

**BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO  
TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP.HCM**

**ĐÀO THỊ THU THỦY**

**THIẾT KẾ VÀ PHÂN TÍCH CÁC GIAO THỨC NÂNG CAO HIỆU  
NĂNG MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU**

Chuyên ngành: Kỹ thuật Điện tử

Mã số chuyên ngành: 9520203

**TÓM TẮT LUẬN ÁN TIẾN SĨ**

**TP. HỒ CHÍ MINH – NĂM 2023**

Công trình được hoàn thành tại **Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM**

Người hướng dẫn khoa học: TS. Phạm Ngọc Sơn

Phản biện 1:

Phản biện 2:

Phản biện 3:

Luận án sẽ được bảo vệ trước Hội đồng đánh giá luận án Cấp Trường họp tại Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Tp.HCM vào ngày tháng năm 2023

## DANH MỤC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ

- [P1]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Uplink Non-Orthogonal Multiple Access Protocol in Two-Way Relaying Networks: Realistic Operation and Performance Analysis,” *2020 7th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS)*, VNUHCM, Vietnam 11/2020 (IEEE Xplore).
- [P2]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son, “Cancel-Decode-Encode Processing on Two-Way Cooperative NOMA Schemes in Realistic Conditions,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol 2021, Article ID 8828443, 15 pages, 2021 (SCIE).
- [P3]. **Thu-Thuy Thi Dao, Pham Ngoc Son** “Two-Way Cognitive Network supported by Reconfigurable Intelligent Surface,” *2021 International Conference on Advanced Technologies for Communications (2021ATC)*, Ho Chi Minh city, Vietnam. 10/2021 (IEEE Xplore).
- [P4]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Multi-constraint two-way underlay cognitive network using, reconfigurable intelligent surface,” *Wireless Networks*, 2022/04/06 2022 (SCIE).
- [P5]. **Thu-Thuy Thi Dao**, Pham Ngoc Son “Performance analysis of two-way network with nonlinear energy harvesting relay and digital network coding,” *The 2nd International Conference on Advanced Technology and Sustainable Development – 2022 (ICATSD 2022)*, Ho Chi Minh city, Vietnam, 11/2022.

# MỞ ĐẦU

## 1. Lý do chọn đề tài

Ngày nay, với sự phát triển vượt bậc của khoa học kỹ thuật, cuộc cách mạng 4.0 và các ứng dụng công nghệ IoT dẫn đến số lượng người dùng và thiết bị sử dụng kết nối vô tuyến tăng nhanh, cùng với đó là lượng dữ liệu được lưu thông trên môi trường vô tuyến cũng tăng với tốc độ đột biến. Điều này gia tăng các thách thức cho mạng truyền thông vô tuyến như: sử dụng hiệu quả nguồn năng lượng, sử dụng hiệu quả phổ tần, tăng dung lượng, cải thiện tốc độ dữ liệu, giảm độ trễ và tăng chất lượng của dịch vụ. Mạng vô tuyến hợp tác hai chiều có một hoặc nhiều chuyển tiếp là một trong các giải pháp có thể đáp ứng các thách thức này vì có độ phân tập không gian cao, giảm ảnh hưởng của suy hao đường truyền, cải thiện thông lượng điểm truy cập mạng, cải thiện chất lượng vùng phủ sóng so với mạng truyền trực tiếp. Bên cạnh đó công nghệ vô tuyến nhận thức giúp nâng cao hiệu quả sử dụng phổ vì các thiết bị trong mạng thứ cấp được phép dùng chung dải phổ đã được cấp phép của người dùng sơ cấp. Gần đây công nghệ hỗ trợ chuyển tiếp thông tin mới, bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại, được nghiên cứu và mang lại lợi ích như tăng hiệu quả sử dụng phổ, tiết kiệm năng lượng và không tốn nhiều chi phí đầu tư ban đầu.

Với mục đích nghiên cứu những giải pháp để đáp ứng các yêu cầu thực tế của mạng vô tuyến, đề tài “**Thiết kế và phân tích các giao thức nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều**” đã được nghiên cứu sinh lựa chọn để thực hiện.

## 2. Mục tiêu và nội dung nghiên cứu

Thiết kế các mô hình và các giao thức mới để nâng cao hiệu năng mạng hợp tác hai chiều trong môi trường vô tuyến thông thường và vô tuyến nhận thức.

Phân tích các tiêu chí đánh giá hiệu năng của các giao thức được đề xuất dưới dạng biểu thức toán học tường minh chính xác, biểu thức toán học xấp xỉ hoặc biểu thức tiệm cận.

Luận án xem xét các mô hình trong điều kiện giả định thực tế hơn so với các công bố đã có như: thông tin kênh truyền được thu thập không hoàn hảo; điều kiện triệt can nhiễu tuân tự không hoàn hảo; còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu trong truyền song công; thu hoạch năng lượng phi tuyến.

### **3. Đối tượng và phạm vi nghiên cứu**

Mạng hợp tác hai chiều, mạng vô tuyến nhận thức hai chiều, các tiêu chí đánh giá hiệu năng mạng như xác suất dừng, thông lượng.

Các kỹ thuật nâng cao hiệu năng mạng hai chiều: mã hóa mạng số; lựa chọn thiết bị chuyển tiếp; đa truy cập phi trực giao; triệt can nhiễu tuân tự; thu hoạch năng lượng vô tuyến; truyền song công.

Sử dụng kỹ thuật hỗ trợ truyền thông tin mới là bề mặt phản xạ thông minh có thể cấu hình lại trong mạng hai chiều.

Các điều kiện ràng buộc thực tế và các kênh truyền fading Rayleigh có phân bố giống nhau và độc lập nhau.

### **4. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của đề tài nghiên cứu**

Đề xuất giải pháp kết hợp các kỹ thuật mã hóa mạng số, triệt can nhiễu tuân tự và cụm thiết bị chuyển tiếp giúp giảm khe thời gian truyền tín hiệu, tăng khả năng truyền tín hiệu thành công dẫn đến tăng thông lượng cho mạng hợp tác hai chiều. Đồng thời xem xét hệ thống trong các điều kiện giả định gần thực tế hơn như thông tin kênh truyền không hoàn hảo và triệt can nhiễu không hoàn hảo.

Đề xuất giải pháp mạng vô tuyến nhận thức hợp tác hai chiều sử dụng RIS hoạt động ở các dải tần dưới 6GHz giúp tăng hiệu quả sử dụng năng lượng, tiết kiệm chi phí và cải thiện hiệu quả sử dụng phổ tần vô tuyến. Phân tích hệ thống trong điều kiện thực tế của truyền song công là còn tồn tại nhiễu vòng lặp sau khi đã được triệt can nhiễu ở anten thu và mạng thứ cấp bị giới hạn công suất bởi nhiều máy thu sơ cấp.

Đề xuất mô hình mạng hai chiều có thu hoạch năng lượng, sử dụng nguồn năng lượng sạch từ sóng vô tuyến, hỗ trợ cho các mạng vô tuyến hợp tác hai chiều chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như mạng cảm biến không dây và mạng IoT. Đồng thời mô hình cũng xem xét điều kiện thực tế là các linh kiện điện tử của bộ thu năng lượng của thiết bị chuyển tiếp có đặc tính phi tuyến.

## **CHƯƠNG 1 TỔNG QUAN**

Trong chương này nghiên cứu sinh phân tích, tổng hợp, so sánh các công bố liên quan tới mạng vô tuyến hai chiều và mạng vô tuyến hợp tác hai chiều những năm gần đây. Từ đó rút ra các vấn đề còn tồn tại, đồng thời xác định các vấn đề còn có thể phát triển và đề xuất các hướng nghiên cứu của luận án.

## **CHƯƠNG 2 CƠ SỞ LÝ THUYẾT**

Trong chương này, cơ sở lý thuyết về các mô hình mạng vô tuyến hợp tác hai chiều và các mô hình kênh truyền vô tuyến được trình bày tóm tắt. Đồng thời chương này cũng trình bày các lý thuyết về các kỹ thuật mã hóa mạng, lựa chọn thiết bị chuyển tiếp, đa truy cập phi trực giao, triệt can nhiễu tuần tự, công nghệ vô tuyến nhận thức và thu hoạch năng lượng vô tuyến có sử dụng trong các chương tiếp theo.

