Đánh giá phẩm chất mạng chuyển tiếp song công hai chiều trên cùng băng tần dưới tác động của phần cứng không lý tưởng

Performance Evaluation of In-Band Full-Duplex Two-Way Relay Networks with Hardware Impairments

Tóm tắt

Bài báo này phân tích phẩm chất mạng chuyển tiếp song công hai chiều trên cùng băng tần với phần cứng không lý tưởng, trong đó nút chuyển tiếp sử dụng giao thức khuếch đại-và-chuyển tiếp. Xác suất dừng, xác suất lỗi ký hiệu được tìm ra để đánh giá phẩm chất hệ thống. Trên cơ sở đó, để nâng cao phẩm chất hệ thống, chúng tôi tìm ra biểu thức phân bổ công suất tối ưu cho hai nút đầu cuối và nút chuyển tiếp. Kết quả phân tích đã làm rõ mức độ ảnh hưởng của lỗi phần cứng và nhiễu tự giao thoa đến phẩm chất hệ thống khi so sánh với hệ thống lý tưởng và hệ thống bán song công truyền thống. Bên cạnh đó, mô phỏng Monte Carlo được thực hiện để minh chứng cho sự đúng đắn của kết quả phân tích.

Từ khóa: *Truyền thông song công trên cùng băng tần, triệt nhiễu tự giao thoa, khuếch đại và chuyển tiếp, xác suất dừng, phần cứng không lý tưởng.*

Abstract: In this paper, we analyse the performance of in-band full-duplex two-way relay networks using amplify-and-forward strategy under the impact of hardware impairments. The outage probability, symbol errror probability are derived to evaluate the system performance. Based on these values, we derive the optimal power allocation expression for the terminal and the relay nodes. Numerical results provide an insight into the impact of hardware impairments and the residual self-interference on the system performance in comparison with the ideal hardware and the half-duplex systems. Simulation results are used to verify our analyses.

Keyword: *In-band full-duplex, self-interference cancellation, amplify-and-forward, outage probability, hardware impairments.*

I. ĐẶT VẤN ĐỀ

Trong giai đoạn cách mạng công nghiệp 4.0 hiện nay, với xu thế phát triển về trí tuệ nhân tạo (AI: *Machine Intelligence*), Internet kết nối vạn vật (IoT: *Internet of Things*) và dữ liệu lớn (*Big Data*) đòi hỏi các thiết bị vô tuyến cần được nâng cấp cả phần cứng lẫn phần mềm để đáp ứng các yêu cầu đặt ra. Nhu cầu dữ liệu lớn trong khi phổ tần hạn chế đòi hỏi các nhà nghiên cứu và thiết kế mạng vô tuyến tìm cách nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tần. Trong bối cảnh đó, truyền thông song công trên cùng băng tần (IBFD: *In-Band Full-Duplex*) là một trong những công nghệ đang được nghiên cứu mạnh bởi khả năng tăng gấp đôi hiệu quả sử dụng phổ tần [1-3]. Với những kết quả nghiên cứu và thử nghiệm về khả năng triệt nhiễu tự giao thoa (SIC: *Self-Interference Cancellation*) ở [4-8] đã chứng minh tính khả thi của truyền thông IBFD. Những nghiên cứu này đã cho thấy nhiễu có thể được loại trừ lên đến $110\,\mathrm{dB}$ thông qua kết hợp các biện pháp SIC, bao gồm khử nhiễu miền ăng-ten, miền số và miền tương tự. Tuy nhiên, do triệt nhiễu không hoàn hảo, phần nhiễu dư còn lại (RSI: *Residual Self-Interference*) sẽ làm giảm phẩm chất hệ thống.

Trên cơ sở đó, nhiều nghiên cứu đã thực hiện đánh phẩm chất hệ thống FD dưới sự ảnh hưởng của RSI

khi so sánh với hệ thống bán song công truyền thống (HD: *Half -Duplex*) nhằm đưa ra phương án lựa chọn sử dụng hệ thống FD hoặc HD trong các điều kiện cụ thể [9-11]. Những công trình này đã cho thấy rằng, khi nhiễu dư FD nhỏ, hệ thống FD cho dung lượng Ergodic tốt hơn hệ thống HD với cùng phẩm chất xác suất dừng (OP: Outage Probability). Ngược lại, khi nhiễu dư FD lớn, sử dụng mô hình HD để nâng cao phẩm chất hệ thống. Đồng thời, sử dụng công suất phát thích ứng cho hoạt động HD/FD sẽ giảm được năng lượng tiêu thụ, nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tần tức thì.

Trong các nghiên cứu về hệ thống FD, mạng chuyển tiếp (*relay network*) FD đang được chú trọng bởi khả năng tăng cường độ tin cậy, nâng cao chất lượng, khắc phục hiện tượng che khuất, suy hao truyền dẫn [1], [2]. Sự kết hợp giữa mạng chuyển tiếp hai chiều và công nghệ FD cho phép nâng cao tốc độ truyền dẫn và hiệu quả sử dụng phổ tần so với hệ thống chuyển tiếp một chiều hoặc hai chiều HD truyền thống. Nhiều nghiên cứu gần đây đã tập trung vào việc đánh giá và nâng cao phẩm chất mạng chuyển tiếp song công hai chiều trong trường hợp triệt nhiễu tự giao thoa không hoàn hảo. Trong các bài báo [1, 2, 12-18], các tác giả đã khảo sát phẩm chất mạng chuyển tiếp FD hai chiều sử dụng giao thức khuếch đại và chuyển tiếp (AF: *Amplify and Forward*). Biểu thức OP trong các điều kiện khác nhau đã được tìm ra và khảo sát ở [1, 13, 16, 18]. Các tác giả đã chứng minh được rằng, phẩm chất OP đạt đến bão hòa khi tỉ số tín hiệu trên nhiễu cộng với tạp âm (SINR: *Signal to Interferecen plus Noise Ratio*) đủ lớn. Bởi khi SINR đủ lớn, kéo theo tự can nhiễu tại nút chuyển tiếp và hai nút đầu cuối lớn hơn, làm cho OP đạt đến mức sàn lỗi (*error floor*). Đồng thời, các biện pháp như lựa chọn cặp ăng-ten thu phát, ước lượng kênh nhiễu tự giao thao, phân bổ công suất tối ưu làm giảm đáng kể ảnh hưởng của RSI và nâng cao phẩm chất hệ thống [12, 14, 15]. Bên cạnh chuyển tiếp AF, mạng giải mã và chuyển tiếp (DF: *Decode and Forward*) hai chiều FD đã và đang được nghiên cứu rộng rãi trong các bài báo [19-23]. Các tác giả đã khảo sát OP trong điều kiện CSI hoàn hảo và không hoàn hảo, khảo sát sự ảnh hưởng của RSI đến phẩm chất hệ thống. Kết quả cho thấy, ảnh hưởng của RSI làm cho phẩm chất hệ thống đạt đến bão hòa ngay cả khi CSI hoàn hảo. Bên cạnh đó, việc phân bổ công suất tối ưu cho nút chuyển tiếp giúp nâng cao đáng kể phẩm chất hệ thống.

