HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG



Đỗ Văn Hưng

NGHIÊN CỨU HIỆU NĂNG HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN SỬ DỤNG TRUYỀN GÓI TIN NGẮN

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT

(Theo định hướng ứng dụng)

HÀ NỘI - 2024

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

Đỗ Văn Hưng

NGHIÊN CỨU HIỆU NĂNG HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN SỬ DỤNG TRUYỀN GÓI TIN NGẮN

CHUYÊN NGÀNH : KỸ THUẬT VIỄN THÔNG

MÃ SỐ: 8.52.02.08

ĐỀ ÁN TỐT NGHIỆP THẠC SĨ KỸ THUẬT

(Theo định hướng ứng dụng)

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC

TS. PHẠM THỊ HUYỀN

PGS. TS. LÊ NHẬT THĂNG

HÀ NỘI - 2024

LỜI CAM ĐOAN

Tôi xin cam đoan Đề án: *"Nghiên cứu hiệu năng hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn"* là công trình nghiên cứu của riêng tôi.

Các số liệu, kết quả trình bày trong Đề án là trung thực, một phần được tham khảo từ những bài báo được công bố trên tạp chí khoa học chuyên ngành, hội nghị khoa học trong nước và quốc tế.

Phần còn lại chưa từng được công bố trong bất kỳ công trình nghiên cứu nào khác. Các kết quả sử dụng để tham khảo đã được trích dẫn đầy đủ, theo đúng quy định.

Hà Nội, ngày 21 tháng 12 năm 2024

Học viên thực hiện

Đỗ Văn Hưng

LỜI CẢM ƠN

Đồ án này được thực hiện tại Học viện Công nghệ Bưu Chính Viễn Thông dưới sự hướng dẫn khoa học của **TS. Phạm Thị Huyền** và **PGS.TS. Lê Nhật Thăng**. Trong quá trình nghiên cứu và hoàn thành Đồ án, bản thân em đã nhận được nhiều sự quan tâm, giúp đỡ và đóng góp quý báu.

Qua thời gian học tập tại lớp Cao Học 2024 của Trường Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông, em đã được học và tiếp thu nhiều kiến thức mới từ sự chỉ bảo tận tình và giúp đỡ của quý Thầy, Cô. Cho em xin gửi lời cảm ơn chân thành và sự tri ân sâu sắc tới các quý Thầy, Cô của Trường Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông.

Em cũng đặc biệt tỏ lòng biết ơn chân thành đến **TS. Đặng Thế Hùng**, Trường Đại học Thông tin Liên lạc, Nha Trang, Khánh Hòa, cùng với tri thức và tâm huyết của mình để truyền đạt kiến thức, cũng như đã giúp đỡ tận tình đối với em trong quá trình thực hiện Đề án.

Tiếp theo, em xin chân thành cảm ơn đến Trường Cao Đẳng Thông tin, Binh chủng Thông tin Liên lạc, đã luôn tạo mọi điều kiện thuận lợi trong suốt quá trình học tập, thực hiện nội dung Đề án.

Cuối cùng, em xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến những người thân yêu trong gia đình, bạn bè và đồng nghiệp đã thường xuyên động viên, chia sẻ những khó khăn trong suốt khóa học để tác giả hoàn thành Đề án.

MỤC LỤC

LỜI CAM ĐOAN i
LỜI CẢM ƠN ii
DANH MỤC CÁC THUẬT NGỮ, CHỮ VIẾT TẮT v
DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ vii
MỞ ĐẦU 1
Chương 1: TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN SỬ DỤNG TRUYỀN GÓI TIN NGẮN 4
1.1. Tổng quan về thông tin vô tuyến 4
1.1.1. Lựa chọn ăng-ten cho hệ thống MIMO 6
1.1.2. Các kỹ thuật kết hợp phân tập thu 7
1.1.2.1. Bộ kết hợp phân tập thu SC 7
1.1.2.2. Bộ kết hợp phân tập thu MRC 7
1.1.2.3. Bộ kết hợp phân tập thu EGC 8
1.2. Khái niệm gói tin ngắn 8
1.2.1. Cấu trúc gói tin 8
1.2.2. Phân tích kỹ thuật truyền gói tin 11
1.3. Đánh giá hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn 12
1.3.1. Chiều dài gói tin 12
1.3.2. Phân tích xác suất lỗi của giao thức truyền gói tin ngắn 14
1.4. Khảo sát các công trình nghiên cứu liên quan 128
1.5. Kết luận Chương 1 20
Chương 2: MÔ HÌNH HỆ THỐNG 20
2.1. Mô hình hệ thống đơn chặng với truyền thông gói tin ngắn 20
2.1.1. Mô hình kênh truyền 20
2.1.2. Phân tích hiệu năng 221
2.2. Mô hình hệ thống MIMO TAS/SC với truyền thông gói tin ngắn 24
2.2.1. Mô hình kênh truyền 24
2.2.2. Phân tích hiệu năng 26
2.3. Kết luận Chương 2 28

