

TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP. HỒ CHÍ MINH
KHOA ĐIỆN - ĐIỆN TỬ
BỘ MÔN KỸ THUẬT MÁY TÍNH - VIỄN THÔNG



ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP

**ĐỀ TÀI: TRUYỀN GÓI TIN NGẮN TRONG
MẠNG VÔ TUYẾN NOMA HỢP TÁC**

NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ - TRUYỀN THÔNG

Sinh viên: **NGUYỄN CHUNG DŨ THANH HƯƠNG**
MSSV: 17151188

NGUYỄN THÀNH VỸ
MSSV: 17141267

Hướng dẫn: **TS. PHẠM NGỌC SƠN**

TP. HỒ CHÍ MINH – 08/2021

TRƯỜNG ĐẠI HỌC SƯ PHẠM KỸ THUẬT TP. HỒ CHÍ MINH
KHOA ĐIỆN - ĐIỆN TỬ
BỘ MÔN KỸ THUẬT MÁY TÍNH - VIỄN THÔNG

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP

**ĐỀ TÀI: TRUYỀN GÓI TIN NGẮN TRONG
MẠNG VÔ TUYẾN NOMA HỢP TÁC**

NGÀNH CÔNG NGHỆ KỸ THUẬT ĐIỆN TỬ TRUYỀN THÔNG

Sinh viên: **NGUYỄN CHUNG DŨ THANH HƯƠNG**
MSSV: 17141188

NGUYỄN THÀNH VỸ
MSSV: 17141267

Hướng dẫn: **TS. PHẠM NGỌC SƠN**

TP. HỒ CHÍ MINH – 8/2021

THÔNG TIN ĐỒ ÁN

1. Thông tin sinh viên

Họ và tên SV 1: NGUYỄN CHUNG DŨ THANH HƯƠNG MSSV: 17141188

Email: 17141188@student.hcmute.edu.vn

Họ và tên SV 2: NGUYỄN THÀNH VỸ

MSSV: 17141267

Email: 17141267@student.hcmute.edu.vn

2. Thông tin đề tài

- Tên của đề tài: Truyền gói tin ngắn trong mạng vô tuyến NOMA hợp tác.
- Đơn vị quản lý: Bộ môn Kỹ Thuật Máy Tính – Viễn Thông, Khoa Điện – Điện tử, Trường Đại học Sư Phạm Kỹ Thuật Tp. Hồ Chí Minh.
- Thời gian thực hiện: 15 tuần.

3. Lời cam đoan của sinh viên

Chúng tôi – SV Nguyễn Chung Dũ Thanh Hương và SV Nguyễn Thành Vỹ cam đoan đồ án này là công trình nghiên cứu của bản thân dưới sự hướng dẫn của TS. Phạm Ngọc Sơn. Kết quả công bố trong bản báo cáo là trung thực và không sao chép từ bất kỳ công trình nào khác.

Tp.HCM, ngày ... tháng ... năm 20...

Nhóm SV thực hiện đồ án

Xác nhận của Bộ Môn

Tp.HCM, ngày ... tháng ... năm 20...

Giảng viên hướng dẫn

BẢN NHẬN XÉT KHÓA LUẬN TỐT NGHIỆP

(Dành cho giảng viên hướng dẫn)

Đề tài: Truyền gói tin ngắn trong mạng vô tuyến NOMA hợp tác

Sinh viên: + Nguyễn Chung Dũ Thanh Hương

MSSV: 17141188

+ Nguyễn Thành Vỹ

MSSV: 17141267

Hướng dẫn: TS. Phạm Ngọc Sơn

Nhận xét bao gồm các nội dung sau đây:

1. Tính hợp lý trong cách đặt vấn đề và giải quyết vấn đề; ý nghĩa khoa học và thực tiễn:

- Đặt vấn đề rõ ràng, mục tiêu cụ thể.

2. Phương pháp thực hiện/ phân tích/ thiết kế:

- Phương pháp thực hiện hợp lý dựa trên cơ sở lý thuyết; phân tích và đánh giá phù hợp.

3. Kết quả thực hiện/ phân tích và đánh giá kết quả/ kiểm định thiết kế:

- Kết quả phù hợp với mục tiêu, kết quả phân tích và mô phỏng hợp lý.

4. Kết luận và đề xuất:

- Kết luận phù hợp với cách đặt vấn đề; kết luận cung cấp một số đóng góp nổi bật.

5. Hình thức trình bày và bố cục báo cáo:

- Bố cục rõ ràng, đúng định dạng mẫu.

6. Kỹ năng chuyên nghiệp và tính sáng tạo:

- Có kỹ năng giao tiếp hiệu quả, tích cực làm việc nhóm, kỹ năng tìm kiếm tài liệu tốt.

7. Tài liệu trích dẫn

- Trích dẫn tài liệu tham khảo hợp lý, đúng theo chỉ dẫn.

8. Đánh giá về sự trùng lặp của đề tài

- Không có sự trùng lặp với các đề tài trong nước.

9. Những nhược điểm và thiếu sót, những điểm cần được bổ sung và chỉnh sửa*

- Tồn tại một số lỗi đánh máy.

- Một số vấn đề toán học cần được trình bày rõ ràng và liên mạch hơn.

10. Nhận xét tinh thần, thái độ học tập, nghiên cứu của sinh viên

- Tinh thần và thái độ học tập tốt, khả năng tự học và nghiên cứu tốt.

Đề nghị của giảng viên hướng dẫn

Báo cáo đạt yêu cầu của một khóa luận tốt nghiệp kỹ sư, và được phép bảo vệ khóa luận tốt nghiệp.

Tp. HCM, ngày 22 tháng 07 năm 2021

Người nhận xét



TS. Phạm Ngọc Sơn

LỜI CẢM ƠN

Trong thời gian thực hiện đồ án tốt nghiệp, nhóm chúng tôi đã nhận được nhiều giúp đỡ, đóng góp ý kiến, chỉ bảo đến từ thầy cô và bạn bè.

Để hoàn thành đề tài “*Truyền gói tin ngắn trong mạng vô tuyến NOMA hợp tác*” chúng tôi xin chân thành cảm ơn Thầy Phạm Ngọc Sơn - Giảng viên khoa Điện – Điện tử, trường Đại Học Sư Phạm Kỹ Thuật Tp. HCM. Với sự hướng dẫn tận tình, chỉ bảo, tạo điều kiện và hỗ trợ nhóm hoàn thành tốt đồ án này.

Nhóm chúng tôi cũng xin gửi lời cảm ơn đến các tác giả của các nguồn tài liệu tham khảo đã giúp nhóm có nhiều kiến thức và sự lựa chọn hơn trong quá trình thực hiện đề tài.

Mặc dù nhóm đã cố gắng hoàn thành tốt đề tài này một cách hoàn chỉnh nhất, nhưng cũng không thể tránh khỏi những sai sót nhất định trong công việc nghiên cứu, tiếp cận thực tế, cũng như những hạn chế về kiến thức lẫn thời gian thực hiện. Rất mong nhận được sự góp ý của Thầy để nhóm có thể bổ sung, sửa chữa cho đề tài được hoàn thiện hơn.

Một lần nữa xin chân thành cảm ơn.

TÓM TẮT

Ngày nay, với sự phát triển nhanh chóng của khoa học kỹ thuật trong cách mạng công nghiệp 4.0 cho các mô hình công nghệ mới thì nhu cầu truyền dữ liệu với tốc độ cao là vô cùng quan trọng. Để đáp ứng điều đó, mạng thông tin di động 5G được phát triển và kỹ thuật đa truy cập phi trực giao NOMA hứa hẹn sẽ nâng cao hiệu quả sử dụng nguồn tài nguyên vô tuyến phục vụ truyền thông trong tương lai. Đồng thời truyền thông hợp tác có một số tính năng phù hợp có thể trở thành công nghệ chính trong các hệ thống truyền thông không dây tương lai, tránh được những khó khăn khi triển khai các mảng anten thực tế.

Trong đồ án tốt nghiệp này, nhóm chúng tôi tập trung khảo sát và mô phỏng tỉ lệ lỗi khối trung bình BLER hai người dùng trong mạng hợp tác đa truy cập phi trực giao NOMA. Đồng thời sử dụng hai phương pháp kỹ thuật kết hợp lựa chọn SC và kỹ thuật kết hợp tỉ lệ tối đa MRC trong truyền thông hợp tác để phân tích và đánh giá BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên, sử dụng phần mềm Matlab. Sau đó đưa ra hướng phát triển cho đề tài.

MỤC LỤC

DANH MỤC HÌNH VÀ BẢNG	VIII
CÁC TỪ VIẾT TẮT	IX
Ý NGHĨA CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC	X
CHƯƠNG 1 GIỚI THIỆU.....	1
1.1 TỔNG QUAN	1
1.2 MỤC TIÊU	1
1.3 GIỚI HẠN.....	1
1.4 BỐ CỤC ĐỒ ÁN.....	2
CHƯƠNG 2 CƠ SỞ LÝ THUYẾT	3
2.1 ĐA TRUY CẬP PHI TRỰC GIAO NOMA.....	3
2.2 TRUYỀN THÔNG HỢP TÁC	6
2.2.1 Kỹ thuật kết hợp lựa chọn SC.....	7
2.2.2 Kỹ thuật kết hợp tỷ lệ tối đa MRC.....	8
2.2.3 Mạng NOMA hợp tác	9
2.3 TRUYỀN GÓI TIN NGẮN.....	10
CHƯƠNG 3 NỘI DUNG THỰC HIỆN	15
3.1 MÔ HÌNH HỆ THỐNG CỦA MẠNG NOMA HỢP TÁC ĐƯỜNG XUỐNG...	15
3.2 PHÂN TÍCH TỈ LỆ LỖI KHỎI TRUNG BÌNH.....	17
CHƯƠNG 4 KẾT QUẢ MÔ PHỎNG, PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ	23
4.1 CÁC THÔNG SỐ MÔ PHỎNG VÀ MỘT SỐ LƯU ĐỒ CHÍNH	23
4.2 KẾT QUẢ MÔ PHỎNG, PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ.....	27
CHƯƠNG 5 KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN	31
5.1 KẾT LUẬN.....	31
5.2 HƯỚNG PHÁT TRIỂN	31
TÀI LIỆU THAM KHẢO	32

DANH MỤC HÌNH VÀ BẢNG

Hình 2 - 1. Mô hình NOMA 2 đường xuống UE.....	5
Hình 2 - 2. Mô hình hệ thống truyền thông hợp tác	6
Hình 2 - 3. Sơ đồ khối các mẫu nhận được tại máy thu.....	7
Hình 3 - 1. Mô hình hệ thống 2 người dùng của mạng hợp tác đa truy cập phi trực giao NOMA đường xuống.....	15
Hình 4 - 1. Lưu đồ chương trình chính trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2	24
Hình 4 - 2. Lưu đồ phân tích trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2	25
Hình 4 - 3. Lưu đồ mô phỏng trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2	26
Hình 4 - 4. BLER trung bình theo P_s/σ^2 với $m = 150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$	27
Hình 4 - 5. BLER trung bình theo P_c/σ^2 với $m = 150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$	28
Hình 4 - 6. BLER trung bình theo m với $P_s/\sigma^2 = 15$ dB, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$	29
Hình 4 - 7. BLER trung bình theo α_c với $P_s/\sigma^2 = 15$ (dB), $m = 100$, $N_c = N_e = 100$ bit	30