Qua thảo luận trên, hầu hết các nghiên cứu về hệ thống FD hai chiều tập trung vào việc phân tích, xem xét các điều kiện về kênh truyền, nhiễu dư đến phẩm chất hệ thống. Tuy nhiên, để hệ thống vô tuyến hoạt động được, ngoài những vấn đề về phần mềm, thì phần cứng hệ thống là đòi hỏi bắt buộc. Vì vậy, ngoài các biện pháp kỹ thuật để nâng cao phẩm chất hệ thống, cần xem xét lựa chọn phần cứng phù hợp. Trong thực tế, khi thiết bị vô tuyến hoạt động, phần cứng không hoàn hảo sẽ tạo ra một nguồn nhiễu, làm méo tín hiệu cần truyền/nhận. Các kỹ thuật bù trừ được áp dụng để loại bỏ lỗi phần cứng. Dẫu vậy, lỗi phần cứng vẫn sót lại trong các hệ thống vô tuyến và làm giảm phẩm chất hệ thống. Ảnh hưởng của lỗi phần cứng đã được xem xét trong các nghiên cứu [24, 25] và một số tài liệu khác. Kết quả cho thấy rằng, khi lỗi phần cứng tồn tại trong hệ thống, phẩm chất hệ thống sẽ giảm đáng kể, nhất là cho các hệ thống truyền dẫn tốc độ cao.

Xuất phát từ những thảo luận trên, để đánh giá phẩm chất hệ thống sát với điều kiện thực tế, trong bài báo này, chúng tôi khảo sát chất lượng hệ thống chuyển tiếp FD hai chiều AF với phần cứng không lý tưởng. Xác suất dừng, xác suất lỗi ký hiệu và phần bổ công suất tối ưu cho hệ thống được sử dụng để đánh giá, nâng cao phẩm chất hệ thống. Đóng góp của bài báo có thể tóm tắt như sau:

- Xây dựng mô hình mạng chuyển tiếp FD hai chiều sử dụng giao thức AF với phần cứng không lý tưởng để khảo sát.

- Trên cơ sở mô hình hệ thống và tín hiệu, biểu thức chính xác của tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu cộng tạp âm và méo dạng (SINDR: *Signal to Interference plus Noise and Distortion Ratio*) được

đưa ra, làm cơ sở để tìm ra biểu thức chính xác và xấp xỉ của OP, biểu thức xấp xỉ của xác suất lỗi ký hiệu (SEP: *Symbol Error Probability*). Từ đó, phẩm chất hệ thống được đánh giá toàn diện, xác định được ảnh hưởng của lỗi phần cứng và RSI đến phẩm chất hệ thống khi so sánh với hệ thống lý tưởng và hệ thống HD.

- Để nâng cao phẩm chất hệ thống, chúng tôi đề xuất phân bổ công suất tối ưu cho hai nút đầu cuối và nút chuyển tiếp, nhằm làm giảm tác động của lỗi phần cứng và RSI. Kết quả cho thấy, phương án đề xuất làm tăng phẩm chất hệ thống đáng kể.

Phần còn lại của bài báo được tổ chức như sau: Mục 2 là mô hình hệ thống và tín hiệu, Mục 3 tập trung vào việc phân tích phẩm chất hệ thống, Mục 4 đề xuất phân bổ công suất tối ưu cho hệ thống, Mục 5 trình bày kết quả tính toán số và thảo luận, và cuối cùng, Mục 6 rút ra các kết luận của bài báo.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Xét một hệ thống liên lạc điểm – điểm với phần cứng lý tưởng (gọi tắt là hệ thống lý tưởng), trong đó mỗi đầu cuối có một ăng-ten dùng cho thu và phát tín hiệu ở chế độ HD, tín hiệu thu có dạng sau:

$$y = hs + z, \tag{1}$$

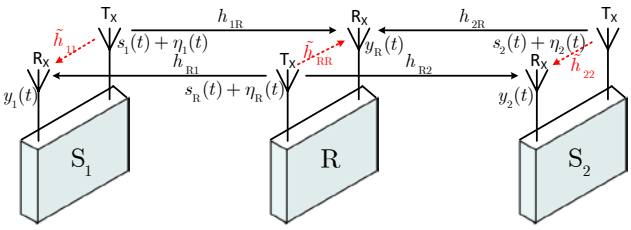
ở đây h là hệ số pha đinh của kênh truyền từ phía phát đến phía thu, s là tín hiệu cần truyền đi, z là nhiễu trắng cộng tính (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN) tại đầu vào máy thu. Trong trường hợp phần cứng không lý tưởng (gọi tắt là hệ thống không lý tưởng), phía máy phát và máy thu sẽ tạo ra nguồn nhiễu lần lượt là η^{tx} và η^{rx}, với $\eta^{\text{tx}} \sim \mathcal{CN}(0, k_{\text{tx}}^2 P)$, $\eta^{\text{rx}} \sim \mathcal{CN}(0, k_{\text{rx}}^2 |h|^2 P)$ [24]. Trong đó, k_{tx} và k_{rx} lần lượt là tham số đặc trưng cho lỗi phần cứng ở máy phát và máy thu; P là công suất tín hiệu phát. Từ đó, tín hiệu thu được có dạng:

$$y = h(s + \eta^{\text{tx}}) + \eta^{\text{rx}} + z = hs + h\eta^{\text{tx}} + \eta^{\text{rx}} + z. \tag{2}$$

Từ (2), công suất trung bình của lỗi phần cứng tổng hợp do cả phía phát và phía thu gây nên được biểu diễn bằng $\mathbb{E}_{\eta^{\text{tx}},\eta^{\text{rx}}}\{|h\eta^{\text{tx}} + \eta^{\text{rx}}|^2\} = P|h|^2(k_{\text{tx}}^2 + k_{\text{rx}}^2) = P|h|^2 k^2$, với $k^2 = k_{\text{tx}}^2 + k_{\text{rx}}^2$ là méo dạng kết hợp, đặc trưng cho mức độ ảnh hưởng của lỗi tích hợp phần cứng ở cả máy phát và máy thu. Từ đó, (2) được đơn giản thành:

$$y = h(s + \eta) + z, \tag{3}$$

với $\eta \sim \mathcal{CN}(0, k^2 P)$. Trên cơ sở mô hình cho hệ thống điểm – điểm này, chúng tôi xây dựng mô hình hệ thống chuyển tiếp song công hai chiều với phần cứng không lý tưởng như chỉ ra trên Hình 1. Trong mô hình này, để biểu diễn RSI ở chế độ FD, chúng tôi sử dụng hai ký hiệu ăng-ten biểu diễn cho hai mạch thu và phát. Hệ thống thực tế có thể sử dụng một ăng ten chung cho cả thu và phát. Dữ liệu được truyền từ S_1 tới S_2 và ngược lại thông qua trạm chuyển tiếp R. Trong đó, R sử dụng giao thức khuếch đại và chuyển tiếp.



Hình 1. Hệ thống chuyển tiếp song công hai chiều với phần cứng không lý tưởng.