## **CHƯƠNG 3 MẠNG HỢP TÁC HAI CHIỀU SỬ DỤNG KỸ THUẬT TRIỆT CAN NHIỄU TUẦN TỰ VÀ MÃ HÓA MẠNG SỐ**

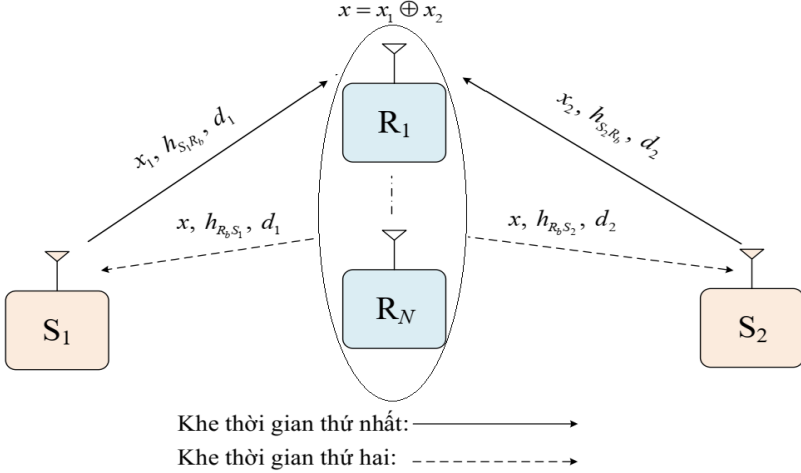
### **3.1 Giới thiệu**

Trong chương này, nghiên cứu sinh đề xuất mô hình mạng hợp tác hai chiều gồm hai nguồn và một cụm thiết bị chuyển tiếp với mục tiêu tăng thông lượng và giảm xác suất dừng của hệ thống. Mô hình sử dụng kết hợp kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự (SIC), mã hóa mạng số (DNC) và lựa chọn chuyển tiếp bán phần. Mô hình có hai khe thời gian (TS) để truyền tín hiệu và hoạt động ở chế độ bán song công (gọi là giao thức SIC-2TS). Xác suất dừng và thông lượng của hệ thống được xem xét trong các điều kiện triệt can nhiễu tuần tự hoàn hảo/ không hoàn

hảo (pSIC/ipSIC) và thông tin trạng thái kênh truyền hoàn hảo/ không hoàn hảo (pCSI/ ipCSI).

Đóng góp của chương 3 được trình bày tại công trình công bố [P2].

### 3.2 Mô hình nghiên cứu



**Hình 3.1:** Mô hình mạng SIC-2TS.

Mô hình mạng hợp tác hai chiều như hình 3.1 gồm hai nguồn  $S_1$  và  $S_2$  và một cụm  $N$  chuyển tiếp  $R_i$ , với  $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ .

### 3.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu

Trong khe thời gian đầu, tín hiệu thu được tại  $R_i$  là:

$$y_{R_i} = \sqrt{\alpha_1 P_S} h_{S_1 R_i} x_1 + \sqrt{\alpha_2 P_S} h_{S_2 R_i} x_2 + n_{R_i}. \quad (3.1)$$

Do có xem xét đến trường hợp ipCSI nên ta có hệ số ước lượng kênh truyền  $\hat{h}_f$  được biểu diễn theo hệ số kênh truyền  $h_f$  như sau:

$$\hat{h}_f = \rho_f h_f + \left( \sqrt{1 - \rho_f^2} \right) \varepsilon_f \quad (3.2)$$

SINR để giải mã tín hiệu  $x_n$  từ nguồn gần  $S_n$  tại thiết bị chuyển tiếp như sau:

$$\gamma_{S_n R_i \rightarrow x_n | d_n \leq d_d} = \frac{\alpha_n \left| \hat{h}_{S_n R_i} \right|^2}{\alpha_d \left| \hat{h}_{S_d R_i} \right|^2 + (\alpha_n \lambda_n + \alpha_d \lambda_d)(1 - \rho^2) + \rho^2 / \gamma}. \quad (3.6)$$

Thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  được chọn tại giai đoạn thiết lập bởi giao thức lớp MAC sao cho tối đa khả năng giải mã tín hiệu của nguồn gần hơn:

$$R_b = \arg \max_{i=1 \dots N} g_{S_n R_i}. \quad (3.7)$$

SINR để giải mã tín hiệu  $x_d$  từ nguồn xa  $S_d$  tại thiết bị chuyển tiếp  $R_b$  là:

$$\gamma_{S_d R_b \rightarrow x_d | d_n \leq d_d} = \frac{\alpha_d \left| \hat{h}_{S_d R_b} \right|^2}{\varepsilon \left| \hat{h}_{R_b} \right|^2 \rho^2 + (\alpha_n \lambda_n + \alpha_d \lambda_d)(1 - \rho^2) + \rho^2 / \gamma}. \quad (3.8)$$

Trong khe thời gian thứ hai,  $R_b$  dùng hàm XOR để tổng hợp tín hiệu  $x = x_1 \oplus x_2$  và truyền  $x$  về hai nguồn. SNR để giải mã  $x$  tại nguồn  $S_k$ :

$$\gamma_{R_b S_k \rightarrow x} = \frac{P_R \left| \hat{h}_{R_b S_k} \right|^2 / \rho^2}{P_R \lambda_k (1 - \rho^2) / \rho^2 + N_0} = \frac{\eta \gamma g_{R_b S_k}}{\eta \gamma \lambda_k (1 - \rho^2) + \rho^2}. \quad (3.10)$$

### 3.4 Phân tích hiệu năng mạng

#### 3.4.1 Xác suất dừng của giao thức SIC-2TS

Xác suất dừng của nguồn xa  $S_d$ :

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \left( 1 - \lambda_n \sum_{p=0}^N \frac{C_N^p (-1)^p e^{-p\phi_3 / \lambda_n}}{\lambda_n + p\phi_2 \lambda_d} \right) \left( e^{-\gamma_i ((1 - \rho^2) + \rho^2 / (\lambda_d \eta \gamma))} \right). \quad (3.16)$$

Xác suất dừng của nguồn gần  $S_n$ :



$$\text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} = 1 - \left( \frac{\lambda_d e^{-\phi_5/\lambda_d}}{(\lambda_d + \phi_4 \Omega)} - \sum_{p=0}^N \frac{\lambda_n^2 \lambda_d C_N^p (-1)^p e^{-p(\phi_3 + \phi_5 \phi_2)/\lambda_n + \phi_5/\lambda_d}}{(\lambda_n + p \phi_2 \lambda_d)(\lambda_n \lambda_d + \phi_4 \Omega (\lambda_n + p \phi_5 \phi_2 \lambda_d))} \right) \times e^{-\gamma_i((1-\rho^2) + \rho^2/(\lambda_n \gamma))}. \quad (3.18)$$

Biểu thức tiệm cận của các xác suất dừng khi  $\gamma \rightarrow +\infty$

$$\text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d}^{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( 1 - \lambda_n \sum_{p=0}^N \frac{C_N^p (-1)^p e^{-p \phi_6/\lambda_n}}{\lambda_n + p \phi_2 \lambda_d} \right) e^{-\gamma_i(1-\rho^2)}, \quad (3.19)$$

$$\text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d}^{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( \frac{\lambda_d e^{-\phi_7/\lambda_d}}{(\lambda_d + \phi_4 \Omega)} - \sum_{p=0}^N \frac{\lambda_n^2 \lambda_d C_N^p (-1)^p e^{-p(\phi_6 + \phi_7 \phi_2)/\lambda_n + \phi_7/\lambda_d}}{(\lambda_n + p \phi_2 \lambda_d)(\lambda_n \lambda_d + \phi_4 \Omega (\lambda_n + p \phi_7 \phi_2 \lambda_d))} \right) e^{-\gamma_i(1-\rho^2)}. \quad (3.20)$$

### 3.4.2 Xác suất dừng của các giao thức SIC-3TS và SIC-4TS

Để thấy rõ ưu điểm của giao thức được đề xuất, nghiên cứu sinh so sánh các kết quả với hai giao thức khác của mô hình: Giao thức truyền 3 khe thời gian sử dụng kỹ thuật SIC nhưng không dùng DNC (gọi là giao thức SIC-3TS); Giao truyền 4 khe thời gian thông thường (CONV) không sử dụng kỹ thuật SIC và DNC (gọi là giao thức CONV-4TS).