CÁC TỪ VIẾT TẮT

Từ viết tắt	Tên tiếng Anh	Ý nghĩa
BLER	Block Error Rate	Tỉ lệ lỗi khối
NOMA	Non-Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập phi trực giao
OMA	Orthogonal Multiple Access	Đa truy cập trực giao
LDPC	Low Density Parity Check	Mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp
TCMA	Trellis Coded Multiple Access	Đa truy cập mã hóa Trellis
PDMA	Pattern Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo mẫu
SCMA	Sparse Code Multiple Access	Đa truy cập mã hóa thưa
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Hệ thống nhiều anten phát nhiều anten thu
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu
HDR	Half Duplex Relaying	Chuyển tiếp bán song công
MRC	Maximal Ratio Combining	Kỹ thuật kết hợp tỉ lệ tối đa
SC	Selection Combining	Kỹ thuật kết hợp lựa chọn
SIC	Successive Interference Cancellation	Kỹ thuật triệt can nhiễu liên tiếp
UWB	Ultra Wideband	Băng thông siêu rộng
UE	User Equipment	Thiết bị người dùng

Ý NGHĨA CÁC KÝ HIỆU TOÁN HỌC

Ký hiệu	Ý nghĩa
S	Nguồn phát tín hiệu ở trạm gốc
U_c	Người dùng trung tâm
U_e	Người dùng biên
m	Chiều dài gói tin
α_c, α_e	Hệ số phân bổ công suất
P_s	Công suất phát
X_c, X_e	Tín hiệu truyền đi tới các User
$h_c \sim \text{CN}(0, \lambda_c)$	Tham số kênh truyền $S \rightarrow U_c$
$n_c \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$	Nhiều Gauss
$\varepsilon_{c,e} \approx \psi(\gamma_{c,e}, N_e, m)$	Tỉ lệ lỗi khối BLER tức thời của x_e tại U_c
$g \sim \text{CN}(0, \mu)$	Tham số kênh truyền $U_c \rightarrow U_e$
MRC	Tỉ số kết hợp tối đa
SC	Tỉ số kết hợp chọn lọc
$f_x(x)$	Hàm mật độ xác suất ngẫu nhiên X
$F_x(x)$	Hàm phân phối tích lũy của biến ngẫu nhiên X
γ_e	SINR nhận được để giải mã x_e đối với SC
$\overline{\gamma_e}$	SINR nhận được để giải mã x_e đối với MRC
$C(\gamma)$	Dung lượng kênh
$V(\gamma)$	Phân tán kênh
λ_c	Công suất kênh U_c
λ_e	Công suất kênh U_e

CHƯƠNG 1

GIỚI THIỆU

1.1 TỔNG QUAN

Trong đề án này, nhóm chúng tôi thực hiện mô phỏng, phân tích và đánh giá tỉ lệ lỗi khối trung bình BLER của mạng NOMA hợp tác đường xuống hai người dùng với chiều dài gói tin hữu hạn. Trong đó người dùng trung tâm sẽ chuyển tiếp các tín hiệu dành cho người dùng biên. Khác với mạng NOMA hợp tác với chiều dài gói tin vô hạn, việc giải mã hoàn toàn không được đáp ứng trong truyền gói tin ngắn và sự lan truyền sẽ xảy ra lỗi ở các mức độ khác nhau đối với tín hiệu nhận được. Đối với BLER trung bình của người dùng trung tâm trong các kênh Fading Rayleigh, phương pháp mới hoạt động tốt cho toàn bộ dải hệ số phân bố công suất. Hơn nữa, về mặt lý thuyết cũng tính được hiệu suất BLER trung bình của người dùng biên khi sử dụng kết hợp có lựa chọn SC. Khi kết hợp tỷ lệ tối đa MRC được sử dụng, chúng tôi nhận được giới hạn dưới chặt chẽ. Đây cũng chính là vấn đề được lựa chọn cho đề án tốt nghiệp: “*Truyền gói tin ngắn trong mạng vô tuyến NOMA hợp tác*”.

1.2 MỤC TIÊU

Mô phỏng, phân tích và đánh giá trung bình lỗi khối BLER của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác.

1.3 GIỚI HẠN

Đề án chỉ trình bày kết quả mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác.

1.4 BỐ CỤC ĐỒ ÁN

Nội dung đồ án gồm chương:

- **Chương 1: Tổng quan.** Chương này tìm hiểu về tình hình nghiên cứu, mục tiêu, giới hạn và bố cục đồ án.
- **Chương 2: Cơ sở lý thuyết.** Chương này tìm hiểu về mạng hợp tác đa truy cập phi trực giao NOMA, truyền thông hợp tác, truyền gói tin ngắn và mô hình kết hợp.
- **Chương 3: Nội dung thực hiện.** Chương này đưa ra mô hình hệ thống và các công thức phân tích trung bình lỗi khối của hệ thống
- **Chương 4: Mô phỏng phân tích và đánh giá.** Chương này đưa ra được kịch bản mô phỏng, lưu đồ, kết quả mô phỏng và nhận xét kết quả thu được.
- **Chương 5: Kết luận và hướng phát triển.** Chương này đưa ra kết luận và hướng phát triển của đề tài.

CHƯƠNG 2

CƠ SỞ LÝ THUYẾT

2.1 ĐA TRUY CẬP PHI TRỰC GIAO NOMA

Đa truy cập phi trực giao NOMA được coi là một trong những công nghệ đột phá cho mạng di động thế hệ thứ 5 (5G). Đặc biệt đây là một kỹ thuật đầy hứa hẹn cho mạng 5G do hiệu quả quang phổ vượt trội cũng như nâng cao hiệu suất truyền. Sự phát triển mạnh mẽ của thiết bị di động không dây đòi hỏi hệ thống thông tin di động phải đáp ứng nhiều nhu cầu khác nhau để bắt kịp với tốc độ phát triển theo cấp số nhân của dữ liệu di động và lưu lượng đa phương tiện. Mạng 5G có nhiều ưu điểm như hỗ trợ kết nối với tốc độ cao, sử dụng hiệu quả nguồn tài nguyên vô tuyến và thiết lập đa kết nối để đáp ứng nhu cầu ngày càng phát triển mạnh của các thiết bị di động. Mạng 5G là xu hướng nghiên cứu về việc phát triển mạng không dây trong tương lai. Trong mạng 5G có nhiều kỹ thuật mới khác nhau như NOMA, OMA. Nguyên tắc chính của NOMA là với cùng tần số và thời gian có thể được chia sẻ bởi nhiều người dùng và những người dùng có điều kiện kênh tốt hơn có thể sử dụng kỹ thuật loại bỏ nhiễu liên tiếp SIC để phát hiện và loại bỏ các tín hiệu dành cho người dùng có điều kiện kênh kém hơn. So với hệ thống đa truy cập trực giao OMA thì NOMA tối ưu hơn về khả năng sử dụng hiệu quả nguồn băng thông hệ thống [1].

NOMA được phân thành 2 loại chính :

NOMA miền mã (Code – domain NOMA): Lý thuyết đã đưa ra hệ thống NOMA với mã kiểm tra chẵn lẻ mật độ thấp (LDPC), đồng thời hệ thống đã khảo sát hiệu năng của hệ thống gồm 2 UE tại đầu thu với phương pháp tách tín hiệu dùng các phiên bản khác nhau của SIC. Ngoài ra NOMA miền mã còn có các phương pháp khác như đa truy cập mã hóa Trellis (TCMA), đa truy cập phân

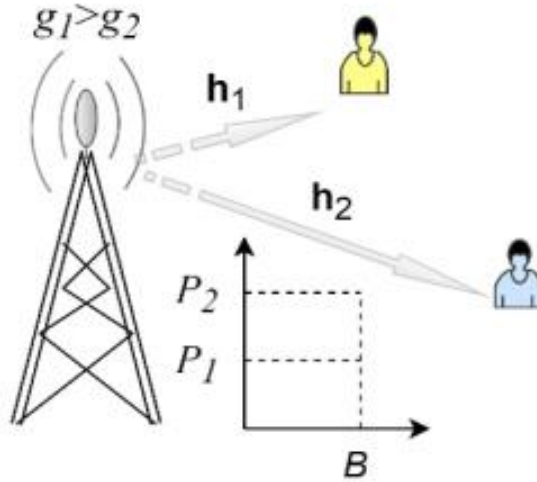
chia theo mẫu (PDMA), hay đa truy cập mã hóa thừa (SCMA). Kỹ thuật này gần giống với kỹ thuật CDMA và CDMA đa sóng mang.

NOMA miền công suất (Power-domain NOMA): Lý thuyết đã khảo sát hệ thống NOMA kết hợp với MIMO và mạng vô tuyến nhận thức ra được hệ thống NOMA có thông lượng vượt trội so với OMA. Trong NOMA miền năng lượng, các người dùng UE sẽ sử dụng chung khối tài nguyên tần số, thời gian và mã nhưng được cấp phát các mức công suất khác nhau dựa trên chất lượng kênh truyền.

Kỹ thuật triệt can nhiễu liên tiếp (SIC) được dùng khá phổ biến để tách tín hiệu trong hệ thống NOMA đường xuống. Nguyên tắc của phương pháp này là đầu thu giải mã tín hiệu của các UE khác với mức công suất lớn hơn mức công suất tín hiệu mong muốn. Sau đó, tiến hành loại bỏ tín hiệu của các UE khác. Kết quả của tiến trình SIC là tín hiệu cần nhận được cộng với nhiễu từ các tín hiệu của UE với công suất thấp hơn.

Tuy nhiên, các UE có công suất thấp phải giải mã tất cả các UE còn lại nếu có quá nhiều người dùng cùng chia sẻ trên một khối tài nguyên. Vì vậy, việc phân chia nhóm các người dùng cùng chia sẻ tài nguyên là vô cùng cần thiết. Khi đó các UE trong một cell được phân chia thành các nhóm nhỏ và mỗi nhóm khai thác một tập sóng mang con riêng biệt. Phương pháp phân chia nhóm các người dùng dựa trên sự bất cặp giữa UE có độ lợi cao với UE có độ lợi thấp và phương pháp phân bổ công suất cho các nhóm người dùng này.

Trong hệ thống NOMA đường xuống, tín hiệu cho nhiều người dùng được ghép một cách phi trực giao trên miền năng lượng. Các tín hiệu được phân biệt bởi công suất phân bổ cho mỗi đầu thu và đầu thu được thiết kế dựa trên phương pháp SIC để tách tín hiệu mong muốn. Hình 2-1 là hệ thống NOMA đường xuống gồm 2 UE với đơn anten phát và đơn anten ở mỗi đầu thu.



Hình 2 - 1. Mô hình NOMA 2 đường xuống UE

Trong đó, UE₁ ở gần trạm phát so với UE₂ được phân bổ công suất tương ứng là P₁ và P₂. Tín hiệu truyền ở trạm phát của 2 UE lần lượt s₁ và s₂. Tín hiệu truyền tại s được viết:

$$s = \sqrt{P_1}s_1 + \sqrt{P_2}s_2 \quad (2.1)$$

với $E[\|s_1\|^2] = E[\|s_2\|^2] = 1$. E[.] là kỳ vọng và $\|\cdot\|$ là chuẩn bậc 2. Xét kênh truyền Rayleigh, đáp ứng kênh truyền UE₁ và UE₂ tương ứng là h₁ và h₂. Gọi d^{UE1} và d^{UE2} phù hợp là khoảng cách từ nguồn đến UE₁ và UE₂.