Tại thời điểm t, tín hiệu thu của nút chuyển tiếp có dạng:

$$y_{\text{R}}(t) = h_{1\text{R}}\tilde{s}_1(t) + h_{2\text{R}}\tilde{s}_2(t) + \tilde{h}_{\text{RR}}\tilde{s}_{\text{R}}(t) + z_{\text{R}}(t), \tag{4}$$

ở đây: $\tilde{s}_1(t) \triangleq s_1(t) + \eta_1(t)$; $\tilde{s}_2(t) \triangleq s_2(t) + \eta_2(t)$; $\tilde{s}_{\text{R}}(t) \triangleq s_{\text{R}}(t) + \eta_{\text{R}}(t)$ với $\tilde{s}_1$, $\tilde{s}_2$, $\tilde{s}_{\text{R}}$ lần lượt là tín hiệu thực tế phát đi; s_1, s_2, s_{R} là tín hiệu mong muốn phát đi tại S_1, S_2 và R; η_1, η_2, η_{R} lần lượt là lỗi phần cứng tích hợp tại S_1, S_2 và R thỏa mãn $\eta_1 \sim \mathcal{CN}(0, k_1^2 P_1)$, $\eta_2 \sim \mathcal{CN}(0, k_2^2 P_2)$, $\eta_{\text{R}} \sim \mathcal{CN}(0, k_{\text{R}}^2 P_{\text{R}})$ với k_1, k_2, k_{R} lần lượt là hệ số méo dạng tích hợp tại S_1, S_2 và R; P_1, P_2 và P_{R} lần lượt là công suất phát

trung bình tại S_1, S_2 và R; h_{1R}, h_{2R}, $\tilde{h}_{RR}$ tương ứng là hệ số pha-đinh của kênh truyền từ S_1 tới R, từ S_2 tới R và từ kênh ảnh hưởng mạch phát tới mạch thu của R; $z_R(t)$ là nhiễu trắng cộng tính (*Additive White Gaussian Noise* - AWGN) tại đầu vào R, với $z_R \sim CN(0, N_R)$.

Giả sử rằng, thời gian xử lý tín hiệu tại R bằng một chu kỳ ký hiệu, tức là thành phần tín hiệu phát trên nút chuyển tiếp $\tilde{s}_R(t)$ được thực hiện sau khi khuếch đại tín hiệu thu ở thời điểm trước đó $y_R(t-1)$, kết hợp với méo do lỗi phần cứng của máy thu phát. Do đó ta có:

$$\tilde{s}_R(t) = Gy_R(t-1) + \eta_R(t-1). \quad (5)$$

Khi thông tin trạng thái kênh truyền hoàn hảo, hệ số khuếch đại G được định nghĩa theo biểu thức:

$$G \triangleq \sqrt{\frac{P_R}{\rho_1 P_1(1+k_1^2) + \rho_2 P_2(1+k_2^2) + I_R + N_R}}, \quad (6)$$

trong đó, $\rho_1 = |h_{1R}|^2$ và $\rho_2 = |h_{2R}|^2$ lần lượt là độ lợi kênh truyền từ S_1 đến R và S_2 đến R; $I_R = \tilde{\Omega}_R P_R$ là nhiễu lặp vòng còn sót lại tại R sau khi áp dụng tất cả các kỹ thuật triệt nhiễu tự giao thoa, với $\tilde{\Omega}_R$ biểu thị khả năng triệt nhiễu tại R.

Sau khi khuếch đại, R chuyển tiếp tín hiệu thu được tới S_1 và S_2. Tín hiệu thu tại S_2 có dạng sau:

$$y_2(t) = h_{R2}\tilde{s}_R(t) + \tilde{h}_{22}\tilde{s}_2(t) + z_2(t), \quad (7)$$

trong đó $h_{R2}, \tilde{h}_{22}$ lần lượt là hệ số pha đinh của kênh truyền từ R tới S_2 và từ ăng-ten phát đến ăng-ten thu của S_2; z_2 là nhiễu AWGN tại S_2.

Thế (5) vào (7) ta được:

$$y_2(t) = h_{R2}\left[Gy_R(t-1) + \eta_R(t-1)\right] + \tilde{h}_{22}\tilde{s}_2(t) + z_2(t). \quad (8)$$

Sử dụng (4), biểu thức (8) trở thành:

$$\begin{aligned} y_2(t) = {} & h_{R2}G\left[h_{1R}(s_1(t-1) + \eta_1(t-1)) + h_{2R}s_2(t-1)\right] \\ & + h_{R2}G\left[h_{2R}\eta_2(t-1) + \tilde{h}_{RR}\tilde{s}_R(t-1) + z_1(t-1)\right] \\ & + h_{R2}\eta_R(t-1) + \tilde{h}_{22}\tilde{s}_2(t) + z_2(t). \end{aligned} \quad (9)$$

Sử dụng kỹ thuật mã hóa mạng [2], ta có thể loại bỏ được thành phần $s_2(t-1)$ ra khỏi $y_2(t)$, đồng thời có $|h_{R2}|^2 = |h_{2R}|^2; |h_{R1}|^2 = |h_{1R}|^2$. Do đó, ta xác định được SINDR tại S_2 theo biểu thức:

$$\gamma_2 = \frac{|h_{1R}|^2 |h_{R2}|^2 P_1}{|h_{1R}|^2 |h_{R2}|^2 P_1 d + |h_{R2}|^2 |h_{2R}|^2 P_2 d' + |h_{R2}|^2 t_R d_R + t_R / G^2}, \quad (10)$$

hay

$$\gamma_2 = \frac{\rho_1\rho_2 P_1 P_R}{\rho_1 P_1\left[\rho_2 P_R d + t_2 d_1\right] + \rho_2^2 P_2 P_R d' + \rho_2 P_R t_R d_R + \rho_2 P_2 t_2 d_2 + t_2 t_R}. \quad (11)$$

Tương tự ta có SINDR tại S_1 như sau:

$$\gamma_1 = \frac{\rho_1\rho_2 P_2 P_R}{\rho_2 P_2\left[\rho_1 P_R d' + t_1 d_2\right] + \rho_1^2 P_1 P_R d + \rho_1 P_R t_R d_R + \rho_1 P_1 t_1 d_1 + t_1 t_R}, \quad (12)$$

trong đó $\rho_1 = |h_{1R}|^2 = |h_{R1}|^2; \rho_2 = |h_{R2}|^2 = |h_{2R}|^2$; $d \triangleq k_1^2 + k_R^2 + k_1^2 k_R^2$; $d' \triangleq k_2^2 + k_R^2 + k_2^2 k_R^2$; $d_1 = 1 + k_1^2$; $d_2 = 1 + k_2^2; d_R = 1 + k_R^2; I_1 = \tilde{\Omega}_1 P_1; I_2 = \tilde{\Omega}_2 P_2; I_R = \tilde{\Omega}_R P_R$; $t_1 = I_1 + N_1$; $t_2 = I_2 + N_2; t_R = I_R + N_R$; ở đây $\tilde{\Omega}_1, \tilde{\Omega}_2$ lần lượt biểu thị khả năng triệt nhiễu tại S_1, S_2.

Chú ý rằng, trong trường hợp $k_1 = k_2 = k_R = 0$, hệ thống này trở thành hệ thống lý tưởng.

III. PHÂN TÍCH PHẨM CHẤT HỆ THỐNG

III.1. Xác suất dừng hệ thống (OP: Outage Probability)

III.1.1. Biểu thức chính xác xác suất dừng

Xác suất dừng hệ thống được định nghĩa là xác suất mà tỉ số SINDR nhỏ hơn mức ngưỡng yêu cầu tối thiểu hệ thống đặt ra, tức là:

$$P_{out} = \Pr\{\gamma < x\}, \quad (13)$$

trong đó γ là tỉ số SINDR và x là mức ngưỡng xem xét, với $x = 2^{\mathcal{R}} - 1$, ở đây $\mathcal{R}$ là tốc độ yêu cầu tối thiểu của hệ thống có đơn vị là bit/s/Hz.