Giao thức SIC-3TS có xác suất dừng của các nguồn giống như của giao thức SIC-2TS. Xác suất dừng của các nguồn của giao thức CONV-4TS như sau:

$$\text{OP}_{s_2}^C = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p \phi_8/\lambda_1} \right) e^{-\phi_8/\lambda_2}. \quad (3.21)$$

$$\text{OP}_{s_1}^C = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p \phi_{10}/\lambda_1} \right) e^{-\phi_{11}/\lambda_2}. \quad (3.22)$$

Biểu thức tiệm cận của các xác suất dừng khi  $\gamma \rightarrow +\infty$

$$\text{OP}_{s_2}^C \Big|_{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p \gamma_i(1-\rho^2)} \right) e^{-\gamma_i(1-\rho^2)}. \quad (3.23)$$

$$\text{OP}_{S_1}^C \Big|_{\gamma \rightarrow +\infty} = 1 - \left( 1 - \sum_{p=0}^N C_N^p (-1)^p e^{-p\gamma_r(1-\rho^2)} \right) e^{-\gamma_r(1-\rho^2)}. \quad (3.24)$$

### 3.4.3 Thông lượng của ba giao thức

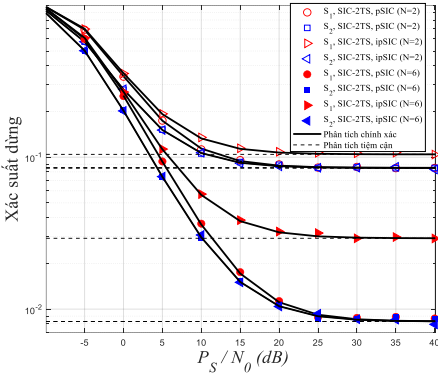
$$\text{TP}_{\text{SIC-2TS}} \Big|_{d_n \leq d_d} = \frac{1}{2} \left( 1 - \text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t + \frac{1}{2} \left( 1 - \text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t. \quad (3.25)$$

$$\text{TP}_{\text{SIC-3TS}} \Big|_{d_n \leq d_d} = \frac{1}{3} \left( 1 - \text{OP}_{S_n} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t + \frac{1}{3} \left( 1 - \text{OP}_{S_d} \Big|_{d_n \leq d_d} \right) R_t. \quad (3.26)$$

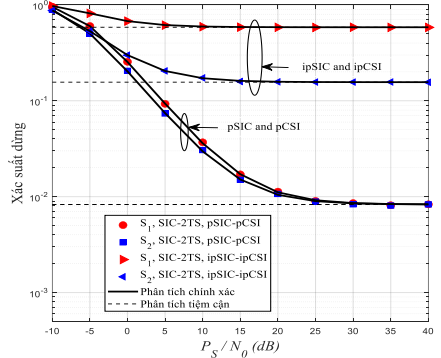
$$\text{TP}_{\text{CONV-4TS}} = \frac{1}{4} \left( 1 - \text{OP}_{S_1}^C \right) R_t + \frac{1}{4} \left( 1 - \text{OP}_{S_2}^C \right) R_t. \quad (3.27)$$

## 3.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả

Giả sử  $S_1$  gần cụm chuyển tiếp hơn  $S_2$  trong các hình 3.2 đến 3.5. Hình 3.2 biểu diễn OP của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS theo  $P_S / N_0 (dB)$  với pCSI và hai trường hợp pSIC/ipSIC. Xác suất dừng (OP) của hai nguồn đều giảm khi  $P_S / N_0 (dB)$  tăng và đạt đến giá trị bão hòa khi  $P_S / N_0 (dB)$  đủ lớn. Các OP của nguồn  $S_2$  trong hai trường hợp pSIC và ipSIC bằng nhau. Còn các OP của nguồn  $S_1$  trong trường hợp ipSIC cao hơn so với trường hợp ipSIC. Xác suất dừng của hai nguồn giảm khi số lượng thiết bị chuyển tiếp tăng.

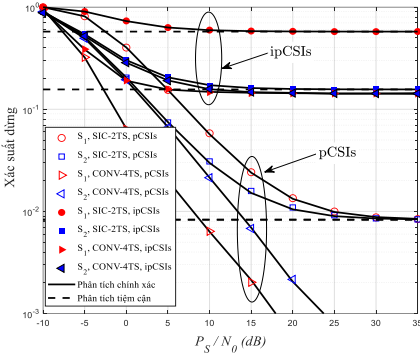


**Hình 3.2:**  $\text{OP}_{S_1}$  và  $\text{OP}_{S_2}$  của SIC-2TS

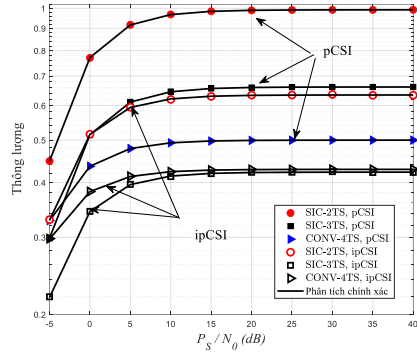


**Hình 3.2:**  $\text{OP}_{S_1}$  và  $\text{OP}_{S_2}$  của SIC-2TS khi pSIC- pCSIs và ipSIC-

Hình 3.3 biểu diễn xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS theo  $P_S / N_0 (dB)$  với hai trường hợp pSIC- pCSIs và ipSIC- ipCSIs. Với cả hai nguồn, xác suất dừng trong trường hợp pSIC-pCSIs tốt hơn nhiều so với trường hợp ipSIC-ipCSIs. Một điểm chú ý khi ipSIC xảy ra sẽ ảnh hưởng xấu đến OP của nguồn  $S_1$  nhiều hơn. Do đó để tạo sự công bằng hơn giữa các nguồn, ta có thể thay đổi hệ số công suất phát cho phù hợp để OP của hai nguồn có thể xấp xỉ bằng nhau.



**Hình 3.4:**  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  của SIC-2TS và CONV-4TS khi pCSIs và ipCSIs.

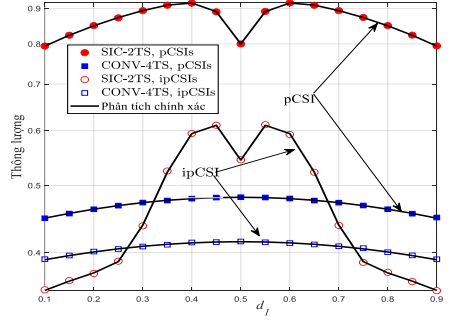


**Hình 3.5:** TP của SIC-2TS, CONV-4TS và SIC-3TS khi CSI và ipCSI.

Hình 3.4 biểu diễn xác suất dừng của hai nguồn trong giao thức SIC-2TS và CONV-4TS theo  $P_S / N_0 (dB)$  với pSIC và pCSIs /ipCSIs. Kết quả cho thấy cho thấy giao thức CONV-4TS có xác suất dừng thấp hơn giao thức SIC-2TS trong cả hai trường hợp pCSI và ipCSI, do quá trình truyền từng tín hiệu đơn giản hơn. Tuy nhiên sự chênh lệch giữa các OP của hai giao thức giảm xuống khi xem xét trong điều kiện ipCSI.

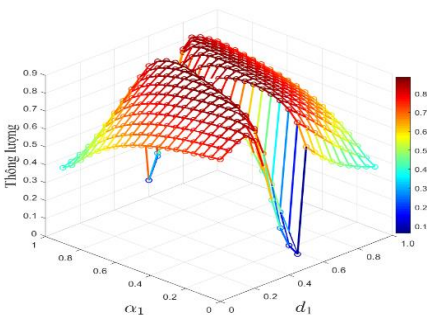
Hình 3.5 biểu diễn thông lượng hệ thống của các giao thức SIC-2TS, CONV-4TS và SIC-3TS theo  $P_S / N_0 (dB)$  trong hai trường hợp pCSI và ipCSI. Kết quả cho thấy thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS vượt trội hơn hai giao thức còn lại trong cả điều kiện pCSI và ipCSI. Thông lượng của cả ba giao thức trong trường hợp pCSI luôn tốt hơn so với trường hợp ipCSI và thông lượng các giao thức đều đạt giá trị bão hòa khi  $P_S / N_0 (dB)$  đạt giá trị đủ lớn.

Hình 3.6 biểu diễn thông lượng hệ thống của SIC-2TS và CONV-4TS theo  $d_1$ . Kết quả cho thấy thông lượng của giao thức SIC-2TS vượt trội thông lượng của CONV-4TS khi pCSIs. Khi ipCSIs, thông lượng của giao thức SIC-2TS chỉ cao hơn thông lượng của giao thức CONV-4TS trong khoảng giá trị của  $d_1$  từ 0.3 đến 0.7. Thông lượng của giao thức SIC-2TS đạt được giá trị cao nhất tại các vị trí  $d_1 = \{0.4, 0.6\}$  (trong trường hợp pCSIs) và  $d_1 = \{0.45, 0.55\}$  (trong trường hợp ipCSIs). Giao thức CONV-4TS có thông lượng cao nhất khi thiết bị chuyển tiếp cách đều hai nguồn.