Tín hiệu nhận được tại đầu thu UE₁:

$$y_1 = h_1 * s + n_1 \quad (2.2)$$

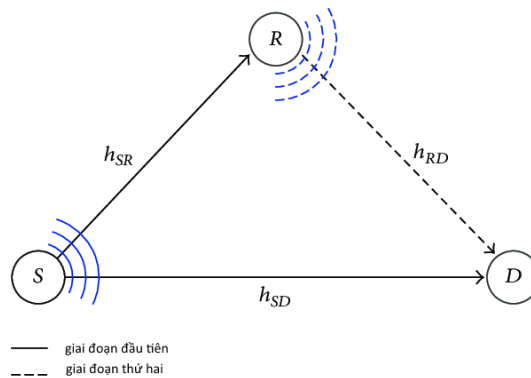
Tại đầu thu UE₂:

$$y_2 = h_2 * s + n_2 \quad (2.3)$$

Nhiều tác động lên mỗi tín hiệu thu là nhiễu Gauss phức có trị trung bình bằng 0 và phương sai nhiễu là σ^2 , với i là chỉ số UE thì $n_i \sim CN(0, \sigma^2)$. Tại phía thu UE₂, giải điều chế trực tiếp tín hiệu nhận được và xem tín hiệu của UE₁ là nhiễu. Đối với UE₁, SIC được áp dụng để bỏ nhiễu tín hiệu UE₂ trước khi giải điều chế tín hiệu mong muốn [1].

2.2 TRUYỀN THÔNG HỢP TÁC

Truyền thông hợp tác có một số tính năng hứa hẹn trở thành công nghệ chính trong các hệ thống truyền thông không dây tương lai. Có thể tránh được những khó khăn khi triển khai các mảng anten thực tế và chuyển đổi hệ thống một đầu ra đơn đầu vào (SISO) thành một hệ thống ảo đa đầu ra - đa đầu vào (MIMO). Hình 2.2 thể hiện một ví dụ về mô hình hệ thống truyền thông hợp tác với nguồn S, người dùng trung tâm R và người dùng biên D. Bằng cách này, sự hợp tác giữa những người sử dụng cho phép họ khai thác độ lợi phân tập và các ưu điểm khác của hệ thống MIMO trong mạng không dây SISO. Do đó, dữ liệu của người dùng được truyền không chỉ bởi thiết bị của người đó mà còn được truyền bởi thiết bị của người dùng khác. Vì vậy mà tín hiệu truyền đi ở phía thu đáng tin cậy hơn.



Hình 2 - 2. Mô hình hệ thống truyền thông hợp tác

Việc chuyển tiếp cố định có ưu điểm là thực thi dễ dàng nhưng nhược điểm là hiệu quả sử dụng băng thông thấp. Để khắc phục nhược điểm này, các giao thức thích nghi được phát triển để cải thiện hiệu quả sử dụng phổ. Có hai loại chuyển tiếp là chuyển tiếp DF lựa chọn và chuyển tiếp tăng cường AF.

- Chuyển tiếp DF lựa chọn: Nếu tỉ số tín hiệu trên nhiễu của tín hiệu nhận được ở nút chuyển tiếp vượt một mức ngưỡng đã biết (ngưỡng giải mã), nút chuyển tiếp sẽ giải mã tín hiệu nhận được và chuyển tiếp thông tin đã được giải mã tới đích. Mặc khác, nếu kênh truyền giữa nút nguồn và nút chuyển tiếp chịu được Fading mà tín hiệu trên nhiễu tại nút chuyển tiếp thấp dưới ngưỡng giải mã thì nút chuyển tiếp không giải mã và không chuyển tiếp thông tin đi.

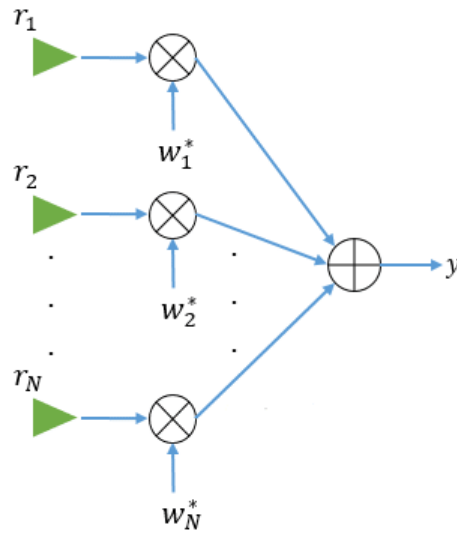
- Chuyển tiếp tăng cường AF: Giả sử có một kênh phản hồi từ đích đến nút chuyển tiếp. Nút đích gửi một bản tin thông báo đến nút chuyển tiếp nếu nó đã

nhận đúng bản tin của nút nguồn trong giai đoạn truyền đầu tiên. Vì vậy nút chuyển tiếp không cần chuyển tiếp thông tin tới nút đích. Giao thức này có hiệu quả sử dụng phổ tốt nhất vì nút chuyển tiếp không cần phát thông tin.

Có 2 kỹ thuật phân tập kết hợp được đưa ra như sau:

2.2.1 Kỹ thuật kết hợp lựa chọn SC

Trong kết hợp lựa chọn [2], tín hiệu nhận được từ anten có SNR cao nhất (tức là tín hiệu mạnh nhất từ N tín hiệu nhận được) được chọn để xử lý tại máy thu như Hình 2-3



Hình 2 - 3. Sơ đồ khối các mẫu nhận được tại máy thu

$$w_k = \begin{cases} 1, & \gamma_k = \arg\max_i \gamma_j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.4)$$

Tức là kênh $|h_i|$ có trọng số cao nhất được chọn.

$$w_k = 1 \quad \text{với } k = \arg\max_i |h_i| \quad (2.5)$$

Do đó, SNR đầu ra (ở đầu ra của bộ kết hợp SC) là SNR tối đa của tất cả các tín hiệu nhận được.

$$\gamma_{out} = \arg\max_i \gamma_j \quad (2.6)$$

2.2.2 Kỹ thuật kết hợp tỷ lệ tối đa MRC

Các kỹ thuật lựa chọn kết hợp (SC) là kỹ thuật đơn giản nhất, tín hiệu thu được từ anten có SNR cao nhất (tín hiệu mạnh nhất từ N tín hiệu nhận được) được chọn để xử lý tại máy thu. Do đó, kỹ thuật này loại bỏ (N-1) tín hiệu của N tín hiệu nhận được. Trong khi đó, theo tỷ lệ tối đa kết hợp (MRC) sử dụng tất cả N tín hiệu nhận được [3].

MRC hoạt động trên tín hiệu trong miền không gian và hoạt động tương tự với những gì một bộ lọc trong miền tần số thực hiện với tín hiệu đến. MRC tối đa hóa tích bên trong của trọng số và vector tín hiệu.

Kỹ thuật tỷ lệ tối đa kết hợp, sử dụng tất cả N tín hiệu nhận được như hình 2-3, kết hợp tất cả các tín hiệu nhận được để γ_{out} đầu ra đạt cực đại. Giả sử có h_k kênh truyền, tín hiệu nhận được tại đầu thu là: $w_k = h_k$, $k = 1, \dots, N$

Với thiết lập $w = h$, ngõ ra của bộ kết hợp MRC là

$$\begin{aligned} y &= \sum_{k=1}^N w_k^* r_k = w^H h s + w^H n \\ &= \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + \dots + |h_N|^2 \right) s + noise \\ &= \left(\sum_{k=1}^N |h_k|^2 \right) s + noise \end{aligned} \quad (2.7)$$

Do đó, SNR ngõ ra của bộ kết hợp MRC là

$$\gamma_{out} = \sum_{k=1}^N \frac{E\{|s|^2\} |h_k|^2}{\delta_n^2} = \sum_{k=1}^N \gamma_k \quad (2.8)$$

Kết quả của bộ kết hợp MRC là tổng các tín hiệu nhận được và do đó SNR đầu ra bằng tổng SNR của tất cả các tín hiệu nhận được, đem lại mức phân tập lớn nhất. Đây là SNR tối đa có thể đạt được cho tất cả các tín hiệu.

Hiệu suất của các kỹ thuật này đã được kiểm tra rộng rãi trong các tài liệu về kênh truyền Fading Rayleigh. Kỹ thuật MRC được biết là mang lại độ lợi SNR tốt hơn kỹ thuật SC. Nếu kênh được ước lượng hoàn hảo tại máy thu, MRC có thể được áp dụng để tối đa hóa SNR đầu ra và giảm thiểu tỉ lệ lỗi bit (BER).

2.2.3 Mạng NOMA hợp tác

Đa truy cập không trực giao (NOMA) về cơ bản là khác với đa truy cập trực giao thông thường (MA), trong đó nhiều người dùng được truyền tín hiệu tại cùng thời gian, mã và tần số nhưng độ lớn công suất khác nhau. Đặc biệt, mạng NOMA phân bổ ít năng lượng hơn cho những người dùng có điều kiện kênh tốt hơn và những người dùng này có thể giải mã thông tin của chính họ. Do đó, những người dùng có điều kiện kênh tốt hơn sẽ nhận biết các thông điệp dành cho những người khác [4].

Sơ đồ truyền dẫn NOMA hợp tác được đưa ra bằng cách khai thác đầy đủ thông tin có sẵn trước đó trong hệ thống NOMA. Đặc biệt, việc sử dụng phát hiện người nhận có nghĩa là người dùng có điều kiện kênh cần giải mã các thông báo cho những người khác, do đó những người dùng này có thể được sử dụng làm thiết bị chuyển tiếp để cải thiện độ tin cậy tiếp nhận đối với những người dùng có kết nối kém so với trạm gốc. Kỹ thuật liên lạc tầm ngắn cục bộ, chẳng hạn như bluetooth và băng thông siêu rộng (UWB), có thể được sử dụng để gửi thông tin từ người dùng với điều kiện kênh tốt hơn cho những người có điều kiện kênh kém. Xác suất ngừng hoạt động và thứ tự đạt được bởi mạng NOMA hợp tác này được phân tích và các kết quả phân tích này chứng minh rằng NOMA hợp tác có thể đạt được sự phân tập tối đa lợi ích cho tất cả người dùng. Trên thực tế, tất cả người dùng trong mạng tham gia vào NOMA hợp tác có thể không thực tế vì hai lý do: Thứ nhất là một lượng lớn chi phí hệ thống sẽ được sử dụng để điều phối nhiều người dùng mạng và điều khác là sự hợp tác của người dùng sẽ tiêu tốn các nguồn thông tin liên lạc bổ sung tầm ngắn. Ghép nối người dùng mới là một giải pháp đầy hứa hẹn để giảm độ phức tạp của hệ thống và chứng minh rằng nhóm người dùng với chất lượng kênh cao không nhất thiết phải mang lại hiệu suất lớn hơn so với mạng đa truy cập trực giao MA. Thay vào đó là ghép nối những người dùng có điều kiện kênh đặc biệt hơn.