Chương 3: MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ 29
3.1. Mô phỏng và đánh giá kết quả hệ thống đơn chặng sử dụng truyền gói tin ngắn 30
3.2. Mô phỏng và đánh giá kết quả hệ thống MIMO TAS/SC sử dụng truyền gói tin ngắn 35
3.3. Tổng hợp ngưỡng SNR và khuyến nghị ứng dụng 42
3.4. Kết luận Chương 3 43
KẾT LUẬN 44
CÁC KẾT QUẢ SỬ DỤNG TRONG ĐỀ ÁN 46
DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO 46
PHỤ LỤC A: LƯU ĐỒ THUẬT TOÁN MO PHỎNG 46
PHỤ LỤC B: MÃ CHƯƠNG TRÌNH MÔ PHỎNG 46

DANH MỤC CÁC THUẬT NGỮ, CHỮ VIẾT TẮT

Viết tắt	Tiếng Anh	Tiếng Việt
ACK	Acknowledge	Gói tin xác nhận ACK
AF	Amplify-and-Forward	Khuếch đại và chuyển tiếp
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Kênh truyền nhiễu trắng Gauss
BS	Base Station	Trạm gốc
BLER	Block Error Rate	Tỉ lệ lỗi khối
CDF	Cumulative Distribution Function	Hàm phân bố tích lũy
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh truyền
D	Destination	Nút đích
DF	Decode-and-Forward	Giải mã và chuyển tiếp
ECC	Error Control Coding	Mã hóa sửa sai
EGC	Equal-Gain Combining	Bộ kết hợp cân bằng độ lợi
5G	Fifth-Generation	Mạng di động thế hệ thứ 5
H	Header	Phần tiêu đề
IoT	Internet of Things	Internet vạn vật
MAC	Media Access Control	Lớp điều khiển truy nhập
MRC	Maximal Ratio Combining	Bộ kết hợp tỉ số tối đa
M2M	Machine-to-Machine	Máy móc đến máy móc
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	Hệ thống đa đầu vào đa đầu ra
mMTC	massive Machine Type Communication	Truyền thông trên quy mô lớn
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ phân bố xác suất

PA	Preamble	Phần mào đầu
RV	Random Variable	Biến ngẫu nhiên
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu
S	Source	Nút nguồn
SPC	Short-Packet Communication	Truyền thông gói tin ngắn
SC	Selection Combining	Kết hợp có lựa chọn
TAS	Transmit Antenna Selection	Kỹ thuật lựa chọn ăng-ten phát
TDD	Time Division Duplex	Song công phân chia thời gian cố định
US	User	Người dùng
URC	Ultra-Reliable Communication	Truyền thông độ tin cậy cực cao
uRLLC	ultra-Reliable Low Latency Communication	Truyền thông độ trễ thấp cực kỳ đáng tin cậy

DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ

Hình 1.1: Ảnh hưởng của pha đinh đa đường trong thông tin vô tuyến. 4
Hình 1.2: Mô hình hệ thống MIMO đa ăng-ten. 5
Hình 1.3: Mô hình hệ thống MIMO TAS. 6
Hình 1.4: Cấu trúc gói dữ liệu và thông tin điều khiển. 10
Hình 1.5: Sơ đồ minh họa cấu trúc tạo gói tin. 11
Hình 1.6: Mô hình truyền thông tin hai chiều với dữ liệu nút 1 và ACK từ nút 2. ..14
Hình 2.1: Mô hình nghiên cứu của hệ thống đơn chặng với truyền thông gói tin ngắn. ...20
Hình 2.2: Mô hình hệ thống MIMO TAS/SC trong truyền gói tin ngắn. 24
Hình 3.1: BLER vẽ theo Δ (dB) khi $\lambda_{SD} = 1$ và $\beta = 512$. 30
Hình 3.2: BLER vẽ theo Δ (dB) khi $k = 512$ và $\beta = 512$. 31
Hình 3.3: BLER vẽ theo Δ (dB) khi $\lambda_{SD} = 1$ và $k = 512$. 332
Hình 3.4: BLER vẽ theo k khi $\Delta = 15$ (dB) và $\beta = 512$. 33
Hình 3.5: BLER vẽ theo k khi $\lambda_{SD} = 1$ và $\beta = 512$. 34
Hình 3.6: BLER vẽ theo k khi $\Delta = 15$ (dB) và $\lambda_{SD} = 1$. 35
Hình 3.7: BLER vẽ dựa vào Δ (dB) khi $N_A = 2$, $N_B = 3$, $\beta = 512$ và $\Omega_{US} = 1$. 36
Hình 3.8: BLER vẽ dựa vào Δ (dB) khi $k = 512$, $\beta = 512$, $N_A = 2$ và $\Omega_{US} = 1$. 37
Hình 3.9: BLER dựa vào Δ (dB) khi $k = 512$, $\beta = 512$, $N_B = 1$ và $\Omega_{US} = 1$. 38
Hình 3.10: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $N_B = 3$ và $\beta = 256$. 39
Hình 3.11: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_B = 3$, $\beta = 256$ và $\Omega_{US} = 1$. 40
Hình 3.12: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $\beta = 256$ và $\Omega_{US} = 1$. 41
Hình 3.13: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $N_B = 3$ và $\Omega_{US} = 1$. 42