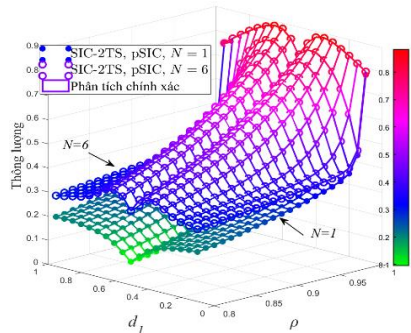


**Hình 3.6:** TP của SIC-2TS và CONV-4TS theo  $d_1$ .

Hình 3.7 biểu diễn thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS theo  $\alpha_1$  và  $d_1$ . Kết quả cho thấy thông lượng của giao thức SIC-2TS đạt cực trị vào khoảng 0.885 khi  $\{\alpha_1, d_1\} = \{0.4, 0.5\}$  và  $\{\alpha_1, d_1\} = \{0.6, 0.5\}$ . Nếu phân bố công suất phát hợp lý có thể đạt được thông lượng tốt nhất cho giao thức SIC-2TS (Bảng 3.1).



**Hình 3.7:** TP của giao thức SIC-2TS theo  $\alpha_1$  và  $d_1$ .



**Hình 3.8:** TP của giao thức SIC-2TS theo  $d_1$  và  $\rho$ .

Hình 3.8 biểu diễn thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS theo  $d_1$  và  $\rho$ . Quan sát ta thấy với thay đổi nhỏ của  $\rho$  sẽ dẫn đến thay đổi lớn của thông lượng.

Bên cạnh đó khoảng cách tương đối giữa hai nguồn và cụm thiết bị chuyển tiếp cũng ảnh hưởng khác nhau đến sự giảm của thông lượng khi  $\rho$  giảm. Và số lượng thiết bị chuyển tiếp tăng thì thông lượng hệ thống tăng.

**Bảng 3.1:** Các giá trị thông lượng lớn nhất tương ứng với khoảng cách  $d_1$  và hệ số phân chia công suất  $\alpha_1$ .

$d_1$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
$\alpha_1$	0.1	0.1	0.3	0.5	0.3	0.5	0.7	0.9	0.9
$TP_{\max}$	0.7839	0.8413	0.8715	0.8853	0.8754	0.8853	0.8715	0.8413	0.7839

Cuối cùng là các đường phân tích của tất cả các hình đều trùng khớp với các đường mô phỏng.

### 3.6 Kết luận

Dựa trên phân tích xác suất dừng và thông lượng, một số kết luận chính của mô hình mạng hợp tác hai chiều với giao thức được đề xuất SIC-2TS như sau: Thông lượng hệ thống của giao thức SIC-2TS vượt trội so với hai giao thức bốn khe thời gian CONV-4TS và ba khe thời gian SIC-3TS. Hiệu năng mạng trong các trường hợp ipSIC/ipCSI luôn thấp hơn các trường hợp lý tưởng pSIC/pCSI. Khi số lượng thiết bị chuyển tiếp trong cụm tăng thì hiệu năng hệ thống tăng. Phương pháp lựa chọn chuyển tiếp được đề xuất đã giảm thiểu thời gian thu thập của các ipCSI so với phương pháp lựa chọn chuyển tiếp khác, giúp giảm thời gian xử lý tín hiệu và tăng tốc độ truyền tin. Giao thức SIC-2TS có thể đạt được hiệu suất tốt nhất tại các vị trí tối ưu của thiết bị chuyển tiếp và hệ số phân chia công suất thích hợp của hai nguồn.

## CHƯƠNG 4 MẠNG VÔ TUYẾN NHẬN THỨC HAI CHIỀU SỬ DỤNG BỀ MẶT PHẢN XẠ THÔNG MINH

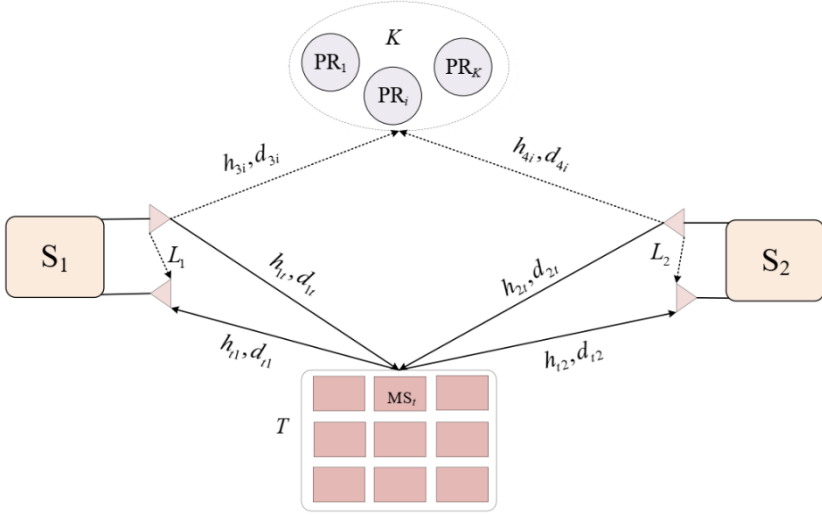
### 4.1 Giới thiệu

Trong chương này nghiên cứu mô hình mạng vô tuyến nhận thức hợp tác hai chiều với sự hỗ trợ của bề mặt phản xạ thông minh (RIS) để truyền tin. RIS là giải pháp hỗ trợ truyền thông mới, giúp tiết kiệm chi phí triển khai, tiết kiệm năng

lượng và công nghệ vô tuyến nhận thức giúp cải thiện hiệu quả phổ tần. Mô hình có xem xét điều kiện thực tế là còn tồn tại nhiều vòng lặp ở anten thu của hai nguồn thứ cấp do truyền song công.

*Đóng góp của chương 4 được trình bày tại công trình công bố [P4].*

### 4.2 Mô hình nghiên cứu



**Hình 4.1:** Mô hình MPR-UTW-RIS

Hình 4.1 là mô hình mạng vô tuyến nhận thức hai chiều dạng nền gồm: hai nguồn thứ cấp  $S_q$  với  $q \in \{1, 2\}$ , một RIS có  $T$  phần tử phản xạ  $MS_t$  với  $t = \{1, 2, \dots, T\}$  và  $K$  thiết bị thu sơ cấp  $PR_i$  với  $i = \{1, 2, \dots, K\}$ . Hai nguồn thứ cấp  $S_q$  chịu giới hạn công suất phát sao cho ràng buộc can nhiễu đến các  $PR_i$  phải nhỏ hơn mức ngưỡng cho trước  $I_i$  để đảm bảo không ảnh hưởng đến các hoạt động của mạng sơ cấp.

### 4.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu

Tín hiệu tại nguồn  $S_1$  nhận được:

$$y_1 = \underbrace{\sqrt{P_2} x_2 \left( \sum_{t=1}^T h_{2t} r_t h_{t1} \right)}_{\text{Desired signal}} + \underbrace{\sqrt{P_1} x_1 \left( \sum_{t=1}^T h_{1t} r_t h_{t1} \right)}_{\text{Self-interference signal}} + L_1 + n_1. \quad (4.2)$$

Giả sử  $S_1$  có thể triệt tiêu hoàn toàn tín hiệu tự can nhiễu và tối ưu pha của  $MS_1$

$$\begin{aligned} \phi_t &= -(\varphi_{1t} + \varphi_{2t}) \cdot \\ y_1 &= \sqrt{P_2} x_2 \left( \sum_{t=1}^T |h_{2t}| \times |h_{1t}| \right) + L_1 + n_1. \end{aligned} \quad (4.3)$$

SINR để giải mã tín hiệu nhận tại  $S_1$  :

$$\gamma_1 = \min(\gamma_0, \frac{Q}{\max_{i=1 \dots K} g_{4i}}) \frac{\Psi^2}{(1 + \mu_1)}. \quad (4.5)$$

SINR để giải mã tín hiệu nhận tại  $S_2$  :

$$\gamma_2 = \min(\gamma_0, \frac{Q}{\max_{i=1 \dots K} g_{3i}}) \frac{\Psi^2}{(1 + \mu_2)}. \quad (4.8)$$