Để cải thiện hơn nữa tốc độ truyền tín hiệu từ trạm gốc đến người dùng có điều kiện kênh kém hơn, đã có một số đề xuất một phương thức truyền dẫn NOMA hợp tác mới trong đó người dùng có điều kiện kênh tốt hơn sẽ giúp trạm

gốc hợp tác chuyển tiếp tín hiệu đến người dùng có điều kiện kênh kém hơn. Toàn bộ quá trình được chia thành hai giai đoạn. Trong giai đoạn đầu, trạm gốc phát tín hiệu bằng giao thức NOMA cho tất cả người dùng và trong giai đoạn thứ hai người dùng có điều kiện kênh tốt hơn sẽ giúp trạm gốc hợp tác chuyển tiếp tín hiệu cho người dùng có điều kiện kênh kém hơn

2.3 TRUYỀN GÓI TIN NGẮN

Trong các hệ thống không dây thông thường, gói tin dài có được sử dụng trong mã hóa và truyền tải. Tuy nhiên, để hỗ trợ thông tin liên lạc có độ trễ thấp cực kỳ đáng tin cậy (uRLLC) như một thiết bị mới dịch vụ của hệ thống di động 5G, việc truyền gói tin ngắn là chủ yếu. Trong trường hợp này, lỗi không thể được tùy ý giảm xuống thấp đối với một tỷ lệ mã hóa nhất định do gói có giới hạn kích thước. Dựa trên điều này, hệ thống đã phát triển một nền tảng mới khuôn khổ cho truyền thông gói ngắn và đưa ra xác suất lỗi bị ràng buộc đối với chiều dài gói tin và mã hóa tỉ lệ nhất định. Nó chỉ ra rằng tỷ lệ lỗi khối (BLER) tăng lên khi công suất khối của hệ thống giảm. Lý thuyết mới này mở ra một hướng nghiên cứu mới cho việc xem lại mạng truyền thông thông thường [5].

Dung lượng kênh là tốc độ lớn nhất mà thông tin có thể được truyền đi bất kể xác suất lỗi mong muốn. Trong thực tế, điều quan trọng là đánh giá kết quả từ công suất để duy trì xác suất lỗi mong muốn cho chiều dài gói tin hữu hạn cố định cho trước, hàm độ tin cậy cho sự phân rã theo cấp số nhân tiệm cận của xác suất lỗi khi truyền ở bất kỳ phần nào của công suất.

Trong phần này [5] chỉ ra một số khả năng đạt được và giới hạn mới ràng buộc các giới hạn cơ bản cho chiều dài gói tin ngắn nhất là 100. Các giới hạn cũng cho thấy rằng trong chế độ chiều dài gói tin hữu hạn, phần chênh lệch từ dung lượng kênh được đặc trưng chính xác và ngắn gọn bởi một tham số tham khảo như sự phân tán kênh, đo lường ngẫu nhiên sự thay đổi của kênh so với kênh xác định với công suất như nhau. Cụ thể, mã hóa chiều dài gói tin hữu hạn tỷ lệ được ước tính bằng:

$$R^*(m, \varepsilon) \approx C - \sqrt{\frac{V}{m}} Q^{-1}(\varepsilon) + O\left(\frac{\log m}{m}\right) \quad (2.9)$$

Trong đó: m là chiều dài gói tin, ε là xác suất lỗi, $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$

Một hệ thống đường xuống NOMA với các gói tin ngắn được đưa ra. Xem xét rằng chỉ có hai người dùng, được ký hiệu là u_i , $i = \{1, 2\}$ được ghép nối để thực hiện NOMA. Gọi h_i biểu thị hệ số kênh giữa trạm gốc (BS) và u_i . Giả sử $|h_1|^2 \geq |h_2|^2$. Theo nguyên tắc NOMA, trạm BS sẽ phát $\sum_{i=1}^2 \sqrt{\alpha_i P} s_i$, trong đó s_i là tín hiệu được gửi tới u_i , P là tổng công suất phát và α_i là hệ số phân bổ công suất thỏa mãn $\alpha_1 \leq \alpha_2$ và $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Các tín hiệu nhận được tại u_i được đưa ra bởi

$$y_i = h_i \left(\sqrt{\alpha_1 P} s_1 + \sqrt{\alpha_2 P} s_2 \right) + n_i \quad (2.10)$$

trong đó n_i là nhiễu Gaussian với phương sai σ^2 . Để đơn giản, giả sử $\sigma_1^2 = \sigma^2$.

Tại u_2 , giải mã s_2 trực tiếp. Khi đó SINR nhận được của quá trình giải mã s_2 tại u_2 được cho bởi

$$\gamma_{22} = \alpha_2 |h_2|^2 / \left(\alpha_1 |h_2|^2 + \frac{1}{P} \right) \quad (2.11)$$

Trong đó $\rho = P / \sigma^2$ là tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR).

Khi cho m là chiều dài gói tin dữ liệu bits từ N_i tới u_i , $C(x) = \log_2(1 + x)$ và kênh phân tán $V(x) = \left(1 - \frac{1}{(1+x)^2} \right) (\log_2 e)^2$

BLER tức thời của quá trình giải mã s_2 tại u_2 , ký hiệu là ε_2 , được biểu diễn như sau

$$\varepsilon_2 = \varepsilon_{22} \approx Q \left(\frac{C(\gamma_{22}) - \frac{N_2}{m}}{\sqrt{V(\gamma_{22})/m}} \right) \triangleq \psi(\gamma_{22}, N_2, m) \quad (2.12)$$

Có thể bỏ qua $O(\log m/m)$ trong (2.9) khi $m > 100$. Trong trường hợp này, BLER trung bình của giải mã s_2 tại u_2 có thể được cho bởi $\overline{\varepsilon_2} = E(\varepsilon_2)$.

u_1 sẽ thực hiện phương pháp triệt can nhiễu nổi tiếp (SIC). SINR nhận được từ giải mã s_2 tại u_1 được cho bởi (2.13) và BLER tức thời của quá trình giải mã s_2 tại u_1 gần đúng là $\varepsilon_{12} \approx \Psi(\gamma_{12}, N_2, m)$.

$$y_{12} = \alpha_2 |h_1|^2 / \left(\alpha_1 |h_1|^2 + \frac{1}{p} \right) \quad (2.13)$$

Nếu s_2 có thể được giải mã và loại bỏ thành công, thì u_1 có thể giải mã s_1 với

$$\gamma_{11} = \alpha_1 \rho |h_1|^2 \quad (2.14)$$

và BLER tức thời là $\varepsilon_{11} \approx \Psi(\gamma_{11}, N_1, m)$. Bằng cách nhận ra rằng s_1 có thể khôi phục chỉ khi SIC được thực hiện thành công ε_{1i} có giá trị nhỏ trong uRLLC (Khoảng: 10^{-3} đến 10^{-5}) thì BLER tổng thể tức thời tại u_1 có thể được tính gần đúng là:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_{12} + (1 - \varepsilon_{12})\varepsilon_{11} = \varepsilon_{12} + \varepsilon_{11} - \varepsilon_{12}\varepsilon_{11} \approx \varepsilon_{12} + \varepsilon_{11} \quad (2.15)$$

Tương tự, trung bình BLER của quá trình giải mã s_1 tại u_1 có thể xấp xỉ bằng $\overline{\varepsilon_1} \approx \overline{\varepsilon_{12}} + \overline{\varepsilon_{11}} = E(\varepsilon_{12}) + E(\varepsilon_{11})$

Trung bình lỗi khối BLER của người dùng $\overline{\varepsilon_i}$ trong NOMA

Trung bình lỗi khối BLER của $\overline{\varepsilon_{ij}}$ được biểu diễn như sau:

$$\overline{\varepsilon_{ij}} \approx \int_0^\infty Q \left(\frac{C(\gamma_{ij}) - \frac{N_j}{m}}{\sqrt{V(\gamma_{ij})/m}} \right) f_{\gamma_{ij}}(x) dx, i, j = \{1, 2\} \quad (2.16)$$

trong đó $f_X(x)$ biểu thị hàm mật độ xác suất biến ngẫu nhiên X . Triển khai

$$Q \left(\frac{C(\gamma_{ij}) - \frac{N_j}{m}}{\sqrt{V(\gamma_{ij})/m}} \right) \simeq Z_{ij} \text{ với}$$

$$Z_{i,j}(\gamma_{ij})^{(\alpha_1)} = \begin{cases} 1, \gamma_{ij} \leq v_{j,m} \\ \frac{1}{2} - \delta_{j,m} \sqrt{m}(\gamma_{ij} - \beta_{j,m}), v_{j,m} < \gamma < \mu_{N,m} \\ 0, \gamma_{ij} \geq u_{j,m} \end{cases} \quad (2.17)$$

trong đó (α_1) thu được bằng cách sử dụng hàm xấp xỉ khi $m > 100$

$$Q\left(\frac{C(\gamma_{ij}) - \frac{N_j}{m}}{\sqrt{V(\gamma_{ij})/m}}\right) \text{ tại } \gamma_{ij} = \beta_{j,m}, \delta_{j,m} = 1/\sqrt{2\pi(2^{2N_j/m} - 1)}, \beta_{j,m} = 2^{N_j/m} - 1, v_{j,m} = \beta_{j,m} -$$

$1/2\delta_{j,m}\sqrt{m}$ và $\mu_{j,m} = \beta_{j,m} + 1/2\delta_{j,m}\sqrt{m}$. Trong trường hợp này, $\overline{\mathcal{E}_{ij}}$ sau đó có thể đánh giá là:

$$\overline{\mathcal{E}_{ij}} \approx \int_0^\infty Z_{ij}(\gamma_{ij}) f_{ij}(x) dx = \delta_{j,m} \sqrt{m} \int_{v_{j,m}}^{\mu_{j,m}} F_{\gamma_{ij},j}(x) dx \quad (2.18)$$

trong đó $F_X(x)$ biểu thị hàm phân phối tích lũy (CDF) của một biến ngẫu nhiên X . $F_{\gamma_{ij}}(x)$ có thể được viết là

$$F_{\gamma_{22}}(x) = 1 - e^{-\frac{2x}{\lambda\rho(\alpha_2 - \alpha_1 x)}} \quad (2.19)$$

$$F_{\gamma_{12}}(x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\lambda\rho(\alpha_2 - \alpha_1 x)}}\right)^2 \quad (2.20)$$

$$F_{\gamma_{11}}(x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\lambda\rho\alpha_1}}\right)^2 \quad (2.21)$$

trong đó $\lambda = E(|h_i|^2)$ và hệ số phân bổ công suất thỏa mãn điều kiện $\alpha_2 - \alpha_1 x > 0$.

Với $F_{\gamma_{22}}(x)$ trong công thức (2.19), BLER trung bình ở u_2 có thể là được đánh giá với số bit truyền dữ liệu là N_2 và chiều dài gói tin m như sau:

$$\begin{aligned} \overline{\mathcal{E}_2} \approx & 1 - \frac{2\delta_{2,m}\varpi e^{\frac{2\varpi}{\alpha_2}}\sqrt{m}}{\alpha_1} \left(Ei\left(-\frac{2\varpi}{v_{v2,m}}\right) - Ei\left(-\frac{2\varpi}{v_{\mu2,m}}\right) \right) \\ & - \frac{\delta_{2,m}\sqrt{m}}{\alpha_1} \left(e^{-v_{v2,m}} v_{v2,m} - e^{-\mu_{2,m}} v_{\mu2,m} \right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

trong đó $v = \frac{\alpha_2}{\lambda \rho \alpha_1}$, $v_{v2,m} = \alpha_2 - \alpha_2 v_{2,m}$, $v_{\mu2,m} = \alpha_2 - \alpha_1 \mu_{2,m}$, $\bar{v}_{2,m} = \frac{2v_{2,m}}{\lambda \rho v_{v2,m}}$,

$\bar{\mu}_{2,m} = \frac{2\mu_{2,m}}{\lambda \rho \mu_{v2,m}}$, $Ei(x) = -\int_{-x}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt$ là hàm tích phân mũ.