MỞ ĐẦU

Truyền thông gói tin ngắn (Short-Packet Communication: SPC) là công nghệ then chốt để hỗ trợ hai kịch bản ứng dụng mới nổi trong 5G và 6G, truyền thông trên quy mô lớn (massive Machine Type Communication: mMTC) và truyền thông độ trễ thấp cực kỳ đáng tin cậy (ultra-Reliable Low Latency Communication: uRLLC), đã được giới thiệu để đáp ứng các yêu cầu thông tin rộng hơn của các ứng dụng tiềm năng như Internet phương tiện giao thông (Internet of Vehicles) và Internet vạn vật (Internet of Things: IoT). Ngày nay với sự phát triển không ngừng để cung cấp các dịch vụ truyền tải nội dung hình ảnh, âm thanh có độ phân giải cao bằng truy cập dữ liệu không dây tốc độ cao hơn và dung lượng lớn hơn mọi lúc, mọi nơi. Một trong những thách thức chính trong việc cung cấp dịch vụ cho các ứng dụng mMTC và uRLLC là các hệ thống thông tin trong tương lai phải hỗ trợ truyền thông gói ngắn, khác biệt đáng kể so với các hệ thống truyền thông có chiều dài khối dài cho băng thông cao [1]. Tuy nhiên, giao tiếp với các gói tin ngắn sẽ làm giảm đáng kể độ lợi mã hóa kênh, gây khó khăn cho việc đảm bảo độ tin cậy thông tin liên lạc [2]. Các hệ thống IoT trong tương lai bao gồm một số lượng lớn thiết bị đầu cuối thường có cấu trúc đơn giản và bị hạn chế về tài nguyên trong điều kiện ràng buộc về chi phí được xem xét, không thể hỗ trợ xử lý tín hiệu phức tạp. Các hệ thống IoT thường sử dụng các giao thức mã hóa đơn giản để giảm nhu cầu về tài nguyên nhưng lại gây tổn hại đến độ tin cậy và bảo mật của hệ thống. Thật vậy việc nghiên cứu của truyền thông SPC với tỉ lệ lỗi khối (Block Error Rate: BLER) trung bình, cùng các tham số, giải pháp kỹ thuật và đánh giá cải thiện hiệu năng hệ thống đã được nhận được sự quan tâm đáng kể. Song việc truyền gói tin ngắn trong hệ thống đa đầu vào đa đầu ra với giải pháp lựa chọn ăng-ten phát, BLER trung bình và độ dài khối tối thiểu vẫn đang nhiều tiềm năng. Nghiên cứu SPC cho hệ thống đa đầu vào đa đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output: MIMO) áp dụng kỹ thuật lựa chọn ăng-ten phát (Transmit Antenna Selection: TAS) cho máy phát và bộ thu kết hợp có lựa chọn (Selection Combining: SC) để tối đa tỉ số tín hiệu trên nhiễu (Signal-to-Noise Ratio: SNR) đầu ra của máy thu, trên các kênh pha đinh Rayleigh để cải thiện hiệu năng hệ thống một cách hiệu

quả hơn giúp giải quyết vấn đề tối ưu hóa độ lợi mã hóa kênh, đảm bảo độ tin cậy thông tin liên lạc.

Trên cơ sở đó, các công trình nghiên cứu tiêu biểu về truyền thông gói tin ngắn được khảo sát và phân tích chi tiết trong Mục 1.4 của Chương 1; phần Mở đầu chỉ tập trung nêu bối cảnh, tính cấp thiết và định hướng nghiên cứu của đề án.

Tuy nhiên, việc truyền gói tin ngắn trong hệ thống MIMO với kỹ thuật TAS, BLER trung bình và độ dài khối tối thiểu (minimum blocklength) vẫn chưa được phân tích. Vậy nên, nghiên cứu SPC cho hệ thống MIMO sử dụng TAS cho máy phát và bộ thu SC (MIMO TAS/SC) để tối đa SNR đầu ra của máy thu, trên các kênh pha đinh Rayleigh để cải thiện hiệu năng hệ thống một cách hiệu quả hơn sẽ được thảo luận và tập trung nghiên cứu trong đề án này.

Đề án được cấu trúc bao gồm 3 chương với các nội dung cụ thể như sau:

Chương 1: Tổng quan về hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn: Trong chương này, trình bày các nội dung cơ bản về thông tin vô tuyến, hệ thống MIMO, kỹ thuật lựa chọn ăng-ten phát (TAS) và các kỹ thuật phân tập thu, khái niệm về gói tin ngắn, ứng dụng thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn.