Từ đó xác suất dừng tại S_2 được xác định như sau:

$$P_{\text{out}}^{2} = \Pr\{\gamma_2 < x\} = 1 - \int_0^{\infty} \left[1 - F_{\rho_1}(X)\right] f_y(y)dy, \quad (14)$$

với X được xác định thông qua biểu thức:

$$X = \frac{2x^2 P_2 t_2 d_1 d'}{P_1 P_{\text{R}}(1-xd)^2} + \frac{x(P_{\text{R}} t_{\text{R}} d_{\text{R}} + P_2 t_2 d_2)}{P_1 P_{\text{R}}(1-xd)} + \frac{yxP_2 d'}{P_1(1-xd)} + \frac{x}{y}\left[\frac{x^2 P_2 t_2^2 d_1^2 d'}{P_1 P_{\text{R}}^2 (1-xd)^3} + \frac{x t_2 d_1 (P_{\text{R}} t_{\text{R}} d_{\text{R}} + P_2 t_2 d_2)}{P_1 P_{\text{R}}^2 (1-xd)^2} + \frac{t_2 t_{\text{R}}}{P_1 P_{\text{R}}(1-xd)}\right]. \quad (15)$$

Trong biểu thức (14), $F_{\rho_1}(X)$, $f_y(y)$ lần lượt biểu thị hàm phân phối tích lũy (CDF: *Cumulative Distribution Function*) và hàm mật độ xác suất (PDF: *Probability Density Function*), với $y = \rho_2 - \frac{x t_2 d_1}{P_{\text{R}}(1-xd)}$. Chú ý rằng, khi kênh truyền là kênh pha-đinh Rayleigh, hàm CDF có dạng:

$$F_{\rho_l}(x) = 1 - e^{-\frac{x}{\Omega_l}}, x \geqslant 0, l = 1 \div 2, \quad (16)$$

với $\Omega_l = \mathbb{E}\{|h_l|^2\}$ là độ lợi trung bình của kênh truyền.

Từ biểu thức (15), sau một số phép biến đổi, áp dụng công thức (3.324) trong [26] ta được:

$$P_{out}^{2}(x) = \begin{cases} 1 - 2\dfrac{1-xd}{1+C_2 x} e^{-\frac{A_2 x}{1-xd} - \frac{B_2 x^2}{(1-xd)^2}} U_2(x), & x < 1/d, \\ 1, & x \geq 1/d. \end{cases} \quad (17)$$

Bằng phương pháp tương tự, ta xác định được xác suất dừng tại S_1 theo biểu thức:

$$P_{\text{out}}^{1}(x) = \begin{cases} 1 - 2\dfrac{1-xd'}{1+C_1 x} e^{-\frac{A_1 x}{1-xd'} - \frac{B_1 x^2}{(1-xd')^2}} U_1(x), & x < 1/d', \\ 1, & x \geq 1/d'. \end{cases} \quad (18)$$

Trong đó:

$\Omega_1 = \mathbb{E}\{\rho_1\}; \Omega_2 = \mathbb{E}\{\rho_2\}$; $A_1 \triangleq \frac{t_{\text{R}} d_{\text{R}}}{\Omega_2 P_2} + \frac{t_1(\Omega_1 P_1 d_1 + \Omega_2 P_2 d_2)}{\Omega_1 P_{\text{R}} \Omega_2 P_2}$;

$B_1 \triangleq \frac{2P_1 t_1 d d_2}{\Omega_2 P_2 P_{\text{R}}}$; $C_1 \triangleq \frac{d\Omega_1 P_1 - d'\Omega_2 P_2}{\Omega_2 P_2}$; $D_1 \triangleq \frac{P_1 t_1^2 d_2^2 d}{\Omega_1 P_2 \Omega_2 P_{\text{R}}^2}$;

$E_1 \triangleq \frac{t_1 d_2 (P_{\text{R}} t_{\text{R}} d_{\text{R}} + P_1 t_1 d_1)}{\Omega_1 P_2 \Omega_2 P_{\text{R}}^2}$; $F_1 \triangleq \frac{t_1 t_{\text{R}}}{\Omega_1 P_2 \Omega_2 P_{\text{R}}}$;

$M_1(x) \triangleq \left[\frac{D_1 x^3}{(1-xd')^3} + \frac{E_1 x^2}{(1-xd')^2} + \frac{F_1 x}{1-xd'}\right]\frac{1+C_1 x}{1-xd'}$;

$U_1(x) = \sqrt{M_1(x)} K_1\left(2\sqrt{M_1(x)}\right)$;

$A_2 \triangleq \frac{t_{\text{R}} d_{\text{R}}}{\Omega_1 P_1} + \frac{t_2(\Omega_2 P_2 d_2 + \Omega_1 P_1 d_1)}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}}$; $B_2 \triangleq \frac{2P_2 t_2 d' d_1}{\Omega_1 P_1 P_{\text{R}}}$;

$C_2 \triangleq \frac{d'\Omega_2 P_2 - d\Omega_1 P_1}{\Omega_1 P_1}$; $D_2 \triangleq \frac{P_2 t_2^2 d_1^2 d'}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}^2}$;

$E_2 \triangleq \frac{t_2 d_1 (P_{\text{R}} t_{\text{R}} d_{\text{R}} + P_2 t_2 d_2)}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}^2}$; $F_2 \triangleq \frac{t_2 t_{\text{R}}}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}}$;

$M_2(x) \triangleq \left[\frac{D_2 x^3}{(1-xd)^3} + \frac{E_2 x^2}{(1-xd)^2} + \frac{F_2 x}{1-xd}\right]\frac{1+C_2 x}{1-xd}$;

$U_2(x) = \sqrt{M_2(x)} K_1\left(2\sqrt{M_2(x)}\right)$.

Trong trường hợp phần cứng hệ thống là lý tưởng, biểu thức (17) được đơn giản thành:

$$P_{\text{out}}^{2_\text{id}}(x) = 1 - 2e^{-A_2^{\text{id}} x}\sqrt{M_2^{\text{id}}(x)} K_1\left(2\sqrt{M_2^{\text{id}}(x)}\right), \quad (19)$$

với $A_2^{\text{id}} \triangleq \frac{t_{\text{R}}}{\Omega_1 P_1} + \frac{t_2(\Omega_2 P_2 + \Omega_1 P_1)}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}}$; $B_2^{\text{id}} = C_2^{\text{id}} = D_2^{\text{id}} = 0$;

$E_2^{\text{id}} \triangleq \frac{t_2(P_{\text{R}} t_{\text{R}} + P_2 t_2)}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}^2}$; $F_2^{\text{id}} \triangleq \frac{t_2 t_{\text{R}}}{\Omega_1 P_1 \Omega_2 P_{\text{R}}}$; $M_2^{\text{id}}(x) \triangleq E_2^{\text{id}} x^2 + F_2^{\text{id}} x$.

Biểu thức OP tại S_1 có dạng tương tự.