Tương tự, BLER trung bình của u_1 có thể thu được với số bit truyền dữ liệu là N_1 và chiều dài gói tin m như sau:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_1 \approx 1 + & \frac{2\delta_{2,m}\varpi e^{\frac{\varpi}{\alpha_2}}\sqrt{m}}{\alpha_1} \\ & \left(e^{\frac{\varpi}{\alpha_2}} Ei\left(-\frac{2\varpi}{v_{v2,m}}\right) - e^{\frac{\varpi}{\alpha_2}} Ei\left(-\frac{2\varpi}{v_{\mu2,m}}\right) - Ei\left(-\frac{\varpi}{v_{v2,m}}\right) + Ei\left(-\frac{\varpi}{v_{\mu2,m}}\right) \right) \\ & + \frac{\delta_{2,m}\sqrt{m}}{\alpha_1} \left(e^{\frac{-v2,m}{2}} v_{v2,m} \left(e^{\frac{-v2,m}{2}} - 2 \right) - e^{\frac{-\mu2,m}{2}} v_{\mu2,m} \left(e^{\frac{-\mu2,m}{2}} - 2 \right) \right) + 1 \\ & - \frac{2\delta_{1,m}\alpha_2\sqrt{m}}{\varpi} \left(e^{\frac{-\mu1,m\varpi}{\alpha_2}} \left(\frac{e^{\frac{-\mu1,m\varpi}{\alpha_2}}}{4} - 1 \right) - e^{\frac{-v1,m\varpi}{\alpha_2}} \left(\frac{e^{\frac{-v1,m\varpi}{\alpha_2}}}{4} - 1 \right) \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Hai biểu thức trên (2.22) và (2.23) có thể được sử dụng để đánh giá BLER trung bình của người dùng trong hệ thống NOMA [5].

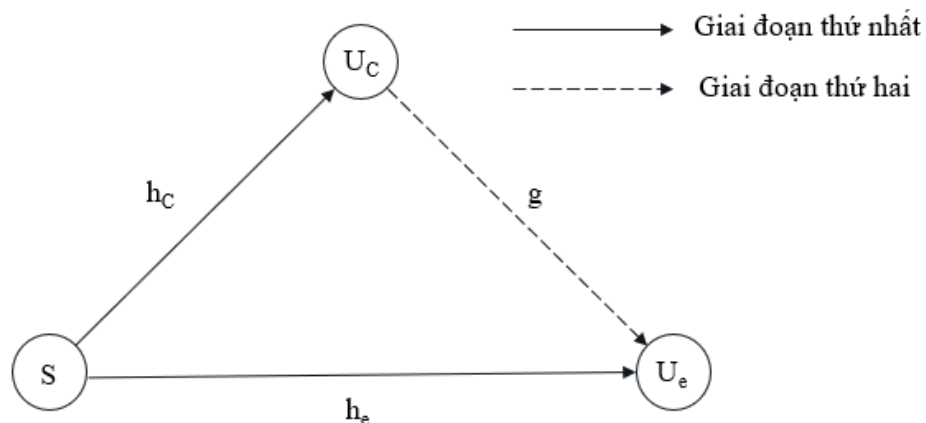
CHƯƠNG 3

NỘI DUNG THỰC HIỆN

3.1 MÔ HÌNH HỆ THỐNG CỦA MẠNG NOMA HỢP TÁC ĐƯỜNG XUỐNG

Xét một mạng NOMA hợp tác đường xuống hai người dùng trong môi trường fading Rayleigh như Hình 3-1. Mạng bao gồm một nguồn S , một người dùng trung tâm U_c và một người dùng biên U_e . Người dùng trung tâm U_c gần nguồn S hơn so với người dùng biên U_e . Nguồn S nhằm mục đích truyền tải thông tin của các bit N_c đến U_c và N_e đến U_e . Việc truyền tải chia thành hai giai đoạn [6].

- Giai đoạn 1: Nguồn S phát tín hiệu tới U_c và U_e bằng cách sử dụng sơ đồ NOMA
- Giai đoạn 2: U_c hợp tác chuyển tiếp các tín hiệu dự định tới U_e



Hình 3 - 1. Mô hình hệ thống 2 người dùng của mạng hợp tác đa truy cập phi trực giao NOMA đường xuống

Cụ thể trong giai đoạn đầu tiên, nguồn S gửi tín hiệu lớn x_s chiều dài gói tin m đến U_c và U_e với công suất phát tại S là P_s . Tín hiệu x_s được cho bởi $x_s =$

$\sqrt{\alpha_c}x_c + \sqrt{\alpha_e}x_e$, trong đó α_c và α_e là hệ số phân bổ công suất với $\alpha_c + \alpha_e = 1$ và $\alpha_c < \alpha_e$, x_c và x_e là các tín hiệu dự định lần lượt tới U_c và U_e

Các tín hiệu nhận được tại U_c và U_e là:

$$y_c = h_c \sqrt{P_s} x_s + n_{c,1}, \quad y_{e,1} = h_e \sqrt{P_s} x_s + n_{e,1} \quad (3.1)$$

Trong đó: $h_c \sim \text{CN}(0, \lambda_c)$ và $h_e \sim \text{CN}(0, \lambda_e)$ lần lượt là các tham số kênh từ $S \rightarrow U_c$ và từ $S \rightarrow U_e$, λ_c và λ_e lần lượt là công suất kênh từ $S \rightarrow U_c$ và từ $S \rightarrow U_e$; $n_{c,1} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ và $n_{e,1} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ lần lượt là nhiễu Gauss của U_c và U_e . Giả sử $\sigma^2 = 1$. Sử dụng loại bỏ nhiễu trực tiếp (SIC), U_c giải mã x_e với tỷ số tín hiệu trên nhiễu và can nhiễu (SINR).

$$\gamma_{c,e} = \frac{P_s \alpha_e |h_c|^2}{P_s \alpha_c |h_c|^2 + 1} \quad (3.2)$$

Theo [7], tỷ lệ lỗi khối tức thời (BLER) của giải mã x_e tại U_c là

$$\varepsilon_{c,e} \approx \psi(\gamma_{c,e}, N_e, m) \quad (3.3)$$

Trong đó $\psi(\gamma, N, m) \stackrel{\Delta}{=} Q\left((C(\gamma) - N/m) / \sqrt{V(\gamma)/m}\right)$,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt,$$

$$C(\gamma) = \log_2(1 + \gamma),$$

$$V(\gamma) = (\log_2 e)^2 \left(1 - (1 + \gamma)^{-2}\right)$$

Trong (3.3), xấp xỉ giữ lại mức tốt trong truyền gói tin ngắn khi chiều dài gói tin $m > 100$ [7].

Nếu x_e được giải mã thành công ở U_c , sau đó U_c giải mã x_c với tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SNR)

$$\gamma_{c,c} = P_s \alpha_c |h_c|^2 \quad (3.4)$$

BLER tức thời của giải mã x_c tại U_c là:

$$\varepsilon_c = \varepsilon_{c,e} + (1 - \varepsilon_{c,e}) \varepsilon_{c,c} \quad (3.5)$$

Trong đó $\varepsilon_{c,c} = \psi(\gamma_{c,c}, N_c, m)$

Đối với U_e , SINR nhận được để giải mã x_e trong giai đoạn đầu là:

$$\gamma_{e,1} = \frac{P_s \alpha_e |h_e|^2}{P_s \alpha_c |h_e|^2 + 1} \quad (3.6)$$

Trong *giai đoạn thứ hai*, U_c hợp tác chuyển tiếp x_e sang U_e với công suất phát tại U_c là P_c . Tín hiệu nhận được ở U_e là:

$$y_{e,2} = g \sqrt{P_c} x_s + n_{e,2} \quad (3.7)$$

Trong đó $g \sim CN(0, \mu)$ là tham số kênh của $U_c \rightarrow U_e$, μ là công suất kênh từ $U_c \rightarrow U_e$; $n_{e,2} \sim CN(0, 1)$ là nhiễu Gaussian tại U_e . Theo đó, SINR nhận được để giải mã x_e trong giai đoạn thứ hai là:

$$\gamma_{e,2} = P_c |g|^2 \quad (3.8)$$

Trong phần này, giả định các tham số kênh h_c , h_e , và g là các biến ngẫu nhiên độc lập lẫn nhau. Sử dụng cả hai tỷ số kết hợp tối đa (MRC) và kết hợp chọn lọc (SC) để kết hợp tín hiệu nhận được tại U_e trong giai đoạn thứ nhất và giai đoạn thứ hai.

Đối với SC, SINR để giải mã x_e như sau:

$$\gamma_e = \max\{\gamma_{e,1}, \gamma_{e,2}\} \quad (3.9)$$

Đối với MRC:

$$\bar{\gamma}_e = \gamma_{e,1} + \gamma_{e,2} \quad (3.10)$$

Do đó, BLER tức thời của x_e giải mã tại U_e cho SC và MRC lần lượt là:

$$\varepsilon_e = \varepsilon_{c,e} \psi(\gamma_{e,1}, N_e, m) + (1 - \varepsilon_{c,e}) \psi(\gamma_e, N_e, m) \quad (3.11)$$

$$\bar{\varepsilon}_e = \varepsilon_{c,e} \psi(\gamma_{e,1}, N_e, m) + (1 - \varepsilon_{c,e}) \psi(\bar{\gamma}_e, N_e, m) \quad (3.12)$$

3.2 PHÂN TÍCH TỈ LỆ LỖI KHỎI TRUNG BÌNH

Trong phần này, chúng tôi sẽ lấy phân tích trung bình lỗi khỏi BLER để giải mã x_c tại U_c và giải mã x_e tại U_e . Phân tích trung bình lỗi khỏi để giải mã x_c tại U_c thu được bằng:

$$E[\varepsilon_c] = E[\varepsilon_{c,c}] + E[\varepsilon_{c,e}] - E[\varepsilon_{c,e}\varepsilon_{c,c}] \quad (3.13)$$

Số hạng đầu tiên ở bên vế phải của (3.13) được biểu thị bằng:

$$E[\varepsilon_{c,c}] \approx \int_0^{\infty} Z_{N,m(t)} f_{\gamma_{c,c}}(t) dt \quad (3.14)$$

Trong biểu thức (3.14), tích hợp bao gồm $\psi(\gamma_{c,c}, N_c, m)$, dạng gần chính xác của $E[\varepsilon_{c,c}]$ khó có thể đạt được. Sử dụng một hàm đệm xấp xỉ của hàm $\psi(\gamma, N, m) \approx Z_{N,m(\gamma)}$ được đưa ra như sau [9], [10]:

$$Z_{N,m}(t) = \begin{cases} 1, & t \leq v_{N,m} \\ \frac{1}{2} - \delta_{N,m} \sqrt{m} (t - \beta_{N,m}), & v_{N,m} < t < u_{N,m} \\ 0, & t \geq u_{N,m} \end{cases} \quad (3.15)$$

Trong đó $\beta_{N,m} = 2^{\frac{N}{m}} - 1$,

$$\delta_{N,m} = \left(2\pi \left(2^{\frac{2N}{m}} - 1 \right) \right)^{-\frac{1}{2}},$$

$$u_{N,m} = \beta_{N,m} + \frac{1}{2} \delta_{N,m}^{-1} m^{-\frac{1}{2}}$$

$$u_{Nc,m} - v_{Nc,m} = \sqrt{2\pi} \left(2^{\frac{2Nc}{m}} - 1 \right)^{1/2} / \sqrt{m}$$