#### 4.4 Phân tích hiệu năng mạng

Trong phần này, các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp  $S_p$  và  $S_w$ , ( $p, w = \{1, 2\}$  và  $p \neq w$ ) được phân tích. Xác suất dừng tại  $S_p$  ở hai dạng tích phân (4.22) và tổng vô hạn (4.23):

$$\begin{aligned} OP_{S_p}^{out} &= \frac{(a+1, (1/b)\sqrt{\alpha_1/\gamma_0})}{\Gamma(a+1)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)} Q/\gamma_0}\right)^K + K \left(\alpha_2 / \left(2b\sqrt{\lambda_{(w+2)}}\right)\right)^{(a+1/2)} \times \\ &\times \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m (m+1)^{-(a+5/2)/2} e^{\left(\alpha_2^2 / (8b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1))\right)} W_{\frac{(a+1/2), -1/4}{2, 1/4} \left(\alpha_2^2 / (4b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1))\right)} - \\ &- \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)} \alpha_3}\right)^K + \int_0^{\alpha_3} K \lambda_{(w+2)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)} x}\right)^{K-1} e^{-\lambda_{(w+2)} x} \frac{\Gamma(a+1, (\alpha_2/b)\sqrt{x})}{\Gamma(a+1)} dx. \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} OP_{S_p}^{out} &= \frac{\gamma(a+1, (1/b)\sqrt{\alpha_1/\gamma_0})}{\Gamma(a+1)} \left(1 - e^{-\lambda_{(w+2)} Q/\gamma_0}\right)^K + K \left(\frac{\alpha_2}{2b\sqrt{\lambda_{(w+2)}}}\right)^{(a+1/2)} \times \\ &\times \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m (m+1)^{-\frac{1}{2}(a+5/2)} e^{\left(\frac{\alpha_2^2}{8b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1)}\right)} W_{\frac{1}{2}(a+1/2), -1/4 \left(\alpha_2^2 / (4b^2 \lambda_{(w+2)} (m+1))\right)} - \\ &- \frac{K \lambda_{(w+2)}}{\Gamma(a+1)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(a+1+n)} \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m \left(\lambda_{(w+2)} (m+1)\right)^{-((1/2)(a+1+n)+1)} \times \\ &\times \gamma \left((1/2)(a+1+n)+1, \lambda_{(w+2)} (m+1) \alpha_3\right). \end{aligned} \quad (4.23)$$

Dạng tổng vô hạn trong (4.23) được đánh giá độ chính xác bằng phép đo sai số như sau:

$$\xi_p = \left( \left| \text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.22) - \text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.23) \right| \right) / \left( \text{OP}_{S_p}^{\text{out}}(4.22) \right). \quad (4.24)$$

Biểu thức tiệm cận khi  $\gamma_0 \rightarrow +\infty$ :

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_p}^{\text{out}, \gamma_0 \rightarrow \infty} = \zeta_1 = & K \left( \frac{\alpha_2}{2b\sqrt{\lambda_{(w+2)}}} \right)^{(a+1/2)} \times \sum_{m=0}^{K-1} C_{K-1}^m (-1)^m \times \\ & \times (m+1)^{-\frac{1}{2}\left(a+\frac{5}{2}\right)} e^{\left(\frac{\alpha_2^2}{8b^2\lambda_{(w+2)}(m+1)}\right)} W_{-\frac{1}{2}(a+1/2), -\frac{1}{4}\left(\alpha_2^2/(4b^2\lambda_{(w+2)}(m+1))\right)}. \end{aligned} \quad (4.25)$$

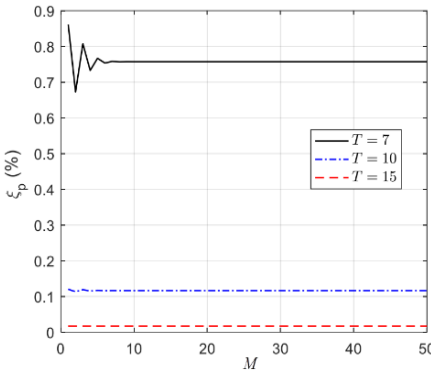
Biểu thức tiệm cận khi  $Q \rightarrow +\infty$ :

$$\text{OP}_{S_p}^{\text{out}, Q \rightarrow \infty} = \gamma \left( a+1, (1/b)\sqrt{\alpha_1/\gamma_0} \right) / \left( \Gamma(a+1) \right). \quad (4.26)$$

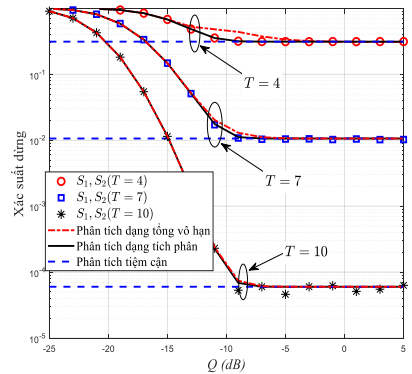
#### 4.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả

Hình 4.2 biểu diễn giá trị sai số  $\xi_p$  (%) theo số số hạng đầu của tổng vô hạn ( $M$ ) với số  $T \in \{7, 10, 15\}$ . Kết quả cho thấy số lượng phân tử phản xạ  $T$  tăng lên, thì số  $M$  trong (4.23) cần thiết để đạt được giá trị gần giá trị chính xác sẽ giảm xuống.

Từ Hình 4.3 đến Hình 4.6 chọn  $d_1 = d_2$  và  $d_3 = d_4$ . Do mô hình có tính đối xứng, nên các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp  $S_1$  và  $S_2$  có giá trị bằng nhau.



**Hình 4.2:** Giá trị sai số  $\xi_p$  (%) theo  $M$

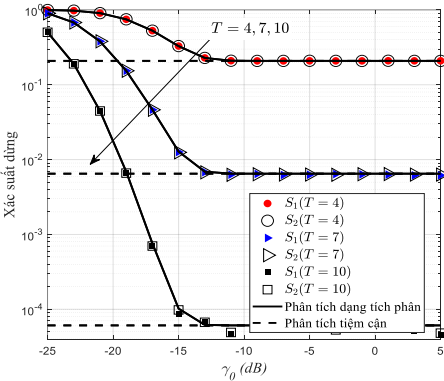


**Hình 4.3:**  $\text{OP}_{S_1}$  và  $\text{OP}_{S_2}$  theo  $Q$

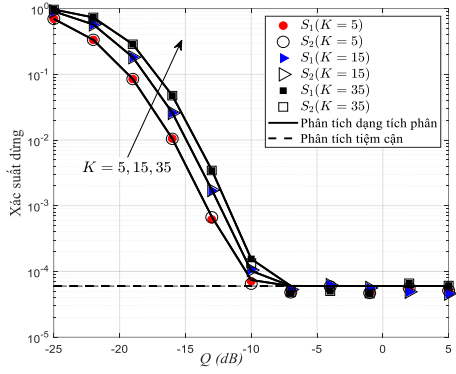


Hình 4.3 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo tỉ lệ giá trị ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên nhiễu  $Q = I/N_0$  (dB). Ở vùng  $Q$  nhỏ (từ  $-25dB$  đến  $-10dB$ ), xác suất dừng của cả hai nguồn giảm khi  $Q$  tăng. Vùng giá trị  $Q$  lớn (trên  $-10dB$ ) thì xác suất dừng đạt giá trị bão hòa. Xác suất dừng giảm khi số lượng phần tử phản xạ  $T$  của RIS tăng. Trong hình 4.3, biểu thức phân tích của xác suất dừng được vẽ ở dạng tổng vô hạn (sử dụng 25 số hạng đầu tiên) và dạng tích phân chính xác. Khi  $T$  tăng, đường của công thức tổng vô hạn càng gần với đường mô phỏng hơn.

Hình 4.4 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo tỉ số công suất phát tối đa mà phân cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu  $\gamma_0 = P_{\max} / N_0$  (dB). Xác suất dừng của các nguồn giảm nhanh khi  $\gamma_0$  tăng trong khoảng  $-25dB$  đến  $-15dB$ , sau đó rơi vào giá trị bão hòa. Vì công suất phát phụ thuộc vào bộ hai tham số như công thức (4.1).



Hình 4.4:  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  theo  $\gamma_0$

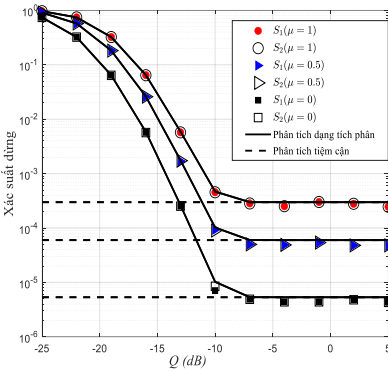


Hình 4.5:  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  theo  $Q$ (dB) khi  $K$  thay đổi

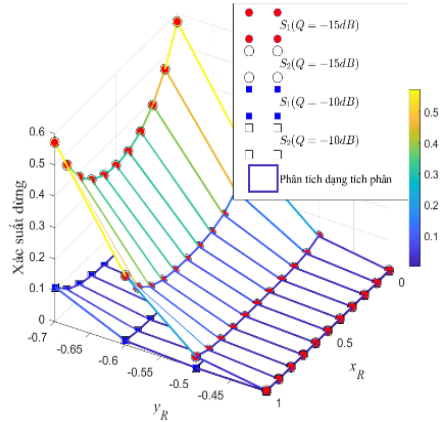
Hình 4.5 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo tỉ lệ giá trị ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên nhiễu  $Q$  (dB) khi số lượng máy thu sơ cấp  $K$  thay đổi. Kết quả cho thấy trong vùng  $Q$  nhỏ hơn  $-10dB$ , tăng số lượng máy thu sơ cấp thì xác suất dừng của các nguồn thứ

cấp tăng. Khi  $Q$  lớn hơn một giá trị ngưỡng ( $-10dB$ ), số lượng máy thu sơ cấp không còn ảnh hưởng đến hiệu năng của mạng thứ cấp.