III.1.2. Biểu thức xấp xỉ xác suất dừng

Để thu được biểu thức dạng đơn giản hơn của OP ở (17) và (18), trong phần này, chúng tôi đưa ra biểu thức xấp xỉ cho trường hợp công suất phát lớn. Khi công suất phát đủ lớn, giá trị $M_1(x)$ và $M_2(x)$ trong biểu thức (17) và (18) rất nhỏ, sử dụng biểu thức xấp xỉ $K_1(u) \approx 1/u$ khi $u \ll 1$, kết hợp với hàm xấp xỉ Taylor $e^v \approx 1 + v$ khi $v \to 0$, ta xác định được biểu thức xấp xỉ trong trường hợp $x < 1/d'$ hoặc $x < 1/d$ như sau:

$$P_{\text{out}}^{1_\text{ap}}(x) \approx 1 - e^{-(d'+C_1)x} + A_1 x e^{-C_1 x} + B_1 x^2 e^{-(-d'+C_1)x}. \quad (20)$$

$$P_{\text{out}}^{2_\text{ap}}(x) \approx 1 - e^{-(d+C_2)x} + A_2 x e^{-C_2 x} + B_2 x^2 e^{-(-d+C_2)x}. \quad (21)$$

III.2. Phẩm chất lỗi ký hiệu (SEP: Symbol Error Probability)

Theo [2], tỉ lệ lỗi ký hiệu trung bình được xác định thông qua biểu thức:

$$\text{SEP} = \alpha \mathbb{E}\left\{Q\left(\sqrt{\beta\gamma}\right)\right\} = \frac{\alpha}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty F(\frac{t^2}{\beta}) e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad (22)$$

trong đó, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ là hàm Q Gaussian; γ là SINDR của hệ thống; giá trị của α và β được xác định thông qua dạng điều chế, chẳng hạn với điều chế BFSK trực giao, $\alpha = \beta = 1$, với điều chế BPSK, $\alpha = 1, \beta = 2$; $F(x)$ là CDF của SINDR và $F(x) = P_{\text{out}}(x)$, với $P_{\text{out}}(x)$ được xác định từ biểu thức (17) và (18). Đặt $x = \frac{t^2}{\beta}$, ta xác định được SEP thông qua biểu thức:

$$\text{SEP} = \frac{\alpha\sqrt{\beta}}{2\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty \frac{e^{-\beta x/2}}{\sqrt{x}} F(x) dx. \quad (23)$$

Do tính phức tạp của biểu thức OP ở (17) và (18) nên việc đưa ra biểu thức chính xác từ (23) là không thực hiện được. Do đó, sử dụng biểu thức xấp xỉ ở (20) và (21) thay vào biểu thức (23) để tìm biểu thức gần đúng tỉ lệ lỗi ký hiệu. Thông qua phép biến đổi tích phân từng phần, kết hợp với áp dụng biểu thức (3.361.1) và (3.361.2) trong [26], ta xác định được biểu thức gần đúng SEP tại S_1 và S_2 tương ứng như ở (24) và (25). Trong đó, erf là hàm lỗi (*error function*) được xác định bởi $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$.

$$\begin{aligned}
\text{SEP}_1 \approx \frac{\alpha\sqrt{\beta}}{2\sqrt{2\pi}} \Bigg\{ & \sqrt{\frac{2\pi}{\beta}} - \sqrt{\frac{2\pi}{\beta + 2C_1 + 2d'}} \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + 2C_1 + 2d'}{2d'}}\right) \\
& - \frac{2A_1 e^{-\frac{\beta + 2C_1}{2d'}}}{\sqrt{d'}(\beta + 2C_1)} + \frac{A_1}{\beta + 2C_1} \sqrt{\frac{2\pi}{\beta + 2C_1}} \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + 2C_1}{2d'}}\right) \\
& + \frac{B_1}{(\beta + 2C_1 - 2d')^2} \Bigg[\frac{-2(\beta + 2C_1 + d') e^{-\frac{\beta + 2C_1 - 2d'}{2d'}}}{\sqrt{d'^3}} \\
& + 3\sqrt{\frac{2\pi}{\beta + 2C_1 - 2d'}} \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + 2C_1 - 2d'}{2d'}}\right) \Bigg] \Bigg\}.
\end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned}
\text{SEP}_2 \approx \frac{\alpha\sqrt{\beta}}{2\sqrt{2\pi}} \Bigg\{ & \sqrt{\frac{2\pi}{\beta}} - \sqrt{\frac{2\pi}{\beta + 2C_2 + 2d}} \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + 2C_2 + 2d}{2d}}\right) \\
& - \frac{2A_2 e^{-\frac{\beta + 2C_2}{2d}}}{\sqrt{d}(\beta + 2C_2)} + \frac{A_2}{\beta + 2C_2} \sqrt{\frac{2\pi}{\beta + 2C_2}} \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + 2C_2}{2d}}\right) \\
& + \frac{B_2}{(\beta + 2C_2 - 2d)^2} \Bigg[\frac{-2(\beta + 2C_2 + d) e^{-\frac{\beta + 2C_2 - 2d}{2d}}}{\sqrt{d^3}} \\
& + 3\sqrt{\frac{2\pi}{\beta + 2C_2 - 2d}} \text{erf}\left(\sqrt{\frac{\beta + 2C_2 - 2d}{2d}}\right) \Bigg] \Bigg\}.
\end{aligned} \quad (25)$$

Trong trường hợp phần cứng là lý tưởng, xác suất lỗi ký hiệu tại S_2 có dạng đơn giản như sau (tại S_1 có dạng tương tự):

$$\text{SEP}_2 \approx \frac{\alpha A_2^{\text{id}}}{2\beta}. \quad (26)$$

IV. TỐI ƯU HÓA PHÂN BỔ CÔNG SUẤT CHO HỆ THỐNG

Đối với truyền thông song công trên cùng băng tần, độ lớn của nhiễu tự giao thoa còn sót lại quyết định đến sự tồn tại của hệ thống. Để giảm ảnh hưởng của nhiễu tự giao thoa, nâng cao phẩm chất hệ thống, thì việc phân bổ công suất phát hợp lý là điều hết sức cần thiết. Vì vậy, cần tính toán để phân bổ công suất phát cho nút chuyển tiếp và hai nút đầu cuối phù hợp. Để thuận tiện cho việc tính toán, chúng tôi giả sử rằng: $\Omega_1 = \Omega_2$; $\tilde{\Omega}_1 = \tilde{\Omega}_2$; $N_1 = N_2$; $k_1 = k_2$; $P_1 = P_2$. Từ đó ta có: $d = d'$; $d_1 = d_2$; $t_1 = t_2$; $A_1 = A_2$; $B_1 = B_2$; $C_1 = C_2 = 0$. Chúng tôi xem xét tổng công suất phát của hệ thống là $P_1 + P_2 + P_{\text{R}} = P$. Đặt $P_1 = P_2 = \lambda P$,

từ đó $P_R = (1-2\lambda)P$. Với những điều kiện này, biểu thức (18) được đơn giản thành (cho trường hợp $x < 1/d$):

$$P_{\text{out}}^{1}(x) \approx 1-(1-xd)e^{-\frac{A_1 x}{1-xd}-\frac{B_1 x^2}{(1-xd)^2}} = f(\lambda). \quad (27)$$

Lấy đạo hàm theo λ ta có:

$$f'(\lambda) = x(1-xd)e^{-\frac{A_1 x}{1-xd}-\frac{B_1 x^2}{(1-xd)^2}}\left[\frac{A_1'}{1-xd}+\frac{B_1' x}{(1-xd)^2}\right], \quad (28)$$