Thay (3.15) vào (3.14):

$$\begin{aligned} E[\varepsilon_{c,c}] &\approx \int_0^{\infty} Z_{N,m(t)} f_{\gamma_{c,c}}(t) dt \\ &= \int_0^{v_{Nc,m}} Z_{N,m}(t) f_{\gamma_{c,c}}(t) dt + \int_{v_{Nc,m}}^{u_{Nc,m}} Z_{N,m}(t) f_{\gamma_{c,c}}(t) dt \\ &= \int_0^{v_{Nc,m}} 1 \cdot f_{\gamma_{c,c}}(t) dt + \int_{v_{Nc,m}}^{u_{Nc,m}} Z_{N,m}(t) f_{\gamma_{c,c}}(t) dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \int_0^{v_{N_c,m}} 1 \cdot f_{\gamma_{c,c}}(t) dt \\
&+ \left(\frac{1}{2} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} f_{\gamma_{c,c}}(t) dt + \beta_{N,m} \delta_{N,m} \sqrt{m} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} f_{\gamma_{c,c}}(t) dt - \delta_{N,m} \sqrt{m} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} t f_{\gamma_{c,c}}(t) dt \right) \\
&= \left[F_{\gamma_{c,c}}(v_{N_c,m}) - F_{\gamma_{c,c}}(0) \right] + \frac{1}{2} \left[F_{\gamma_{c,c}}(u_{N_c,m}) - F_{\gamma_{c,c}}(v_{N_c,m}) \right] \\
&+ \beta_{N,m} \delta_{N,m} \sqrt{m} \left[F_{\gamma_{c,c}}(u_{N_c,m}) - F_{\gamma_{c,c}}(v_{N_c,m}) \right] \\
&- \delta_{N,m} \sqrt{m} \left[u_{N_c,m} F_{\gamma_{c,c}}(u_{N_c,m}) - v_{N_c,m} F_{\gamma_{c,c}}(v_{N_c,m}) - \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} F_{\gamma_{c,c}} dt \right] \\
&= F_{\gamma_{c,c}}(v_{N_c,m}) \left[1 - \frac{1}{2} - \beta_{N,m} \delta_{N,m} \sqrt{m} + \delta_{N,m} \sqrt{m} \left(\beta_{N,m} - \frac{1}{2\delta_{N,m}\sqrt{m}} \right) \right] \\
&= F_{\gamma_{c,c}}(v_{N_c,m}) \left[1 - \frac{1}{2} - \beta_{N,m} \delta_{N,m} \sqrt{m} + \delta_{N,m} \sqrt{m} \left(\beta_{N,m} - \frac{1}{2\delta_{N,m}\sqrt{m}} \right) \right] \\
&+ F_{\gamma_{c,c}}(u_{N_c,m}) \left[\frac{1}{2} + \beta_{N,m} \delta_{N,m} \sqrt{m} - \delta_{N,m} \sqrt{m} \left(\beta_{N,m} + \frac{1}{2\delta_{N,m}\sqrt{m}} \right) \right] \\
&+ \delta_{N,m} \sqrt{m} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} F_{\gamma_{c,c}} dt \\
&= \delta_{N,m} \sqrt{m} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} F_{\gamma_{c,c}} dt
\end{aligned}$$

Từ phân tích trên, trung bình lỗi khối để giải mã x_c tại U_c thu được bằng:

$$E[\mathcal{E}_{c,c}] \approx \delta_{N_c,m} \sqrt{m} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} F_{\gamma_{c,c}}(t) dt$$

Với
$$F_{\gamma_{c,c}}(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\lambda_c P_s (\alpha_e - t \alpha_c)}}$$

Suy ra
$$E[\mathcal{E}_{c,c}] = \delta_{N_c,m} \sqrt{m} \int_{v_{N_c,m}}^{u_{N_c,m}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\lambda_c P_s \alpha_c}} \right) dt$$

$$= 1 - \delta_{N_c, m} \sqrt{m} \lambda_c P_s \alpha_c \left(e^{-\frac{v_{N_c, m}}{\lambda_c P_s \alpha_c}} - e^{-\frac{u_{N_c, m}}{\lambda_c P_s \alpha_c}} \right) \quad (3.16)$$

Trong đó $F_{\gamma_{c,e}}(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\lambda_c P_s \alpha_c}}$. Tương tự [10]:

$$\begin{aligned} E[\varepsilon_{c,e}] &\approx \delta_{Ne, m} \sqrt{m} \int_{v_{Ne, m}}^{u_{Ne, m}} F_{\gamma_{c,e}}(t) dt \\ &\approx \delta_{Ne, m} \sqrt{m} \int_{v_{Ne, m}}^{u_{Ne, m}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\lambda_c P_s (\alpha_e - t \alpha_c)}} \right) dt \\ &\stackrel{z = \frac{t}{\lambda_c P_s (\alpha_e - t \alpha_c)}}{\approx} 1 - \delta_{Ne, m} \sqrt{m} \frac{\alpha_e}{\lambda_c P_s \alpha_c^2} \int_{\theta_v}^{\theta_u} \frac{e^{-z}}{\left(\frac{1}{\lambda_c P_s \alpha_c} + z \right)^2} dz \\ &\stackrel{y = \frac{1}{\lambda_c P_s \alpha_c} + z}{\approx} 1 - \delta_{Ne, m} \sqrt{m} \frac{\alpha_e}{\lambda_c P_s \alpha_c^2} e^{\frac{1}{\lambda_c P_s \alpha_c} \frac{\omega}{\alpha_e} + \theta_u} \int_{\frac{\omega}{\alpha_e} + \theta_v}^{\frac{\omega}{\alpha_e} + \theta_u} \frac{e^{-y}}{y^2} dy \\ &\approx 1 - \delta_{Ne, m} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(e^{-\theta_v} \eta_v - e^{-\theta_u} \eta_u \right) \\ &\quad - \delta_{Ne, m} \omega e^{\frac{\omega}{\alpha_e}} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(Ei(-\omega \eta_v^{-1}) - Ei(-\omega \eta_u^{-1}) \right) \\ E[\varepsilon_{c,e}] &\approx 1 - \delta_{Ne, m} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(e^{-\theta_v} \eta_v - e^{-\theta_u} \eta_u \right) \\ &\quad - \delta_{Ne, m} \omega e^{\frac{\omega}{\alpha_e}} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(Ei(-\omega \eta_v^{-1}) - Ei(-\omega \eta_u^{-1}) \right) \end{aligned} \quad (3.17)$$

trong đó $Ei(z) = -\int_{-z}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt$ là hàm tích phân mũ

$$\eta_v = \left[\alpha_e - \alpha_c v_{N_e, m} \right]^+, \eta_u = \left[\alpha_e - \alpha_c u_{N_e, m} \right]^+ \quad (3.18)$$

$$\theta_v = \frac{v_{N_e, m}}{\lambda_c P_s \eta_v}, \theta_u = \frac{u_{N_e, m}}{\lambda_c P_s \eta_u}, \omega = \frac{\alpha_e}{\lambda_c P_s \alpha_c} \quad (3.19)$$

$$\frac{\omega}{\alpha_e} + \theta_u = \omega \eta_v^{-1}; \quad \frac{\omega}{\alpha_e} + \theta_v = \omega \eta_u^{-1}$$

Lưu ý rằng trong [10], số hạng thứ ba ở vế phải của (3.13) là $E[\varepsilon_{c,e}\varepsilon_{c,c}]$ xem như bỏ qua.

Theo tài liệu tham khảo [6], chúng tôi có các kết quả sau:

$$E[\varepsilon_{c,e}\varepsilon_{c,c}] = \min\{E[\varepsilon_{c,e}], E[\varepsilon_{c,c}]\} \quad (3.20)$$

Thế (3.20) vào (3.13), trung bình lỗi khối để giải mã x_c tại U_c là:

$$E[\varepsilon_c] \geq \max\{E[\varepsilon_{c,c}], E[\varepsilon_{c,e}]\} \quad (3.21)$$

Đối với sơ đồ SC, trung bình lỗi khối để giải mã x_e tại U_e thu được bởi:

$$E[\varepsilon_e] = E[\varepsilon_{c,e}]E[\psi(\gamma_{e,1}, N_e, m)] + (1 - E[\varepsilon_{c,e}])E[\psi(\gamma_e, N_e, m)] \quad (3.22)$$

Trong đó: $E[\psi(\gamma_e, N_e, m)] \approx x_1 x_2 \quad (3.23)$

$$E[\psi(\gamma_{e,1}, N_e, m)] \approx x_1 \quad (3.24)$$

$$x_1 = 1 - \delta_{N_e, m} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(e^{-\hat{\theta}_v} \eta_v - e^{-\hat{\theta}_u} \eta_u \right) - \delta_{N_e, m} \hat{\omega} e^{\frac{\hat{\omega}}{\alpha_e}} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(Ei\left(-\hat{\omega} \eta_v^{-1}\right) - Ei\left(-\hat{\omega} \eta_u^{-1}\right) \right) \quad (3.25)$$

Với $\hat{\theta}_v = \frac{v_{N_e, m}}{\lambda_c P_s \eta_v}, \hat{\theta}_u = \frac{u_{N_e, m}}{\lambda_e P_s \eta_u}, \hat{\omega} = \frac{\alpha_e}{\lambda_e P_s \alpha_c} \quad (3.26)$

$$x_2 = \left[1 - \delta_{N_e, m} \sqrt{m} \mu P_c \left(e^{-\frac{v_{N_e, m}}{\mu P_c}} - e^{-\frac{u_{N_e, m}}{\mu P_c}} \right) \right] \quad (3.27)$$

Đối với sơ đồ MRC, phân tích trung bình lỗi khối để giải mã x_e tại U_e thu được bằng

$$E[\bar{\varepsilon}_e] = E[\varepsilon_{c,e}]E[\psi(\gamma_{e,1}, N_e, m)] + (1 - E[\varepsilon_{c,e}])E[\psi(\bar{\gamma}_e, N_e, m)] \quad (3.28)$$

Trong đó

$$E[\psi(\bar{\gamma}_e, N_e, m)] \approx x_3 x_4 \quad (3.29)$$

Với

$$\begin{aligned}
x_3 = & 1 - \delta_{N_e, m} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(e^{\frac{1}{2} \hat{\theta}_v} \eta_v - e^{\frac{1}{2} \hat{\theta}_u} \eta_u \right) \\
& - \frac{1}{2} \delta_{N_e, m} \hat{\omega} e^{\frac{\hat{\omega}}{2 \alpha_e}} \sqrt{m} \alpha_c^{-1} \left(Ei \left(-\frac{1}{2} \hat{\omega} \eta_v^{-1} \right) - Ei \left(-\frac{1}{2} \hat{\omega} \eta_u^{-1} \right) \right) \quad (3.30)
\end{aligned}$$

$$x_4 = \left[1 - 2 \delta_{N_e, m} \sqrt{m} \mu P_c \left(e^{-\frac{v_{N_e, m}}{2 \mu P_c}} - e^{-\frac{u_{N_e, m}}{2 \mu P_c}} \right) \right] \quad (3.31)$$

CHƯƠNG 4

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG, PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ

4.1 CÁC THÔNG SỐ MÔ PHỎNG VÀ MỘT SỐ LƯU ĐỒ CHÍNH

Trong phần này trình bày BLER trung bình theo công suất phát tại S là P_s/σ^2 , công suất phát tại U_c là P_c/σ^2 , chiều dài gói tin m và hệ số phân bổ công suất tại U_c là α_c .

Thiết lập mô phỏng:

Trong mô phỏng, giả sử công suất kênh từ $S \rightarrow U_c$ là $\lambda_c = 1$, công suất kênh từ $S \rightarrow U_e$ là $\lambda_e = 1$, công suất kênh từ $U_c \rightarrow U_e$ là $\mu = 1$, $P_s = 10P_c$.