Hình 4.6 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo  $Q$  (dB) khi giá trị nhiễu vòng lặp  $\mu$  khác nhau. Kết quả cho thấy nhiễu vòng lặp tăng sẽ làm tăng xác suất dừng của các nguồn thứ cấp. Và xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp là tốt nhất ứng với trường hợp loại bỏ nhiễu vòng lặp hoàn hảo  $\mu = 0$ . Các xác suất dừng cũng giảm khi  $Q$  tăng và đạt giá trị bão hòa khi  $Q$  đủ lớn.



**Hình 4.6:**  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  theo  $Q$  (dB) khi  $\mu$  thay đổi



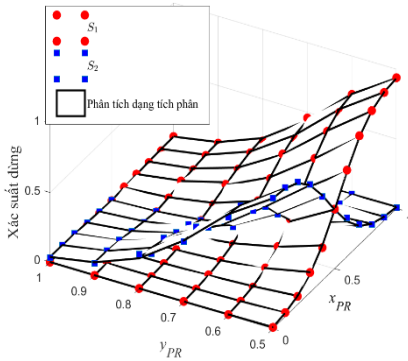
**Hình 4.7:**  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  theo  $x_R$  và  $y_R$ .

Hình 4.7 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp khi vị trí  $(x_R, y_R)$  của RIS thay đổi và cụm máy thu sơ cấp vẫn cách đều hai nguồn. Kết quả cho thấy xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp bằng nhau khi RIS ở các vị trí có tổng khoảng cách từ RIS đến hai nguồn bằng nhau. Với cùng một giá trị  $y_R$ , vị trí RIS cách đều hai nguồn sẽ cho xác suất dừng nhỏ nhất. Bên cạnh đó, với cùng một giá trị  $x_R$ , xác suất dừng sẽ giảm khi  $y_R$  giảm từ  $-0.7$  đến  $-0.3$ .

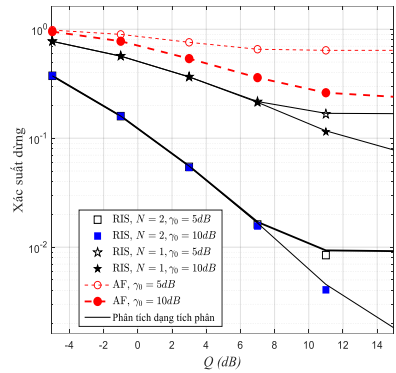
Hình 4.8 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp theo tọa độ  $(x_{PR}, y_{PR})$  của cụm máy thu sơ cấp và RIS cách đều hai nguồn. Kết quả cho thấy khi cụm máy thu sơ cấp cách đều hai nguồn thì  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  bằng nhau và cụm

máy thu sơ cấp càng xa các nguồn thì các xác suất dừng càng nhỏ và ngược lại. Khi cụm máy thu sơ cấp không cách đều hai nguồn thì nguồn gần cụm máy thu sơ cấp hơn có xác suất dừng nhỏ hơn và ngược lại.

Hình 4.9 biểu diễn các xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp trong hai mô hình mạng hai chiều song công dùng RIS và dùng một thiết bị chuyển tiếp AF theo  $Q(dB)$ . Kết quả cho thấy hệ thống có RIS hỗ trợ truyền tín hiệu có hiệu năng tốt hơn nhiều so với hệ thống sử dụng thiết bị chuyển tiếp AF ngay cả trong trường hợp RIS chỉ có một phần tử phản xạ.



**Hình 4.8:**  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$ , theo  $x_{PR}$  và  $y_{PR}$ .



**Hình 4.9:** So sánh mô hình dùng RIS và dùng chuyển tiếp AF

## 4.6 Kết luận

Chương 4 đề xuất mô hình mạng hai chiều sử dụng bề mặt phản xạ thông minh trong môi trường vô tuyến nhận thức. Xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp được khảo sát theo nhiều thông số mạng và kết quả cho thấy: các xác suất dừng đạt giá trị tốt nhất khi bề mặt phản xạ thông minh cách đều hai nguồn; các xác suất dừng giảm khi số lượng phần tử phản xạ tăng, khoảng cách giữa cụm máy thu sơ cấp và hai nguồn thứ cấp tăng, và khi nhiều vòng lặp giảm; và các xác suất dừng sẽ rơi vào trạng thái bão hòa khi ngưỡng tỉ số ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên công suất nhiễu hoặc tỉ số công suất phát

tối đa mà phần cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu đủ lớn. Hơn nữa hệ thống hai chiều được bề mặt phản xạ thông minh hỗ trợ có xác suất dừng của các nguồn thứ cấp nhỏ hơn rất nhiều so với hệ thống được hỗ trợ bởi thiết bị chuyên tiếp AF tương ứng

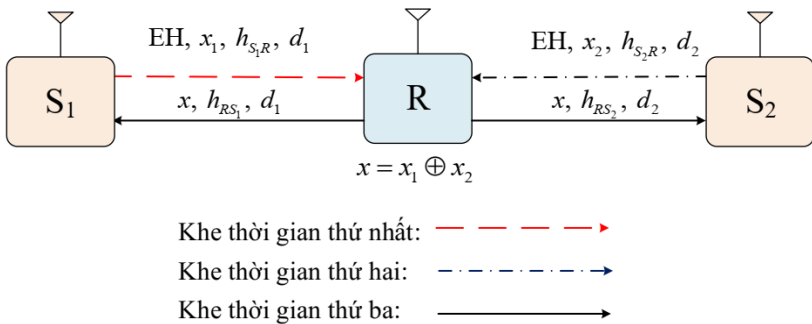
## CHƯƠNG 5 THU HOẠCH NĂNG LƯỢNG PHI TUYẾN TRONG MẠNG VÔ TUYẾN HỢP TÁC HAI CHIỀU

### 5.1 Giới thiệu

Trong chương này đề xuất mô hình thu hoạch năng lượng phi tuyến (NEH) trong mạng hợp tác hai chiều (TW). Mô hình này hoạt động truyền nhận thông tin trong ba khe thời gian và sử dụng phương pháp thu năng lượng phân chia theo công suất kết hợp kỹ thuật mã hóa mạng số (DNC), gọi là giao thức NEH-TW-DNC. Các biểu thức xác suất dừng chính xác và gần đúng của các nguồn được phân tích để đánh giá hiệu suất hệ thống. Bên cạnh đó, nghiên cứu sinh có thực hiện so sánh xác suất dừng của các nguồn khi thu hoạch năng lượng phi tuyến và thu hoạch năng lượng tuyến tính để thấy được sự khác nhau khi xem xét hệ thống thực tế và lý tưởng.

*Đóng góp của chương 4 được trình bày tại công trình công bố [P5].*

### 5.2 Mô hình nghiên cứu



**Hình 5.1:** Mô hình NEH-TW-DNC

Hình 5.1 là mô hình hệ thống hai chiều thu hoạch năng lượng phi tuyến NEH-TW-DNC. Mô hình gồm hai nguồn  $S_1$  và  $S_2$  và một thiết bị chuyển tiếp  $R$ . Công suất phát  $P$  của hai nguồn bằng nhau.

### 5.3 Quá trình truyền nhận tín hiệu và tỉ số tín hiệu trên nhiễu

Quá trình hoạt động của mô hình NEH-TW-DNC được thể hiện trên bảng 5.1. Tỉ lệ tín hiệu trên nhiễu (SNR) để giải mã tín hiệu  $x_1$  và  $x_2$  tại  $R$  trong hai khe thời gian đầu là:

$$\gamma_{S_1,R} = (1-\rho) |h_{S_1,R}|^2 P / N_0 = (1-\rho) |h_{S_1,R}|^2 \gamma_0. \quad (5.2)$$

$$\gamma_{S_2,R} = (1-\rho) |h_{S_2,R}|^2 P / N_0 = (1-\rho) |h_{S_2,R}|^2 \gamma_0. \quad (5.5)$$

Tổng năng lượng có thể thu hoạch tại  $R$  trong hai khe thời gian đầu như sau:

$$E_h = \eta \rho \alpha P \left( |h_{S_1,R}|^2 + |h_{S_2,R}|^2 \right) T. \quad (5.7)$$

Vì thu hoạch năng lượng phi tuyến nên công suất phát của thiết bị chuyển tiếp là:

$$P_R = \begin{cases} \zeta P \left( |h_{S_1,R}|^2 + |h_{S_2,R}|^2 \right), & \text{ khi } P \left( |h_{S_1,R}|^2 + |h_{S_2,R}|^2 \right) \leq P_{th}, \\ \zeta P_{th}, & \text{ khi } P \left( |h_{S_1,R}|^2 + |h_{S_2,R}|^2 \right) > P_{th}, \end{cases} \quad (5.9)$$