ở đây A_1' và B_1' lần lượt là đạo hàm của A_1 và B_1 theo λ. Sau một số phép biến đổi toán học, cho $f'(\lambda) = 0$, ta thu được phương trình sau:

$$a\lambda^2 + b\lambda + c = 0, \quad (29)$$

Trong đó $a = -4d_R(1-xd)(\tilde{\Omega}_R P + N_R) + 2d_1(\tilde{\Omega}_1 P + 2N_1)$, $b = 4d_R(1-xd)(\tilde{\Omega}_R P + N_R)$, $c = -d_R(1-xd)(\tilde{\Omega}_R P + N_R)$. Phương trình (29) chỉ có một nghiệm dương, và nghiệm đó chính là giá trị của λ để $f(\lambda)$ đạt cực tiểu. Từ đó, giá trị tối ưu cần tìm là:

$$\lambda^* = \frac{-2d_R(1-xd)(\tilde{\Omega}_R P + N_R) + \sqrt{\Delta}}{-4d_R(1-xd)(\tilde{\Omega}_R P + N_R) + 2d_1(\tilde{\Omega}_1 P + 2N_1)}, \quad (30)$$

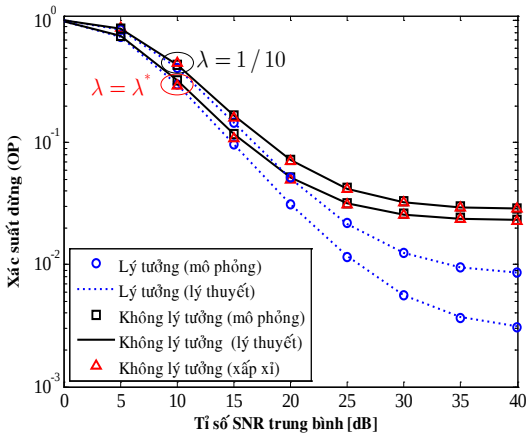
với $\Delta = 2d_1 d_R(1-xd)(\tilde{\Omega}_R P + N_R)(\tilde{\Omega}_1 P + 2N_1)$.

Trong trường hợp lý tưởng, hệ số phân bổ công suất tối ưu được xác định bằng:

$$\lambda^{*\text{id}} = \frac{-2(\tilde{\Omega}_R P + N_R) + \sqrt{2(\tilde{\Omega}_R P + N_R)(\tilde{\Omega}_1 P + 2N_1)}}{-4(\tilde{\Omega}_R P + N_R) + 2(\tilde{\Omega}_1 P + 2N_1)}. \quad (31)$$

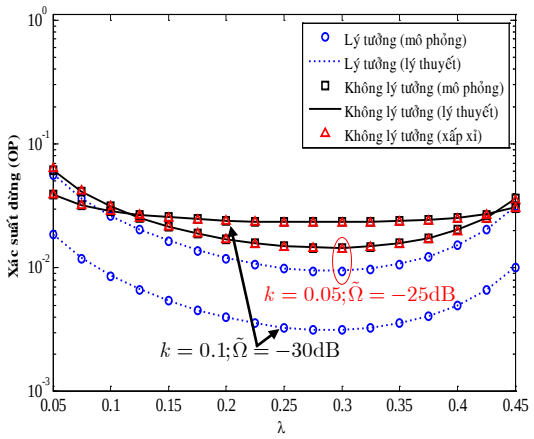
V. KẾT QUẢ TÍNH TOÁN SỐ VÀ THẢO LUẬN

Để kiểm chứng kết quả phân tích, tính toán OP, SEP và phân bổ công suất tối ưu cho hệ thống khảo sát, chúng tôi sử dụng mô phỏng Monte Carlo, xem xét ảnh hưởng của lỗi phần cứng và mức độ nhiễu dư đến phẩm chất hệ thống. Trong đó tỉ số SNR trung bình được xác định bằng biểu thức $\text{SNR} = P_0 / N_0$, với $P_0 = P/3$ và $N_0 = N_1 = N_2 = N_R = 1$. Các tham số còn lại sử dụng trong mô phỏng, đánh giá như sau: $\Omega_1 = \Omega_2 = 1$; $\tilde{\Omega}_1 = \tilde{\Omega}_2 = \tilde{\Omega}_R = \tilde{\Omega}$.



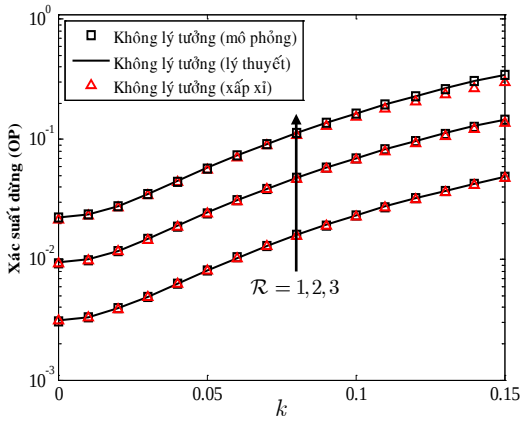
Hình 2. Xác suất dừng tại S_2 *theo sự thay đổi* SNR.

Hình 2 minh họa xác suất dừng tại S_2 theo SNR trung bình. Trong đó chất lượng hệ thống với phần cứng không lý tưởng (impairments) được so sánh với hệ thống có phần cứng lý tưởng (ideal hardwares). Đồng thời, phẩm chất OP khi sử dụng phân bổ công suất tối ưu ($\lambda = \lambda^*$) ở biểu thức (30) và (31) được so sánh với phân bổ công suất ngẫu nhiên ($\lambda = 1/10$), với mức ngưỡng khảo sát cho OP là $x = 1$. Lỗi phần cứng tích hợp được khảo sát trong trường hợp này là $k_1 = k_2 = k_R = k = 0.1$, mức nhiễu dư $\tilde{\Omega} = -30$ dB. Đường lý thuyết chính xác và xấp xỉ thể hiện kết quả ở biểu thức (17) và (21) cho trường hợp phần cứng không lý tưởng, và biểu thức (19) cho trường hợp phần cứng lý tưởng. Hình 2 cho thấy mức độ ảnh hưởng lớn của lỗi phần cứng đến OP hệ thống, đặc biệt ở vùng SNR cao (trên 30 dB). Lỗi phần cứng kết hợp với nhiễu dư, làm cho OP sớm đạt mức bão hòa. Trong khi đó, với phần cứng lý tưởng, OP tiếp tục giảm khi tăng SNR. Mặt khác, phân bổ công suất tối ưu cho độ lợi đáng kể so với trường hợp ngẫu nhiên, đặc biệt cho hệ thống lý tưởng. Chú ý rằng, với những tham số đã chọn, phân bổ công suất tối ưu có giá trị từ 0.25 đến 0.3 cho cả hệ thống lý tưởng và không lý tưởng.



Hình 3. Xác suất dừng tại S_2 *theo hệ số* λ.