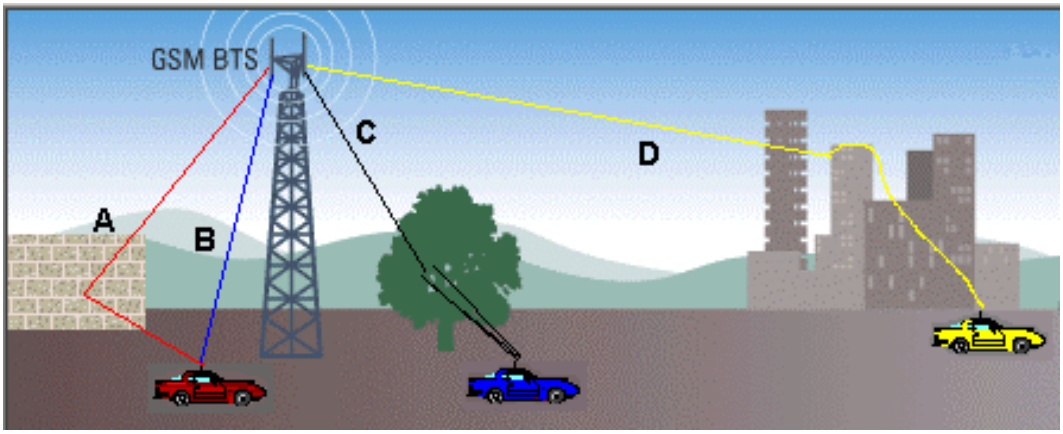
Chương 2: Mô hình hệ thống: Trong Chương này, giới thiệu về mô hình kênh truyền của hệ thống đơn chặng và hệ thống MIMO TAS/SC. Phân tích lý thuyết và mô tả chi tiết mô hình hệ thống, các tham số của phương pháp đề xuất.

Chương 3: Mô phỏng và đánh giá kết quả: Chương này cung cấp các kết quả mô phỏng và đánh giá các kết quả lý thuyết của các mô hình được được đề xuất, phân tích ảnh hưởng các tham số lựa chọn đến hiệu năng hệ thống.

Chương 1: TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN SỬ DỤNG TRUYỀN GÓI TIN NGẮN

1.1. Tổng quan về thông tin vô tuyến

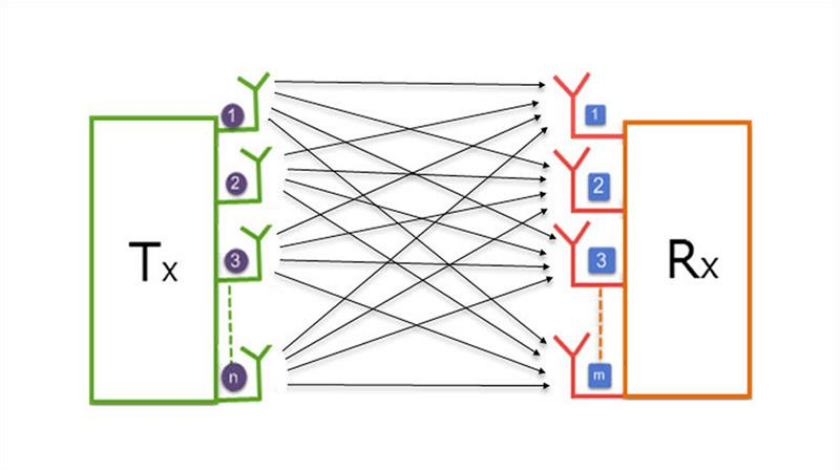
Trong những năm gần đây, các hệ thống thông tin vô tuyến đã phát triển nhanh chóng và ngày càng trở nên phổ biến phục vụ đời sống con người. Việc nghiên cứu ứng dụng những công nghệ tiên tiến mới để đáp ứng nhu cầu này là hết sức cần thiết. Truyền thông vô tuyến là một thành phần của hệ thống truyền dẫn số, gồm có các thiết bị phần cứng và phần mềm được thiết lập để truyền tín số từ đầu ra của máy phát đến đầu vào của phía thu với môi trường truyền dẫn là lan truyền trong không gian tự do. Phương thức truyền dẫn của truyền thông vô tuyến là: Bức xạ sóng điện từ ở máy phát truyền tín hiệu trong môi trường không gian tự do đến máy thu, sau khi nhận được tín hiệu từ máy phát, máy thu sẽ thực hiện việc tách sóng hoặc giải mã tín hiệu để lấy lại tín hiệu ban đầu. Hơn nữa, cùng với sự phát triển các dịch vụ internet vạn vật, truyền dữ liệu băng thông rộng, dịch vụ truyền hình di động, yêu cầu về tốc độ truyền dữ liệu ngày càng tăng, đặc biệt là trong các hệ thống thông tin di động tế bào, như công nghệ 5G đã được triển khai trong thực tế và sau 5G được dự kiến triển khai vào năm 2030.



