_{B_2}(1) = \sum_{i=1}^{N_2} \mu_{A_i}(1), \quad (60)$$

$$\mu_{B_2}(2) = \sum_{i=1}^{N_2} \mu_{A_i}(2) + 2 \sum_{i=1}^{N_2} \sum_{i'=i+1}^{N_2} [\mu_{A_i}(1)]^2. \quad (61)$$

Do  $D_1 = |h_{sr}| + B_1$  và  $D_2 = |h_{rg}| + B_2$ , hàm mô-men của  $D_1$  và  $D_2$  được xác định như sau:

$$\begin{aligned} \mu_{D_1}(t) &\square E\{|h_{sr}| + B_1\}^t \\ &= E\left\{ \sum_{p=0}^t \binom{t}{p} |h_{sr}|^p B_1^{t-p} \right\} \\ &= \sum_{p=0}^t \binom{t}{p} \mu_{|h_{sr}|}(p) \mu_{B_1}(t-p), \end{aligned} \quad (62)$$

$$\begin{aligned} \mu_{D_2}(t) &\square E\{|h_{rg}| + B_2\}^t \\ &= E\left\{ \sum_{p=0}^t \binom{t}{p} |h_{rg}|^p B_2^{t-p} \right\} \\ &= \sum_{p=0}^t \binom{t}{p} \mu_{|h_{rg}|}(p) \mu_{B_2}(t-p). \end{aligned} \quad (63)$$

Từ (62) và (63), hàm mô-men bậc một và hai của  $D_1$  và  $D_2$  được tính toán bởi:

$$\mu_{D_1}(1) = \mu_{|h_{sr}|}(1) + \mu_{B_1}(1), \quad (64)$$

$$\mu_{D_1}(2) = \mu_{|h_{sr}|}(2) + \mu_{B_1}(2) + 2\mu_{|h_{sr}|}(1)\mu_{B_1}(1), \quad (65)$$

$$\mu_{D_2}(1) = \mu_{|h_{rg}|}(1) + \mu_{B_2}(1), \quad (66)$$

$$\mu_{D_2}(2) = \mu_{|h_{rg}|}(2) + \mu_{B_2}(2) + 2\mu_{|h_{rg}|}(1)\mu_{B_2}(1). \quad (67)$$

Từ (64), (65), (66) và (67), hàm CDF của  $D_1$  và  $D_2$  được tính như sau (Dai, Zhu, Pan, & Wang, 2023):

$$F_{D_1}(y) = \frac{1}{\Gamma\left(\frac{[\mu_{D_1}(1)]^2}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}\right)} \quad (68)$$

$$\times \gamma\left(\frac{[\mu_{D_1}(1)]^2}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}, \frac{\mu_{D_1}(1)y}{\mu_{D_1}(2) - [\mu_{D_1}(1)]^2}\right),$$

$$F_{D_2}(y) = \frac{1}{\Gamma\left(\frac{[\mu_{D_2}(1)]^2}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}\right)} \quad (69)$$

$$\times \gamma\left(\frac{[\mu_{D_2}(1)]^2}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}, \frac{\mu_{D_2}(1)y}{\mu_{D_2}(2) - [\mu_{D_2}(1)]^2}\right).$$

Từ hàm CDF ở (68) và (69), ta tính được xác suất dừng, từ đó tính được thông lượng hệ thống LPWAN đề xuất như biểu thức (18). Phần chứng minh hoàn thành.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- Abboud, S., & Abdoun, N. (2024). Enhancing LoRaWAN Security: An Advanced AES-Based Cryptographic Approach. *IEEE Access*, 12, 2589-2606.
- Aira, J., Olivares, T., & Delicado, F. M. (2024). DriftGLY: A Low-Cost IoT-Based Ecosystem for Monitoring Agrochemical Spray Drifts. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 73, 1-14.
- Basar, E., Di Renzo, M., De Rosny, J., Debbah, M., Alouini, M.-S., & Zhang, R. (2019). Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE Access*, 7, 116753-116773.
- Centenaro, M., & Vangelista, L. (2019). Time-power multiplexing for LoRa-based IoT networks: An effective way to boost LoRaWAN network capacity. *International Journal of Wireless Information Networks*, 26(4), 308-318.
- Dai, J., Zhu, F., Pan, C., & Wang, J. (2023). Two-timescale design for RIS-aided full-duplex MIMO systems with transceiver hardware impairments. *IET Communications*, 17(1), 98-109.
- Di Renzo, M., Ntontin, K., Song, J., Danufane, F. H., Qian, X., Lazarakis, F., . . . Zhang, R. (2020). Reconfigurable intelligent surfaces vs. relaying: Differences, similarities, and performance comparison. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 1, 798-807.
- Hoang, T. M., Nguyen, B. C., Nguyen, H. M., & Tran, P. T. (2024). Secrecy outage performance of NOMA relay networks using partial relay selection in the presence of multiple colluding eavesdroppers. *Computer Communications*.
- Jeffrey, A., & Zwillinger, D. (2007). *Table of integrals, series, and products*: Academic Press.
- Ji, M., Chen, J., Lv, L., Wu, Q., Ding, Z., & Al-Dhahir, N. (2023). Secure NOMA Systems With a Dual-Functional RIS: Simultaneous Information Relaying and Jamming. *IEEE Transactions on Communications*, 71(11), 6514-6528.
- Khoshafa, M. H., Ngatched, T. M. N., Gadallah, Y., & Ahmed, M. H. (2024). Securing LPWANs: A Reconfigurable Intelligent Surface (RIS)-Assisted UAV Approach. *IEEE Wireless Communications Letters*, 13(1), 158-162.
- Kietzmann, P., Alamos, J., Kutscher, D., Schmidt, T. C., & Wählisch, M. (2024). Rethinking LoRa for the IoT: An InformationCentric Approach. *IEEE Communications Magazine*, 62(1), 34-39.
- Lin, K., Mu, X., Guo, L., & Huang, A. (2023, 28 May-1 June 2023). *Resource Allocation for Integrated STAR-RISs and Full-Duplex Relay Communication Systems*. Paper presented at the ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications.
- Mao, B., Tang, F., Kawamoto, Y., & Kato, N. (2021). AI Models for Green Communications Towards 6G. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 24(1), 210-247.
- Nguyen, B. C., Manh Hoang, T., Le, A. T., Nguyen, V. D., & Tran, P. T. (2022). Performance analysis of intelligent reflecting surface aided full-duplex amplify-and-forward relay networks. *International Journal of Communication Systems*, 35(10), e5172.
- Nguyen, B. C., Pham, T. Q., Thang, N. N., Hoang, T. M., & Tran, P. T. (2023). Improving the performance of wireless