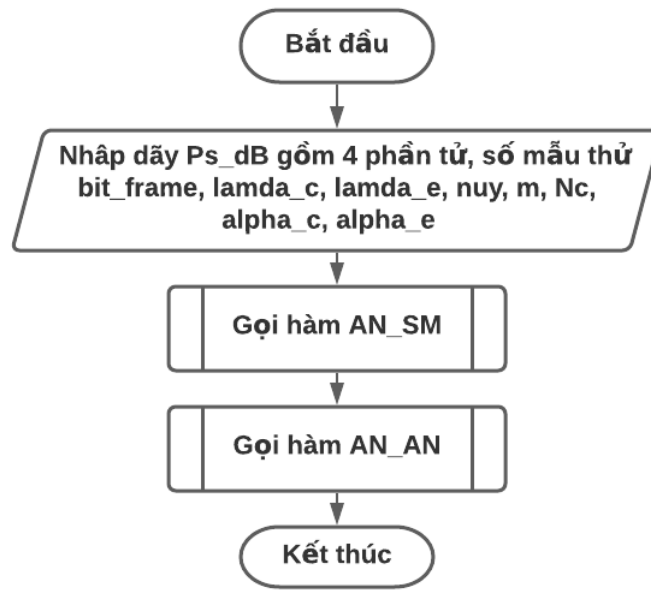
Hình 4.4, trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2 ; trong đó $P_s/\sigma^2 = 0:5:25$ (dB), số mẫu thử là 10^5 , $m = 150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$.

Hình 4.5, trình bày BLER trung bình của người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_c/σ^2 , minh họa sự cải thiện hiệu suất BLER của người dùng biên trong hai trường hợp $P_s/\sigma^2 = 15$ dB và $P_s/\sigma^2 = 20$ dB; trong đó $P_c/\sigma^2 = 0:4:20$ (dB), số mẫu thử là 10^5 , $m = 150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$.

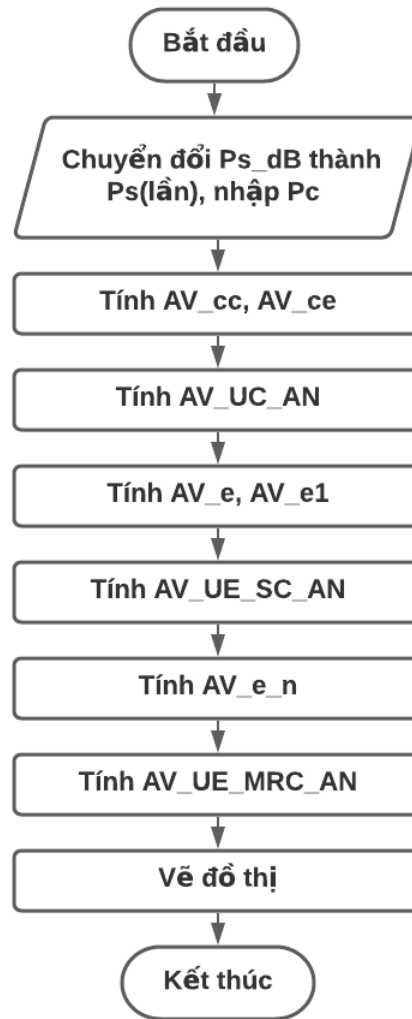
Hình 4.6, trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo m ; trong đó $P_s/\sigma^2 = 15$ (dB), số mẫu thử là 10^5 , $m = 110:10:150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$.

Hình 4.7, trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên (sử dụng kỹ thuật SC) trong mạng NOMA hợp tác theo α_c ; trong đó $P_s/\sigma^2 = 15$ (dB), số mẫu thử là 10^5 , $m = 100$, $N_c = 100$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.02:0.02:1$ và $\alpha_e = 1 - \alpha_c$.

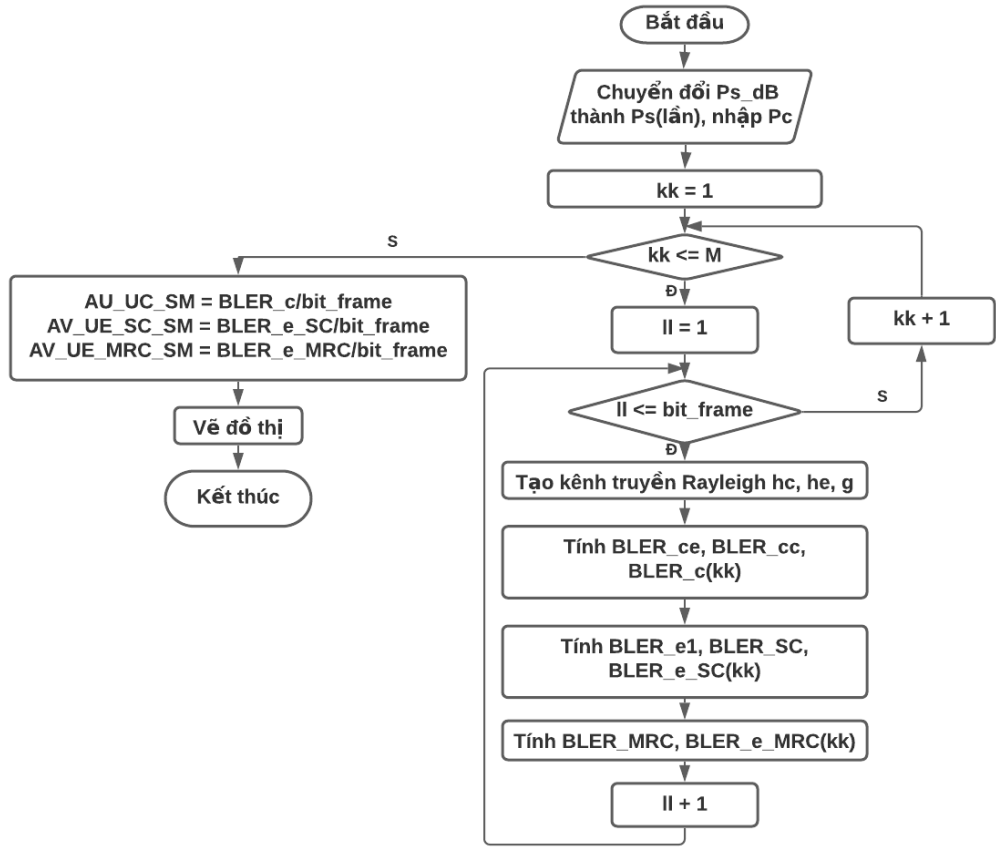
Dưới đây là một lưu đồ chính để thực hiện các mô phỏng và phân tích.



Hình 4 - 1. Lưu đồ chương trình chính trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2



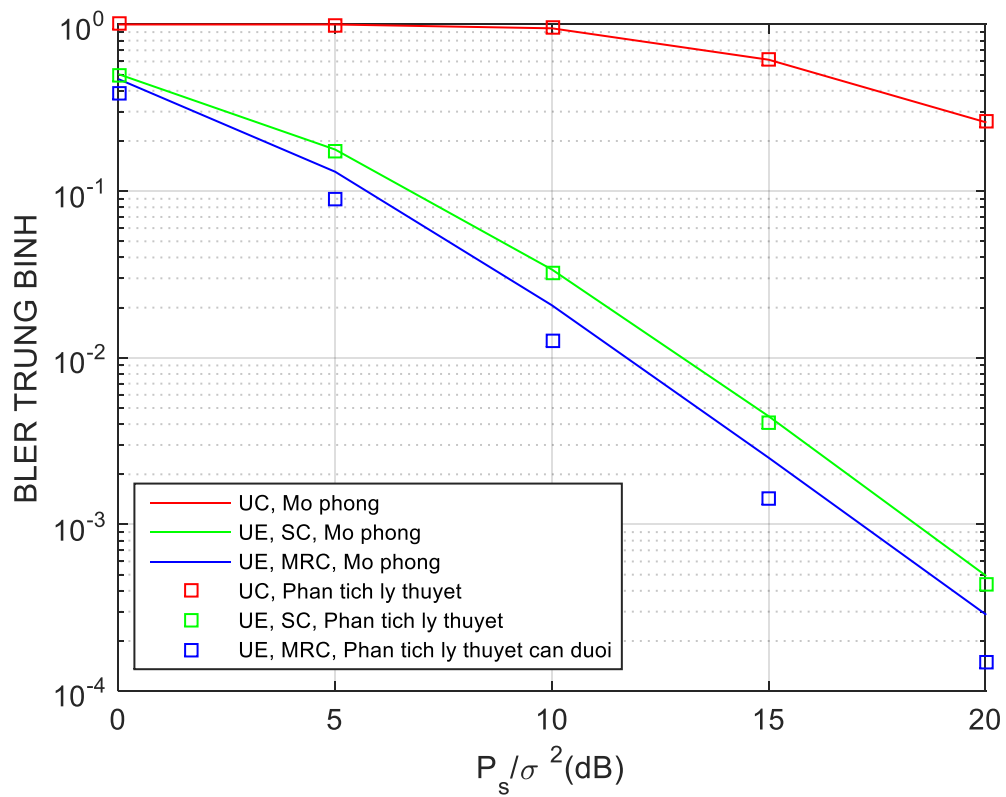
Hình 4 - 2. Lưu đồ phân tích trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2



Hình 4 - 3. Lưu đồ mô phỏng trình bày BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2

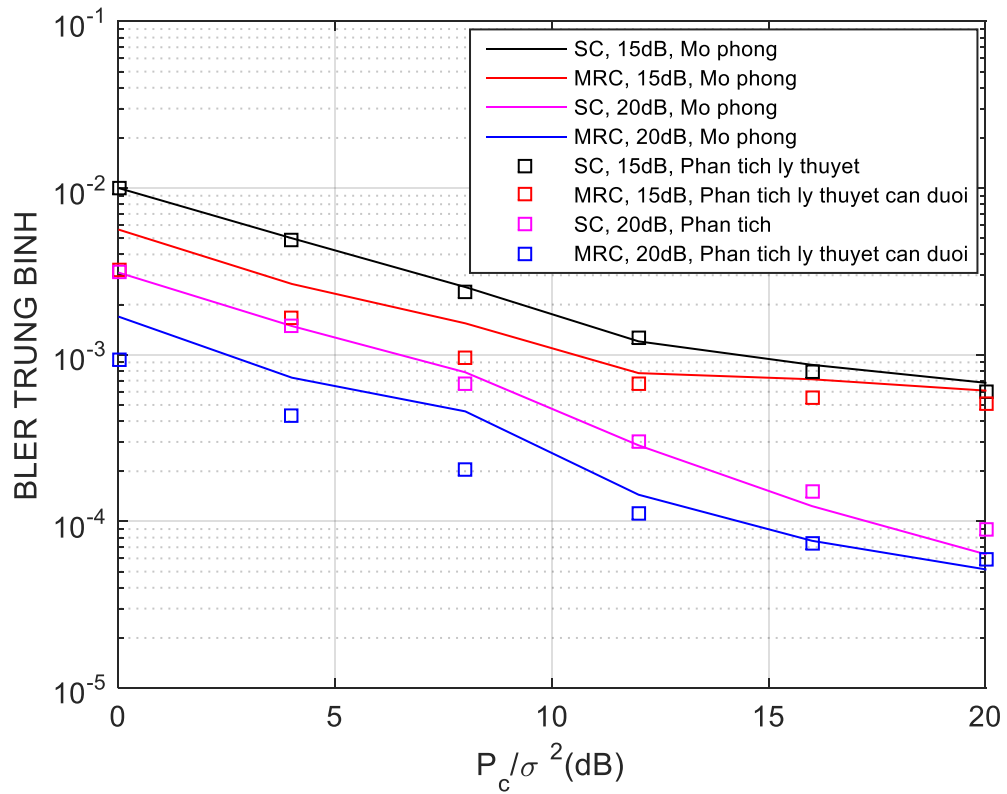
4.2 KẾT QUẢ MÔ PHỎNG, PHÂN TÍCH VÀ ĐÁNH GIÁ

Hình 4.4 trình bày mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2 . Từ hình 4.4 cho thấy rằng BLER trung bình phân tích của người dùng trung tâm phù hợp với kết quả mô phỏng, BLER trung bình phân tích của người dùng biên sử dụng SC gần giống với kết quả mô phỏng và BLER trung bình phân tích của người dùng biên sử dụng MRC thấp hơn so với kết quả mô phỏng. BLER trung bình sẽ giảm khi công suất phát P_s tăng. Kỹ thuật MRC có hiệu suất tốt nhất.