Hình 1.1: Ảnh hưởng của pha đinh đa đường trong thông tin vô tuyến.

Tuy nhiên, những thách thức không nhỏ mà truyền thông vô tuyến phải đối mặt, bao gồm sự ảnh hưởng của nhiễu, pha đinh đa đường, suy hao trong không gian tự do. Khi tín hiệu được truyền từ máy phát đến máy thu, sự truyền lan của sóng điện

từ trong môi trường không gian tự do phải chịu ảnh hưởng của phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ. Do đó, hiện tượng pha đinh đa đường gây nên sự tăng giảm nhanh chóng cường độ tín hiệu nhận được tại phía máy thu, làm thay đổi biên độ, pha, làm trễ tín hiệu thu được. Đối với những suy hao trên có thể bù đắp bằng nhiều phương pháp khác nhau như tăng công suất tại máy phát, mở rộng băng thông hay sử dụng các loại mã hóa sửa sai (Error Control Coding: ECC). Tuy nhiên, giải pháp tăng công suất sẽ tiêu tốn nhiều năng lượng, gây ra hiện tượng nhiễu đồng kênh giữa các thiết bị và băng thông là những tài nguyên vô tuyến hữu hạn, ngày càng trở nên khan hiếm, trong khi đó việc sử dụng các loại mã hóa sửa sai sẽ làm hạn chế tốc độ truyền dẫn. Do vậy việc nâng cao tốc độ dữ liệu thông qua những kênh truyền vô tuyến là một thách thức rất lớn đối với các nhà thiết kế thệ thông vô tuyến trong tương lai.



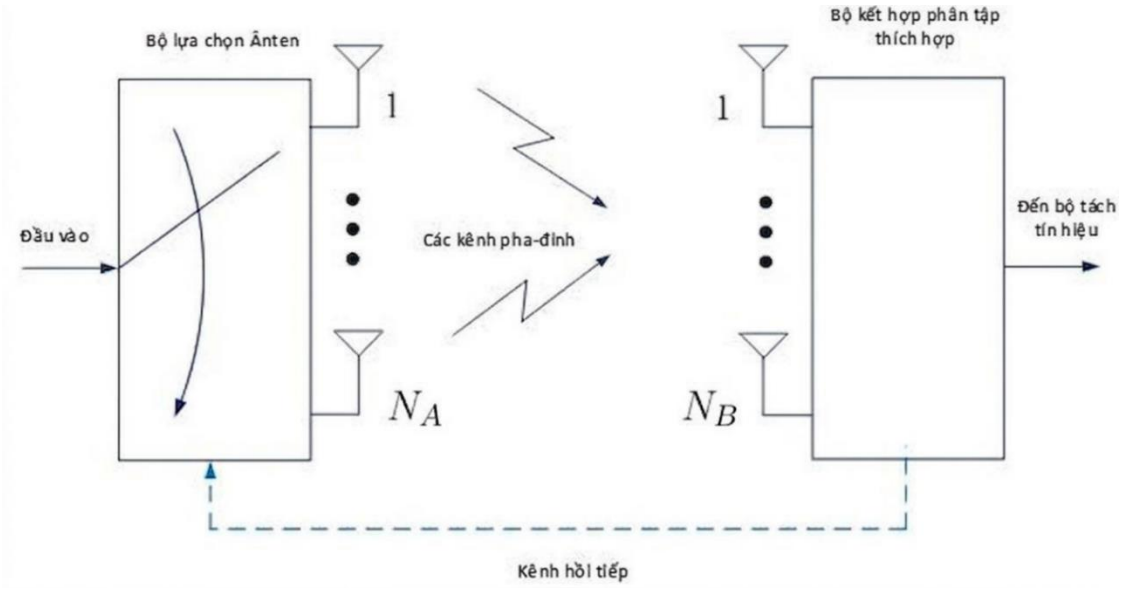
Hình 1.2: Mô hình hệ thống MIMO đa ăng-ten.

Việc sử dụng các kỹ thuật để nâng cao tốc độ truyền dẫn và độ tin là các yêu cầu bắt buộc cho việc thiết kế hệ thống thông tin vô tuyến. Việc bảo đảm hai mục tiêu trên khi các giải pháp về công suất phát cũng như độ rộng băng thông có những giới hạn nhất định, các kỹ thuật MIMO là một trong các giải pháp giúp đạt được cả độ lợi phân tập (diversity gain) và độ lợi ghép kênh (multiplexing gain) nhằm tăng tốc độ truyền dẫn và độ tin cậy của kênh truyền. Trong hệ thống MIMO, các thiế bị thu và phát được trang bị nhiều ăng-ten và sử dụng các kỹ thuật thu/phát phân tập để nâng cao chất lượng và độ tin cậy của quá trình truyền dữ liệu. Đó là lý do tại sao MIMO sẽ là kỹ thuật đầy tiềm năng. Trong tương lai, các trạm gốc được trang bị với số lượng

ăng-ten lớn để phục vụ càng nhiều người dùng, cũng như thực hiện các kỹ thuật truyền phân tập không gian.