**Bảng 5.1:** Giao thức truyền ba khe thời gian của mô hình NEH-TW-DN.

$S_1 \rightarrow R$	$S_2 \rightarrow R$	$R \rightarrow S_1, S_2$
Thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng từ nguồn $S_1$	Thiết bị chuyển tiếp thu hoạch năng lượng từ nguồn $S_2$	$x = x_1 \oplus x_2$ Thiết bị chuyển tiếp truyền tín hiệu $x$ về hai nguồn
Thiết bị chuyển tiếp giải mã tín hiệu $x_1$ của nguồn $S_1$	Thiết bị chuyển tiếp giải mã tín hiệu $x_2$ của nguồn $S_2$	
Khe thời gian 1 $\alpha T$	Khe thời gian 2 $\alpha T$	Khe thời gian 3 $(1-2\alpha)T$
$T$		

SNR để giải mã tín hiệu  $x = x_1 \oplus x_2$  trong khe thời gian thứ 3 ở các nguồn là:

$$\gamma_{RS_i} = \begin{cases} \left| h_{RS_i} \right|^2 \leq P \left( \left| h_{S_1R} \right|^2 + \left| h_{S_2R} \right|^2 \right) / N_0, & \text{ khi } P \left( \left| h_{S_1R} \right|^2 + \left| h_{S_2R} \right|^2 \right) \leq P_{th}, \\ \left| h_{RS_i} \right|^2 \leq P_{th} / N_0, & \text{ khi } P \left( \left| h_{S_1R} \right|^2 + \left| h_{S_2R} \right|^2 \right) > P_{th}. \end{cases} \quad (5.11)$$

Từ (5.2), (5.5) và (5.11) suy ra SNR để giải mã các tín hiệu  $x_1, x_2$  tại các nguồn  $S_1, S_2$  tương ứng như sau:

$$\gamma_{S_1} = \min \{ \gamma_{S_2R}, \gamma_{RS_1} \}, \quad \gamma_{S_2} = \min \{ \gamma_{S_1R}, \gamma_{RS_2} \}. \quad (5.12)$$

## 5.4 Phân tích hiệu năng mạng

Xác suất dừng của nguồn  $S_1$ :

$$\text{OP}_{S_1} = \Pr \left[ \gamma_{S_1} \leq \gamma_{th} \right] = \Pr \left[ \gamma_{S_2R} \leq \gamma_{th} \right] + \Pr \left[ \gamma_{RS_1} \leq \gamma_{th}, \gamma_{S_2R} > \gamma_{th} \right]. \quad (5.15)$$

Sau nhiều tính toán phức tạp ta được  $\text{OP}_{S_1}$  ở hai trường hợp:

- Trường hợp 1: khi  $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$ :

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_1} \Big|_{\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda} &= 1 - e^{-(k_1/\lambda + k_3/\lambda_3)} + e^{-k_1/\lambda} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1\lambda_3)} \right) + \\ &+ \left( \frac{k_1}{\lambda} - 1 \right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda\lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k-1, \frac{k_1}{\lambda} \right) - \Gamma \left( -k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda} \right) \right] + \\ &+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda\lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k, \frac{k_1}{\lambda} \right) - \Gamma \left( -k, \frac{k_2}{k_3\lambda} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.20)$$

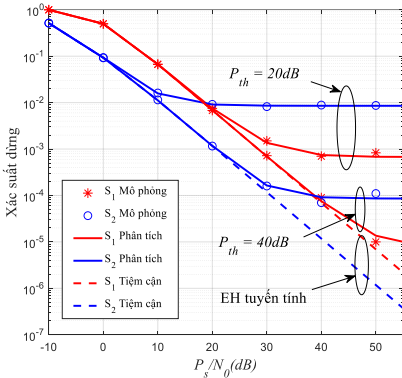
- Trường hợp 2: khi  $\lambda_1 \neq \lambda_2$ :

$$\begin{aligned} \text{OP}_{S_1} \Big|_{\lambda_1 \neq \lambda_2} &= 1 - e^{-(k_1/\lambda_2 + k_3/\lambda_3)} + e^{-k_1/\lambda_2} \left( e^{-k_3/\lambda_3} - e^{-k_2/(k_1\lambda_3)} \right) + \\ &+ \frac{\lambda_2}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda_2\lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k-1, \frac{k_1}{\lambda_2} \right) - \Gamma \left( -k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda_2} \right) \right] - \\ &- \frac{\lambda_1 e^{-(1/\lambda_2 - 1/\lambda_1)k_1}}{(\lambda_1 - \lambda_2)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} \left( \frac{k_2}{\lambda_1\lambda_3} \right)^{k+1} \left[ \Gamma \left( -k-1, \frac{k_1}{\lambda_1} \right) - \Gamma \left( -k-1, \frac{k_2}{k_3\lambda_1} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.21)$$

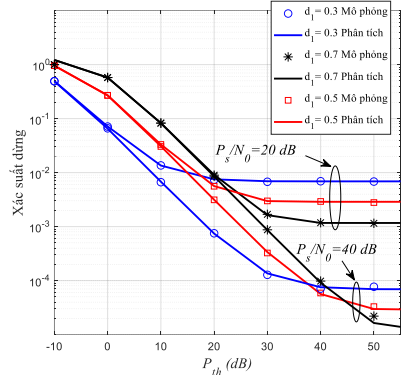
Xác suất dừng của nguồn  $S_2$  cũng tìm tương tự ứng với công thức (5.22) và (5.23) trong cuốn báo cáo. Khi  $P_{th} \rightarrow \infty$  ta có thu hoạch năng lượng tuyến tính.

## 5.5 Mô phỏng và thảo luận các kết quả

Trong các hình thông số được chọn:  $\eta = 0.8$ ,  $\alpha = 1/3$ ,  $d_1 = 0.5$ ,  $d_2 = 1 - d_1$ . Hình 5.2 biểu diễn xác suất dừng của hai nguồn theo  $P_s / N_0$  (dB). Kết quả cho thấy các xác suất dừng của hai nguồn giảm khi  $P_s / N_0$  tăng và bão hòa khi  $P_s / N_0$  lớn. Các giá trị xác suất dừng bão hòa khác nhau và phụ thuộc vào giá trị  $P_{th}$ ,  $P_{th}$  càng lớn thì giá trị xác suất dừng bão hòa càng nhỏ. Bên cạnh đó, khi  $P_s / N_0 < P_{th}$  thì  $OP_{S_1} > OP_{S_2}$  và khi  $P_s / N_0 > P_{th}$  thì  $OP_{S_1} < OP_{S_2}$ . Khi  $P_s / N_0 < P_{th}$ , xác suất dừng của mỗi nguồn trong hai trường hợp thu hoạch năng lượng phi tuyến với thu hoạch năng lượng tuyến tính gần như bằng nhau. Khi  $P_s / N_0 > P_{th}$ , với thu hoạch năng lượng phi tuyến các xác suất dừng sẽ bão hòa trong khi với thu hoạch năng lượng tuyến tính các xác suất dừng tiếp tục giảm khi  $P_s / N_0$  tăng. Cuối cùng, các đường cong xác suất dừng của thu hoạch năng lượng phi tuyến sẽ tiệm cận các đường xác suất dừng của thu hoạch năng lượng tuyến tính khi  $P_{th} \rightarrow \infty$ .



Hình 5.2:  $OP_{S_1}$  và  $OP_{S_2}$  theo  $P_s / N_0$  (dB)

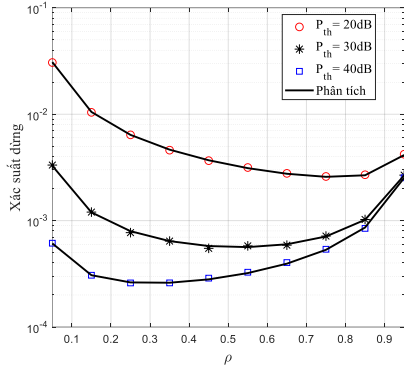


Hình 5.3:  $OP_{S_1}$  theo  $P_{th}$  (dB)

Hình 5.3 biểu diễn xác suất dừng của nguồn  $S_1$  theo  $P_{th}$  với hai giá trị  $P_s / N_0$  và ba giá trị  $d_1$ . Kết quả cho thấy  $OP_{S_1}$  giảm khi  $P_{th}$  và  $P_s / N_0$  tăng,  $OP_{S_1}$  đạt giá trị bão hòa khi  $P_{th}$  tăng đến một giá trị đủ lớn, và giá trị này thay đổi phụ thuộc vào giá trị của  $P_s / N_0$  và  $d_1$ . Bên cạnh đó, ta thấy khi  $P_{th} < P_s / N_0$  khoảng cách  $d_1$

càng nhỏ thì  $OP_{S_1}$  càng nhỏ. Ngược lại khi  $P_h > P_s / N_0$  khoảng cách  $d_1$  càng lớn thì  $OP_{S_1}$  càng nhỏ.