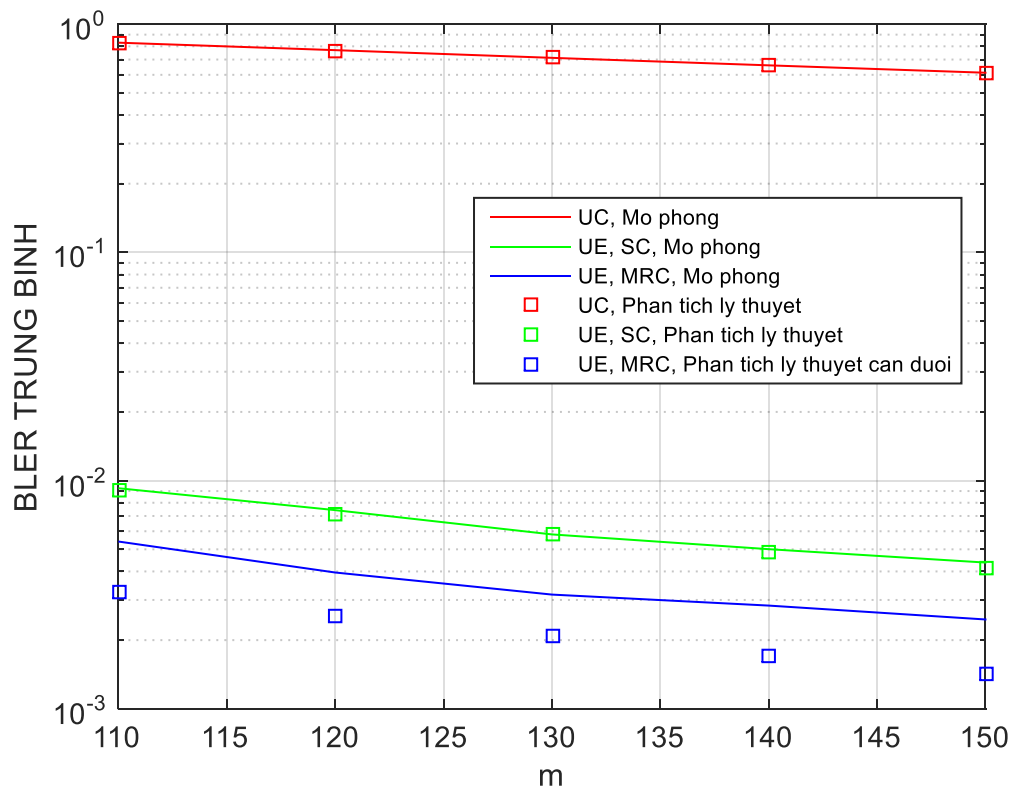
Hình 4 - 4. BLER trung bình theo P_s/σ^2 với $m = 150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$

Hình 4.5 trình bày mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_c/σ^2 . Từ hình 4.5 cho thấy rằng kỹ thuật MRC hoạt động tốt hơn kỹ thuật SC, khoảng cách hiệu suất giữa kỹ thuật MRC và SC giảm khi P_c/σ^2 tăng lên. BLER trung bình giảm khi công suất phát của người dùng trung tâm P_c tăng.



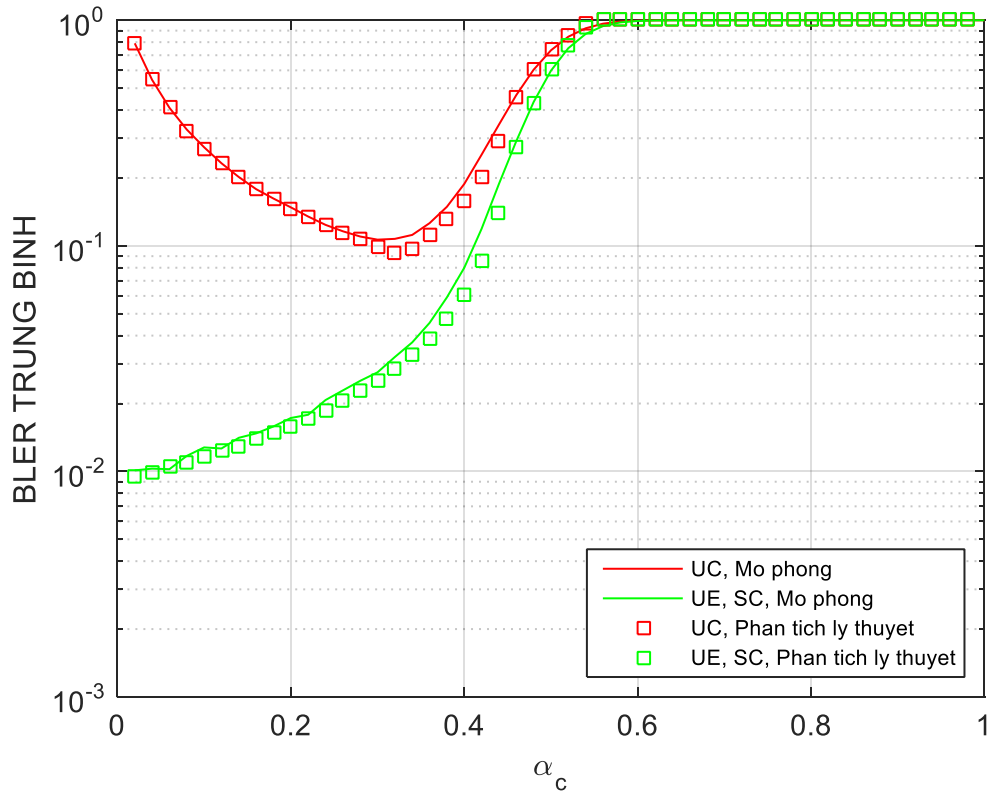
Hình 4 - 5. BLER trung bình theo P_c/σ^2 với $m = 150$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$

Hình 4.6 trình bày mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo m . Từ hình 4.6 cho thấy rằng BLER trung bình phân tích của người dùng trung tâm phù hợp với kết quả mô phỏng, BLER trung bình phân tích của người dùng biên sử dụng SC gần giống với kết quả mô phỏng và BLER trung bình phân tích của người dùng biên sử dụng MRC thấp hơn so với kết quả mô phỏng. BLER trung bình giảm khi chiều dài gói tin m càng lớn.



Hình 4 - 6. BLER trung bình theo m với $P_s/\sigma^2 = 15dB$, $N_c = 300$ bit, $N_e = 100$ bit, $\alpha_c = 0.1$ và $\alpha_e = 0.9$

Hình 4.7 trình bày mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên (sử dụng kỹ thuật SC) trong mạng NOMA hợp tác theo α_c . Từ hình 4.7 cho thấy rằng BLER trung bình phân tích gần như giống nhau với kết quả mô phỏng, có khoảng cách giữa kết quả phân tích và mô phỏng trên đoạn $0.32 \leq \alpha_c \leq 0.46$ chủ yếu là do tính gần đúng của $\Psi(\gamma, N, m) \approx Z_{N, m}(\gamma)$.



Hình 4 - 7. BLER trung bình theo α_c với $P_s/\sigma^2 = 15$ (dB), $m = 100$, $N_c = N_e = 100$ bit

CHƯƠNG 5

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN

5.1 KẾT LUẬN

Trình bày được kết quả mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_s/σ^2 và m .

Trình bày được kết quả mô phỏng BLER trung bình của người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo P_c/σ^2 .

Trình bày được kết quả mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên (sử dụng sơ đồ SC) trong mạng NOMA hợp tác theo α_c .

5.2 HƯỚNG PHÁT TRIỂN

Trình bày BLER trung bình của người dùng biên trong mạng NOMA thông thường và mạng đa truy cập trực giao hợp tác (OMA) để so sánh với mạng NOMA hợp tác để thấy được lợi thế của mạng NOMA hợp tác so với mạng NOMA thông thường và mạng OMA.

Trình bày kết quả mô phỏng và phân tích BLER trung bình của người dùng trung tâm và người dùng biên trong mạng NOMA hợp tác theo N_c và N_e .

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Ngô Thanh Hải, Nguyễn Thái Công Nghĩa, Đặng Lê Khoa, “Hiệu năng đường xuống trong hệ thống đa truy nhập phi trực giao sử dụng tỷ số Log-Likelihood”, Tạp chí Phát triển Khoa học và Công nghệ – Khoa học Tự nhiên, 4(3):621-632
- [2] Mathuranathan, “Selection Combining – architecture simulation” <https://www.gaussianwaves.com/2019/12/receiver-diversity-selection-combining/>. December 10, 2019
- [3] Mathuranathan, " Maximum Ratio Combining (MRC) architecture simulation” <https://www.gaussianwaves.com/2020/01/receiver-diversity---maximum-ratio-combining-mrc/>. January 17, 2020
- [4] Z. Ding, M. Peng, and H. V. Poor, “Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems,” IEEE Commun. Lett., vol. 19, no. 8, pp. 1462- 1465, Aug. 2015.
- [5] Y. Yu, H. Chen, Y. Li, Z. Ding, and B. Vucetic, “On the performance of non orthogonal multiple access in short-packet communications,” IEEE Commun. Lett., vol. 22, no. 3, pp. 590-593, Mar. 2018.
- [6] Xiazhi Lai, Qi Zhang, *Member, IEEE*, and Jiayin Qin “Cooperative NOMA Short Packet Communications in Flat Rayleigh Fading Channels” IEEE Transactions on Vehicular Technology (Volume: 68, Issue: 6, June 2019)
- [7] Y. Polyanskiy, H. V. Poor, and S. Verdú, “Channel coding rate in the finite blocklength regime,” IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 56, no. 5, pp. 2307-2359, May 2010.

- [8] Y. Gu, H. Chen, Y. Li, and B. Vucetic, "Ultra-reliable short-packet communications: Half-duplex or full-duplex relaying?" *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 7, no. 3, pp. 348-351, Jun. 2018.
- [9] S. Xu, et al., "Energy-efficient packet scheduling with finite blocklength codes: convexity analysis and efficient algorithms", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no.8, Aug. 2016.
- [10] Y. Yu, H. Chen, Y. Li, Z. Ding, and B. Vucetic, "On the performance of non orthogonal multiple access in short-packet communications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 3, pp. 590-593, Mar. 2018.