1.1.1. Lựa chọn ăng-ten cho hệ thống MIMO

Như đã đề cập ở trên, các hệ thống MIMO với nhiều ăng-ten tại cả máy phát và máy thu có thể làm tăng đáng kể dung lượng và độ tin cậy hệ thống. Tuy nhiên, việc sử dụng nhiều ăng-ten sẽ yêu cầu việc triển khai nhiều chuỗi tần số vô tuyến (Radio Frequency: RF), điều này dẫn đến độ phức tạp phần cứng, kích thước, công suất tiêu thụ lớn và chi phí triển khai tốn kém. Để giải quyết vấn đề này, các hệ thống lựa chọn ăng-ten với chi phí và độ phức tạp thấp, nhưng vẫn bảo đảm được các ưu điểm của hệ thống MIMO, trong đó chỉ một tập con các ăng-ten trong tổng số các ăng-ten sẵn có được hoạt động trong cùng thời điểm.



Hình 1.3: Mô hình hệ thống MIMO TAS.

Tín hiệu MIMO có thể cải thiện truyền thông vô tuyến bằng hai cách khác nhau, đó là các phương pháp phân tập và ghép kênh không gian. Các phương pháp phân tập cải thiện mạnh mẽ hệ thống thông tin về mặt tỉ lệ lỗi bít (Bit Error Rate: BER) bằng việc sử dụng nhiều đường giữa máy phát và máy thu. Hơn nữa, lựa chọn ăng-ten cho hệ thống MIMO là một yếu tố đầy tiềm năng để nâng cao dung lượng hệ thống mà không cần sử dụng thêm công suất và băng thông. Hệ thống MIMO với các mảng ăng-ten được sử dụng tại cả phía phát và phía thu, gồm nhiều chuỗi RF được liên kết với nhiều ăng-ten tại máy phát và máy thu, nên sẽ làm tăng công suất tiêu thụ

và kích thước thiết bị. Lựa chọn ăng-ten là phương pháp thay thế với chi phí thấp để tối đa độ phức tạp của hệ thống MIMO.

1.1.2. Các kỹ thuật kết hợp phân tập thu

Khi máy thu có thể nhận được nhiều phiên bản của tín hiệu, máy thu có thể sử dụng các bộ kết hợp để nâng cao tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR). Các bộ kết hợp phổ biến, bao gồm: Bộ kết hợp chọn lựa (Selection Combining: SC), bộ kết hợp cân bằng độ lợi (Equal-Gain Combining: EGC)) và bộ kết hợp tỉ số tối đa (Maximal Ratio Combining: MRC).

1.1.2.1. Bộ kết hợp phân tập thu SC

Bộ kết hợp có lựa chọn (SC) hoạt động dựa trên nguyên tắc chọn nhánh có SNR lớn nhất trong số tất cả các nhánh nhận được và sử dụng nhánh được chọn này để giải mã dữ liệu nhận được. Do đó, tại mỗi một khe thời gian chỉ có một nhánh tốt nhất được sử dụng. Giả sử một bộ thu nhận được N phiên bản của tín hiệu, ký hiệu $\gamma_1, \gamma_2, \ldots, \gamma_N$ là SNR của các nhánh, do đó SNR đạt được cho tín hiệu cần giải mã sẽ được viết lại như sau:

$$\gamma_{\text{sc}} = \max_{n=1,2,\ldots,N} (\gamma_n). \tag{1.1}$$

1.1.2.2. Bộ kết hợp phân tập thu MRC

Đối với kỹ thuật kết hợp SC, tín hiệu ngõ ra của bộ kết hợp chính là tín hiệu trên một nhánh riêng biệt bất kỳ. Kỹ thuật kết hợp SC mặc dù đơn giản nhưng không khai thác được các tín hiệu trên các nhánh còn lại. Kỹ thuật kết hợp tỉ số tối đa (MRC) có ưu điểm chính khi so với kỹ thuật kết hợp SC là MRC sử dụng tín hiệu thu từ tất cả các nhánh để đưa vào xử lý, do đó đạt được SNR cao hơn SC. Trong kỹ thuật MRC, SNR của ngõ ra bộ kết hợp là tổng của các SNR trên các nhánh thành phần, thể hiện như sau:

$$\gamma_{\text{NRC}} = \sum_{n-1}^{N} \gamma_n. \tag{1.2}$$

Nhận xét: Từ các biểu thức (1.1) và (1.2), ta nhận thấy rằng SNR đạt được ở bộ kết hợp MRC lớn hơn SC. Mặt khác, sự chênh lệch SNR giữa hai bộ kết hợp sẽ càng lớn khi số nhánh nhận được thiết lập ở bộ thu tăng.