Hình 5.4 biểu diễn xác suất dừng  $OP_{S_1}$  theo  $\rho$  với  $P_s / N_0 = 30(dB)$ ,  $P_{th} \in \{20, 30, 40\} dB$ . Kết quả cho thấy  $OP_{S_1}$  giảm khi  $P_{th}$  tăng. Bên cạnh đó, với mỗi bộ thông số sẽ tồn tại một giá trị  $\rho$  tối ưu để xác suất dừng nhỏ nhất.



Hình 5.4:  $OP_{S_1}$  theo  $\rho$

## 5.6 Kết luận

Chương 5 đề xuất mạng hợp tác hai chiều có thu hoạch năng lượng phi tuyến tại thiết bị chuyển tiếp. Khi công suất ngưỡng bão hòa của thiết bị thu hoạch năng lượng phi tuyến tại thiết bị chuyển tiếp tăng lên, thì xác suất dừng của các nguồn sẽ giảm xuống. Và xác suất dừng đạt được giá trị bão hòa khi  $P_s / N_0$  và  $P_{th}$  đủ lớn. Với mỗi bộ thông số sẽ tồn tại một hệ số phân bổ công suất tối ưu để xác suất dừng là nhỏ nhất.

## CHƯƠNG 6 KẾT LUẬN

### 6.1 Các kết quả của luận án

Luận án đã nghiên cứu các kỹ thuật và các giao thức nhằm nâng cao hiệu năng truyền thông của mạng hợp tác hai chiều trong hệ thống vô tuyến thông thường và vô tuyến nhận thức. Trong các mô hình được đề xuất đã xem xét các điều kiện lý tưởng và ràng buộc thực tế để có thể đánh giá hệ thống một cách toàn diện hơn. Các điểm mới và kết quả chính của luận án như sau:

Đầu tiên, đề xuất và phân tích thành công mô hình mạng hợp tác hai chiều có sử dụng kết hợp cụm thiết bị chuyển tiếp, kỹ thuật triệt can nhiễu tuần tự và kỹ thuật mã hóa mạng số. Mô hình được khảo sát trong các điều kiện lý tưởng và các điều



kiện thực tế như triết can nhiều tuần tự không hoàn hảo, thông tin trạng thái kênh truyền không hoàn hảo. Các kết quả nghiên cứu cho thấy thông lượng hệ thống của giao thức được đề xuất vượt trội so với các giao thức không sử dụng kết hợp các kỹ thuật trên. Bên cạnh đó đề xuất phương lựa chọn chuyển tiếp bán phần giúp giảm thiểu thời gian thu thập của các thông tin trạng thái kênh truyền so với phương pháp lựa chọn chuyển tiếp khác, do đó giảm thời gian xử lý tín hiệu và tăng tốc độ truyền tin. Hiệu quả phân tập không gian tăng và xác suất dừng giảm khi số lượng chuyển tiếp trong cụm tăng. Các kết quả nghiên cứu cũng cho thấy sự ảnh hưởng lớn của các điều kiện không lý tưởng của triết can nhiều tuần tự và thông tin trạng thái kênh truyền lên hiệu năng của hệ thống. Hơn nữa khi các thiết bị chuyển tiếp được thiết lập ở vị trí tối ưu và hệ số phân chia công suất hợp lý, hai nguồn sẽ đạt được hiệu năng tốt nhất.

Tiếp theo đề xuất và phân tích thành công mô hình mạng hai chiều sử dụng bề mặt phản xạ thông minh trong môi trường vô tuyến nhận thức. Mô hình hoạt động ở chế độ song công và khảo sát điều kiện thực tế là còn tồn tại nhiều vòng lặp sau khi đã được triết can nhiều ở anten thu và mạng thứ cấp bị giới hạn công suất bởi nhiều máy thu sơ cấp. Mục tiêu đạt được của mô hình là giảm xác suất dừng, tăng hiệu quả sử dụng phổ, hiệu quả sử dụng năng lượng và hiệu quả chi phí của mạng hai chiều. Xác suất dừng của hai nguồn thứ cấp được khảo sát theo nhiều thông số mạng và kết quả cho thấy: đạt giá trị tốt nhất khi bề mặt phản xạ thông minh cách đều hai nguồn; giảm khi số lượng phần tử phản xạ tăng, khoảng cách giữa cụm máy thu sơ cấp và hai nguồn thứ cấp tăng, và khi nhiều vòng lặp giảm; và sẽ rơi vào trạng thái bão hòa khi ngưỡng tỉ số ràng buộc can nhiễu của các nguồn thứ cấp đến các thiết bị thu sơ cấp trên công suất nhiễu hoặc tỉ số công suất phát tối đa mà phân cứng các nguồn thứ cấp có thể đáp ứng trên công suất nhiễu đủ lớn. Hơn nữa hệ thống hai chiều được bề mặt phản xạ thông minh hỗ trợ có xác suất dừng của các nguồn thứ cấp nhỏ hơn rất nhiều so với hệ thống được hỗ trợ bởi thiết bị chuyển tiếp AF tương ứng.

Chương 5 đề xuất và phân tích mô hình mạng hợp tác hai chiều có thu hoạch năng lượng phi tuyến tại thiết bị chuyển tiếp DF. Mô hình xem xét điều kiện thực tế là bộ thu năng lượng của thiết bị chuyển tiếp được tạo ra từ các linh kiện điện tử phi tuyến. Sử dụng phương pháp thu hoạch năng lượng phân chia theo công suất và kỹ thuật mã hóa mạng số. Đóng góp của đề xuất là sử dụng nguồn năng lượng sạch từ sóng vô tuyến để hỗ trợ truyền tín hiệu cho các mạng vô tuyến hợp tác hai chiều chi phí thấp và hạn chế về tài nguyên như mạng cảm biến không dây và hệ thống IoT. Các kết quả cho thấy với mỗi bộ thông số của hệ thống có thể xác định được hệ số phân bổ công suất tối ưu để xác suất dừng là nhỏ nhất.

Tất cả các thông số đánh giá hiệu năng của các đề xuất trong luận án đều được phân tích dưới dạng các biểu thức tường minh và các kết quả phân tích toán đều được kiểm chứng bằng phương pháp mô phỏng Monte Carlo. Các kết quả của đề tài nghiên cứu đóng góp hữu ích cho cộng đồng nghiên cứu, cho các công ty sản xuất thiết bị viễn thông để hướng tới cung cấp chất lượng dịch vụ tốt hơn cho khách hàng. Các mô hình đề xuất của đề tài có thể được dùng trong mạng IoT, mạng không đồng nhất, mạng cảm biến không dây, mạng robot trong công nghiệp. Các kết quả nghiên cứu trong luận án đã được nghiên cứu sinh công bố trên các tạp chí SCIE và hội nghị quốc tế uy tín.

## **6.2 Hướng phát triển của luận án**

Luận án đã đưa ra các đề xuất có các kết quả đạt được mục tiêu đề ra. Tuy nhiên ngày nay khi các ứng dụng truyền thông vô tuyến ngày càng nhiều và nhu cầu về chất lượng dịch vụ vô tuyến ngày càng cao thì mục tiêu nâng cao hiệu năng mạng trong các ứng dụng và điều kiện cụ thể vẫn luôn là vấn đề cần được quan tâm. Trong thời gian tới, nghiên cứu sinh tiếp tục nghiên cứu về nâng cao hiệu năng mạng hai chiều như tăng hiệu quả sử dụng phổ, hiệu quả sử dụng năng lượng, tăng tốc độ truyền tin cho mạng hợp tác hai chiều trong mạng vô tuyến thông thường và mạng vô tuyến nhận thức. Đồng thời xem xét các điều kiện vận hành thực tế hơn. Cụ thể các dự định nghiên cứu tiếp theo của đề tài như sau:

- Xem xét các mạng hai chiều đã nghiên cứu trong các kênh truyền fading khác như kênh Nakagami-m, Rician, double Rayleigh.
- Khảo sát mô hình mạng hợp tác hai chiều thu hoạch năng lượng phi tuyến có đường truyền trực tiếp.
- Đánh giá hiệu năng dưới dạng độ tin cậy và độ trễ các mạng hai chiều đã nghiên cứu bằng cách sử dụng gói tin ngắn.
- Thiết kế mạng học sâu từ các dữ liệu phân tích và mô phỏng để dự đoán hiệu năng hệ thống hai chiều.
- Nghiên cứu mạng lai ghép giữa mạng hai chiều mặt đất với mạng vệ tinh.