- half-duplex and full-duplex relaying networks with intelligent reflecting surface. *Journal of the Franklin Institute*, 360(4), 3095-3118.
- Shao, C., & Muta, O. (2024). When LoRaWAN Meets CSMA: Trends, Challenges, and Opportunities. *IEEE Internet of Things Magazine*, 7(1), 90-96.
- Tran, P. T., Nguyen, B. C., Hoang, T. M., Le, X. H., & Nguyen, V. D. (2022). Exploiting Multiple RISs and Direct Link for Performance Enhancement of Wireless Systems with Hardware Impairments. *IEEE Transactions on Communications*, 70(8), 5599-5611.
- Tran, P. T., Nguyen, B. C., Hoang, T. M., Nguyen, H. M., & Vinh, N. V. (2023). Hybrid classical relay and advanced RISs for performance enhancement of IoT sensor networks with impaired hardware. *Computer Communications*, 210, 90-101.
- Tran, P. T., Nguyen, B. C., Hoang, T. M., & Nguyen, T. N. (2023). On Performance of Low-Power Wide-Area Networks with the Combining of Reconfigurable Intelligent Surfaces and Relay. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 22(10), 6086-6096.
- Wang, Z., Liu, L., & Cui, S. (2020). Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted multiuser communications: Framework, algorithms, and analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(10), 6607-6620.
- Xu, Y., Gu, B., Gao, Z., Li, D., Wu, Q., & Yuen, C. (2024). Applying RIS in Multi-User SWIPT-WPCN Systems: A Robust and Environmentally-Friendly Design. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 10(1), 209-222.
- Zhou, G., Pan, C., Ren, H., Popovski, P., & Swindlehurst, A. L. (2022). Channel Estimation for RIS-Aided Multiuser Millimeter-Wave Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 70, 1478-1492.

# THROUGHPUT EVALUATION OF IoT LOW-POWER WIDE-AREA SYSTEM

Nguyen Huu Minh<sup>1\*</sup>, Nguyen Van Sang<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Telecommunications University*

<sup>2</sup>*Dong Nai Technology University*

\*Corresponding author: *Nguyen Huu Minh, nguyenuuminh@tcu.edu.vn*

## GENERAL INFORMATION

Received date: 30/01/2024

Revised date: 23/02/2024

Published date: 12/03/2024

## KEYWORD

*Internet of Things;*

*Long-range communication;*

*Intelligent reflecting surfaces;*

*Relay communication;*

*System throughput.*

## ABSTRACT

This article suggests integrating two intelligent reflecting surfaces (IRS) with a relay to improve the system throughput of an Internet of Things (IoT) applied in a low-power wide-area network (LPWAN). In particular, the proposal incorporates two IRSs to enhance links between the IoT sensor and the relay, as well as between the relay and the IoT gateway. Analytical expression for system throughput is derived for the IRS-relay assisted LPWAN operating over Nakagami-m channels. Then, the throughput of the proposed LPWAN is compared with that of traditional LPWAN without IRS to clarify the significant performance enhancement achieved by leveraging IRS. Specifically, with a certain throughput, the proposed LPWAN can reduce power consumption 10 dBm compared to the traditional LPWAN. The findings have indicated that the IRS-relay assisted LPWAN can effectively operate at high-frequency bands (5 GHz) for long-range transmission (200 m). Additionally, the article studies and explores detailly the impact of factors such as the data transmission rate, IRS locations, number of reflecting elements, carrier frequency, and bandwidth on the system throughput. Then, some useful recommendations to enhance the system throughput are proposed.