1.1.2.3. Bộ kết hợp phân tập thu EGC

Trong kỹ thuật MRC, hệ thống yêu cầu phải biết sự thay đổi của SNR trên từng nhánh theo thời gian và thông số này rất khó thực hiện để đo đạc. Do đó, để đơn giản kỹ thuật MRC, người ta sử dụng kỹ thuật kết hợp độ lợi cân bằng (EGC).

Về bản chất EGC cũng giống MRC, đều sử dụng tất cả các tín hiệu thu được tại các nhánh để đưa vào xử lý, nhưng SNR đầu ra trong bộ thu EGC phải thỏa điều kiện công suất nhiễu trên các nhánh như nhau. Tuy nhiên, hiệu quả của kỹ thuật này có thể thấy là không cao như MRC nhưng EGC dễ thực thi hơn trong thực tế so với kỹ thuật MRC. Biểu diễn toán học, SNR đạt được cho tín hiệu cần được giải mã sau bộ kết hợp EGC được thể hiện là

$$\gamma_{\mathrm{EGC}} = \frac{\left(\sqrt{\gamma_1}+\sqrt{\gamma_2}+...+\sqrt{\gamma_N}\right)^2}{N} = \frac{1}{N}\left(\sum_{n=1}^{N}\sqrt{\gamma_n}\right)^2 \quad (1.3)$$

Nhận xét: Xét về SNR tức thời, ta thấy rằng bộ kết hợp MRC đạt được SNR lớn nhất. Do đó, hiệu năng đạt được trong phương pháp kết hợp MRC là cao nhất.

1.2. Khái niệm gói tin ngắn

1.2.1. Cấu trúc gói tin

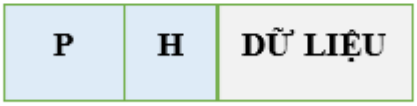
Cho đến nay, mỗi thế hệ di động mới ra đời được thiết kế với mục tiêu chủ yếu là nâng cao tốc độ truyền dữ liệu so với thế hệ di động trước đó. Mạng di động thế hệ thứ 5 (Fifth-Generation: 5G) và sau 5G sẽ không những nâng cao tốc độ truyền dữ liệu mà còn tăng các dịch vụ băng rộng. Điều này là do phần lớn các kết nối vô tuyến trong tương lai sẽ là những kết nối giữa các thiết bị và máy móc tự động, thay thế cho các thiết bị di động đầu cuối được điều khiển bởi con người cho các các dịch vụ băng thông rộng truyền thống hướng đến. Thế hệ mạng di động tiếp theo sẽ giải quyết các yêu cầu cụ thể của các thiết bị và máy móc tự động hóa bằng cách cung cấp hai chế độ truyền dẫn vô tuyến: Truyền thông độ tin cậy cực cao (Ultra-Reliable Communication: URC) và truyền thông trên quy mô lớn (massive Machine Type Communication: mMTC). Trong đó, URC đề cập đến các dịch vụ truyền thông trong đó các gói dữ liệu được trao đổi ở thông lượng khá thấp (50 Mb/giây) nhưng có các yêu cầu nghiêm ngặt về độ tin cậy (99,999%) và độ trễ (4 ms). Các thông số về URC

bao gồm kết nối đám mây đáng tin cậy, các kết nối quan trọng cho tự động hóa công nghiệp và sự phối hợp vô tuyến đáng tin cậy giữa các phương tiện [1]. Với mM2M, chỉ đề cập đến kịch bản cần hỗ trợ một số lượng lớn các thiết bị (ví dụ: 10000 thiết bị) trong một phạm vi nhất định. Điều này có liên quan đến các hệ thống mạng vật lý phân tán quy mô lớn (ví dụ: lưới điện thông minh) hoặc điều khiển công nghiệp. Trong trường hợp này, các gói dữ liệu ngắn (thường chứa các phép đo tương quan) và độ tin cậy cực cao để giải quyết với các tình huống quan trọng. Tuy nhiên, thách thức chính với hai chế độ vô tuyến mới này là khả năng hỗ trợ truyền gói tin ngắn. Thật vậy, các gói tin ngắn là dạng lưu lượng điển hình được tạo ra bởi các cảm biến và được trao đổi trong truyền thông dạng máy móc. Điều này đòi hỏi một phương pháp thiết kế khác so với phương pháp được sử dụng trong các hệ thống truyền dữ liệu tốc độ cao hiện tại, như 4G LTE và WiFi. Điều này hàm ý rằng, việc định nghĩa chính thức các gói tin ngắn/dài là phù hợp. Việc truyền dẫn một gói tin là quá trình trong đó tải trọng thông tin (bít dữ liệu) được ánh xạ thành tín hiệu thời gian liên tục, sau đó được phát trên các kênh vô tuyến. Một tín hiệu thời gian liên tục có thời lượng xấp xỉ T và băng thông xấp xỉ B có thể được mô tả bằng các tham số phức tạp $n \approx BT$. Khi đó, ta sẽ tham chiếu n là độ dài gói tin, tức là số bậc tự do (sử dụng kênh) cần thiết để truyền tải trọng thông tin.