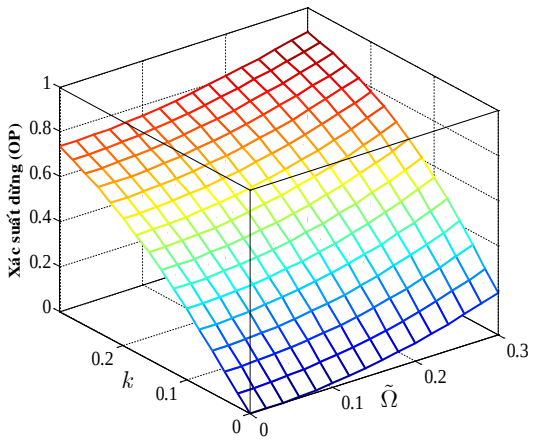
Hình 3 thể hiện xác suất dừng tại S_2 theo hệ số phân bổ công suất, với mức nhiễu dư và lỗi phần cứng khác nhau. Trong đó, xác suất dừng được khảo sát với SNR=40 dB cho hai trường hợp: $k = 0.05; \tilde{\Omega} = -25$ dB và $k = 0.1; \tilde{\Omega} = -30$ dB, các tham số còn lại sử dụng như ở Hình 2. Trong trường hợp thứ nhất ($k = 0.05; \tilde{\Omega} = -25$ dB) phẩm chất OP cho hệ thống lý tưởng và không lý tưởng có sự thay đổi rõ rệt theo λ. Khi ta tăng mức độ lỗi phần cứng (từ 0.05 ở trường hợp 1 lên 0.1 ở trường hợp 2), OP hệ thống không lý tưởng đạt tới bão hòa, do đó không có sự khác biệt khi λ thay đổi. Hình 3 cho thấy sự đúng đắn của kết quả phân tích so với kết quả khảo sát. Đồng thời khi lỗi phần cứng lớn, kết hợp với công suất phát đủ lớn, có thể sử dụng phân bổ công suất cố định cho hệ thống để giảm độ phức tạp.



Hình 4. Xác suất dừng tại S_2 *theo lỗi phần cứng* k.

Hình 4 khảo sát OP tại S_2 theo mức độ ảnh hưởng của lỗi phần cứng, với SNR=40 dB, $\tilde{\Omega} = -30$ dB, sử dụng phân bổ công suất tối ưu và tốc độ truyền dẫn thay đổi, $\mathcal{R} = 1,2,3$ bit/s/Hz. Chú ý rằng khi $k_1 = k_2 = k_R = k = 0$, phẩm chất OP của hệ thống khảo sát trở thành OP cho hệ thống lý tưởng. Hình 4 cho thấy sự ảnh hưởng lớn của lỗi phần cứng đến phẩm chất hệ thống. Ngay cả khi lỗi rất nhỏ ($k = 0.01$), phẩm chất hệ thống bắt đầu giảm so với hệ thống lý tưởng. Khi lỗi lớn ($k = 0.15$) phẩm chất hệ thống giảm 10 lần so với hệ thống lý tưởng.

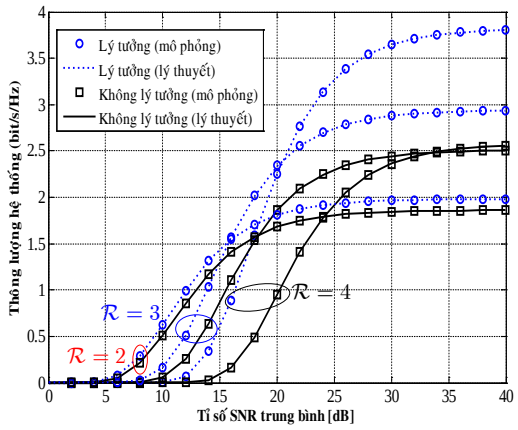
Hình 5 minh họa tổng quan về xác suất dừng dưới sự ảnh hưởng đồng thời của hai yếu tố là lỗi phần cứng và khả năng triệt nhiễu tự giao thoa với SNR=40 dB, $\lambda = 0.3$. Trong trường hợp $k = 0$ và $\tilde{\Omega} = 0$, hệ thống khảo sát trở thành hệ thống HD với phần cứng lý tưởng. Cả lỗi phần cứng và nhiễu tự giao thoa đều ảnh hưởng lớn đến phẩm chất hệ thống, vì vậy để hệ thống FD hai chiều có thể hoạt động được, các giải pháp kỹ thuật về triệt nhiễu tự giao thoa và thiết kế phần cứng cần được tiến hành đồng bộ và có hiệu quả.



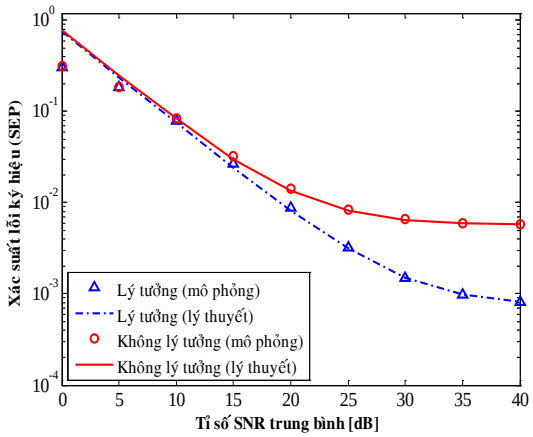
Hình 5. Xác suất dừng tại S_2 *theo lỗi phần cứng* k *và khả năng triệt nhiễu* $\tilde{\Omega}$.

Hình 6 so sánh thông lượng hệ thống xem xét (Throughput - bit/s/Hz) với hệ thống lý tưởng với $k = 0.1$, $\tilde{\Omega} = -30$ dB và $\lambda = \lambda^*$. Trong đó, thông lượng hệ thống được xác định thông qua biểu thức

$\mathcal{T} = \mathcal{R}(1-\mathrm{OP})$. Với tốc độ truyền dẫn thấp ($\mathcal{R} = 2$), ảnh hưởng của lỗi phần cứng đến thông lượng không đáng kể. Nhưng khi tốc độ truyền dẫn tăng lên ($\mathcal{R} = 3;4$), hệ thống với lỗi phần cứng không thể đạt tới tiệm cận yêu cầu ngay cả khi SNR đủ lớn. Khi $\mathcal{R} = 4$ bit/s/Hz, hệ thống không lý tưởng chỉ đạt $\mathcal{T} = 2.5$ bit/s/Hz. Vì vậy, cho hệ thống FD truyền dẫn tốc độ cao, việc sử dụng các thiết bị phần cứng giá thành cao để đảm bảo phẩm chất hệ thống là điều tất yếu.



Hình 6. Thông lượng hệ thống theo sự thay đổi SNR.



Hình 7. Xác suất lỗi ký hiệu tại S_2 *theo* SNR.

Hình 7 minh họa phẩm chất lỗi ký hiệu tại S_2 theo SNR trung bình, sử dụng điều chế BPSK với $k = 0,1$, $\tilde{\Omega} = -30$ dB và $\lambda = 1/3$ (tức là $P_1 = P_2 = P_R$). Trong đó, đường lý thuyết thể hiện kết quả ở biểu thức (25) và (26). Ta thấy rằng, khi SNR thấp (dưới 10 dB) sự sai khác giữa phân tích lý thuyết và kết quả mô phỏng là khá lớn. Nhưng ở vùng SNR cao (trên 10 dB) kết quả tính toán hoàn toàn đúng với kết quả mô phỏng. Đồng thời, với SNR=40 dB, hệ thống với lỗi phần cứng có SEP cao hơn 10 lần so với hệ thống lý tưởng.

VI. KẾT LUẬN

Bằng phương pháp phân tích giải tích, biểu thức chính xác và gần đúng xác suất dừng, xác suất lỗi ký hiệu đã được đưa ra cho hệ thống truyền dẫn song công hai chiều trong trường hợp có lỗi phần cứng. Đồng thời, để nâng cao phẩm chất hệ thống, chúng tôi đưa ra giá trị phân bổ công suất tối ưu cho hai nút đầu cuối và nút chuyển tiếp. Kết quả phân tích đã chứng minh sự ảnh hưởng của lỗi phần cứng và nhiễu tự giao thoa còn sót lại đến phẩm chất hệ thống khi so sánh với hệ thống lý tưởng, đặc biệt cho hệ thống truyền dẫn tốc độ cao. So với hệ thống lý tưởng, hệ thống có phần cứng không lý tưởng có phẩm chất kém hơn nhiều lần, nhất là trong trường hợp hệ số méo dạng lớn. Bên cạnh đó, so với hệ thống HD, lý tưởng thì hệ thống FD, không lý tưởng có phẩm chất kém hơn nhiều và sớm đạt tới mức bão hòa khi công suất phát đủ lớn. Vì vậy, ngoài việc thực hiện tốt các kỹ thuật để triệt nhiễu tự giao thoa cho truyền thông song công trên cùng băng tần, các nhà sản xuất cần thực hiện tốt việc hạn chế lỗi phần cứng nhằm làm giảm tác động tới phẩm chất hệ thống, từ đó tạo tính khả thi cho truyền thông song công trên cùng băng tần.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] D. Choi and J. H. Lee, "Outage Probability of Two-Way Full-Duplex Relaying With Imperfect Channel State Information," *IEEE Communications Letters*, vol. 18, pp. 933-936, 2014.

[2] H. Cui, M. Ma, L. Song, and B. Jiao, "Relay Selection for Two-Way Full Duplex Relay Networks With Amplify-and-Forward Protocol," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, pp. 3768-3777, 2014.

[3] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities," *IEEE Journal*

on Selected Areas in Communications, vol. 32, pp. 1637-1652, 2014.

[4] D. Bharadia, E. McMilin, and S. Katti, "Full duplex radios," in *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2013, pp. 375-386.

[5] Y. Y. Kang, B.-J. Kwak, and J. H. Cho, "An optimal full-duplex AF relay for joint analog and digital domain self-interference cancellation," *IEEE Transactions on Communications,* vol. 62, pp. 2758-2772, 2014.

[6] D. Korpi, L. Anttila, V. Syrjälä, and M. Valkama, "Widely linear digital self-interference cancellation in direct-conversion full-duplex transceiver," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications,* vol. 32, pp. 1674-1687, 2014.

[7] J. R. Krier and I. F. Akyildiz, "Active self-interference cancellation of passband signals using gradient descent," in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, 2013, pp. 1212-1216.

[8] E. Ahmed and A. M. Eltawil, "All-digital self-interference cancellation technique for full-duplex systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications,* vol. 14, pp. 3519-3532, 2015.

[9] T. M. Kim and A. Paulraj, "Outage probability of amplify-and-forward cooperation with full duplex relay," in *2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2012, pp. 75-79.

[10] C. H. M. d. Lima, H. Alves, P. H. J. Nardelli, and M. Latva-aho, "Effects of Relay Selection Strategies on the Spectral Efficiency of Wireless Systems With Half- and Full-Duplex Nodes," *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* vol. 66, pp. 7578-7583, 2017.

[11] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Hybrid Full-Duplex/Half-Duplex Relaying with Transmit Power Adaptation," *IEEE Transactions on Wireless Communications,* vol. 10, pp. 3074-3085, 2011.

[12] J. Hu, F. Liu, and Y. Liu, "Achievable Rate Analysis of Two-Way Full Duplex Relay with Joint Relay and Antenna Selection," in *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2017, pp. 1-5.

[13] A. Koc, I. Altunbas, and A. Yongacoglu, "Outage Probability of Two-Way Full-Duplex AF Relay Systems over Nakagami-m Fading Channels," in *2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, 2016, pp. 1-5.

[14] X. Li, C. Tepedelenlioglu, and H. Senol, "Channel Estimation for Residual Self-Interference in Full Duplex Amplify-and-Forward Two-way Relays," *IEEE Transactions on Wireless Communications,* vol. PP, pp. 1-1, 2017.

[15] Y. Li, N. Li, M. Peng, and W. Wang, "Relay Power Control for Two-Way Full-Duplex Amplify-and-Forward Relay Networks," *IEEE Signal Processing Letters,* vol. 23, pp. 292-296, 2016.

[16] Y. Wang, Q. Jiang, Z. Chen, and B. Xia, "Outage probability of two-way full-duplex amplify-forward relay systems with asymmetric traffic requirements," in *Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), 2015 International Conference on*, 2015, pp. 1-5.

[17] G. Chen, P. Xiao, J. R. Kelly, B. Li, and R. Tafazolli, "Full-Duplex Wireless-Powered Relay in Two Way Cooperative Networks," *IEEE Access,* vol. 5, pp. 1548-1558, 2017.

[18] E. Fidan and O. Kucur, "Performance of Transceiver Antenna Selection in Two Way Full-Duplex Relay Networks over Rayleigh Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* 2018.

[19] A. Hyadi, M. Benjillali, and M. S. Alouini, "Outage Performance of Decode-and-Forward in Two-Way Relaying With Outdated CSI," *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* vol. 64, pp. 5940-5947, 2015.

[20] C. Li, Z. Chen, Y. Wang, Y. Yao, and B. Xia, "Outage Analysis of the Full-Duplex Decode-and-Forward Two-Way Relay System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology,* vol. PP, pp. 1-1, 2016.

[21] C. Li, H. Wang, Y. Yao, Z. Chen, X. Li, and S. Zhang, "Outage Performance of the Full-Duplex Two-Way DF Relay System Under Imperfect CSI," *IEEE Access,* vol. 5, pp. 5425-5435, 2017.

[22] C. Li, B. Xia, S. Shao, Z. Chen, and Y. Tang, "Multi-User Scheduling of the Full-Duplex Enabled Two-Way Relay Systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications,* vol. 16, pp. 1094-1106, 2017.

[23] B. Zhong and Z. Zhang, "Secure Full-Duplex Two-Way Relaying Networks With Optimal Relay Selection," *IEEE Communications Letters,* vol. 21, pp. 1123-1126, 2017.

[24] E. Bjornson, M. Matthaiou, and M. Debbah, "A New Look at Dual-Hop Relaying: Performance Limits with Hardware Impairments," *IEEE Transactions on Communications,* vol. 61, pp. 4512-4525, 2013.

[25] A. Papazafeiropoulos, S. K. Sharma, T. Ratnarajah, and S. Chatzinotas, "Impact of Residual Additive Transceiver Hardware Impairments on Rayleigh-Product MIMO Channels with Linear Receivers: Exact and Asymptotic Analyses," *IEEE Transactions on Communications,* 2017.

[26] A. Jeffrey and D. Zwillinger, *Table of integrals, series, and products*: Academic Press, 2007.

Nhận bài ngày: /4/2018