Trong các hệ thống vô tuyến, thông tin điều khiển (metadata) bao gồm phần mào đầu (Preamble: PA) và phần tiêu đề (Header: H). Như được minh họa ở Hình 1.4, trong đó, (a) là gói dữ liệu dài được sử dụng trong các hệ thống vô tuyến hiện nay và (b) là các gói dữ liệu ngắn cần thiết để hỗ trợ cho các ứng dụng 5G và sau 5G, chẳng hạn như URC và mM2M. Hơn nữa, mã kênh được định nghĩa là ánh xạ giữa tải thông tin (information payload) và tín hiệu phát trên n kênh sử dụng. Nhiệm vụ của máy thu vô tuyến là khôi phục tải thông tin từ phiên bản bị méo và nhiễu của tín hiệu được truyền đi từ máy phát. Một kết quả quan trọng của lý thuyết thông tin [13], thể hiện rằng khi giá trị của n lớn (các gói dài), tồn tại các mã kênh mà tải thông tin có thể được khôi phục với xác suất cao. Ta nhận thấy rằng, khi n lớn, cả nhiễu nhiệt và méo gây ra bởi kênh truyền được tính trung bình theo luật số lớn. Tuy nhiên, khi n nhỏ (các gói tin ngắn) thì việc tính trung bình như vậy không thể xảy ra.



(a) Cấu trúc gói tin dài



(b) Cấu trúc gói tin ngắn

Hình 1.4: Cấu trúc gói dữ liệu và thông tin điều khiển [1].

Một yếu tố khác để xác định của gói tin dài, bên cạnh số lượng lớn kênh sử dụng, thực tế là tải thông tin chứa trong một gói lớn hơn nhiều so với thông tin điều khiển được kết hợp cùng với gói tin. Hệ quả là, mã hóa thông tin điều khiển cận tối ưu không làm giảm hiệu quả của việc truyền dẫn tổng thể. Ngược lại, khi các gói tin ngắn, thông tin điều khiển có kích thước không đáng kể so với tải thông tin.

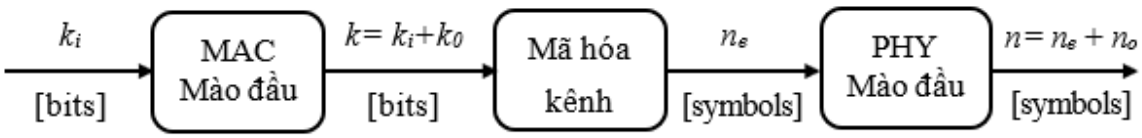
Tóm lại, trong thông tin gói tin ngắn: Kết quả lý thuyết thông tin cổ điển không thể thực hiện được vì luật số lớn không thể áp dụng và kích thước của thông tin điều khiển có thể so sánh với kích thước của tải thông tin và mã hóa thông tin điều khiển không hiệu quả sẽ ảnh hưởng đáng kể đến hiệu năng tổng thể của quá trình truyền dẫn.

Định nghĩa gói tin ngắn: Trong khuôn khổ đề án, một gói tin được gọi là gói tin ngắn khi độ dài khối tin (blocklength) n, tính bằng số lần sử dụng kênh (channel uses), là hữu hạn và tương đối nhỏ, điển hình $n \leq 1000$ (thường trong khoảng $100 \div 1000$ ký hiệu), tương ứng với tải tin cỡ vài chục đến vài trăm byte (ví dụ ≤ 256 byte đối với các bản tin điều khiển của uRLLC/mMTC theo 3GPP). Ở chế độ này, luật số lớn không còn đúng nên các kết quả lý thuyết thông tin cổ điển (dung lượng Shannon, dung lượng dừng) chỉ mang tính tiệm cận; hiệu năng phải được đánh giá bằng lý thuyết độ dài khối hữu hạn (finite blocklength) của Polyanskiy [3], trong đó tốc độ mã hóa tối đa phụ thuộc đồng thời vào n và xác suất lỗi khối ò (uRLLC thường yêu cầu ò $\approx 10^{-5} \div 10^{-9}$). Ngược lại, gói tin dài ($n \to \infty$) cho phép đạt xác suất lỗi nhỏ tùy ý ở tốc độ tiệm cận dung lượng kênh.

1.2.2. Phân tích kỹ thuật truyền gói tin

Các hệ thống không dây hiện đại truyền dữ liệu theo dạng gói. Mỗi gói được truyền qua không gian không chỉ mang theo các bít thông tin dành cho các máy thu định trước, mà còn mang theo các bít bổ sung cần thiết cho chức năng sửa lỗi trong các giao thức vô tuyến. Các bít như vậy sẽ được đề cập thông qua thông tin điều khiển, trái ngược với dữ liệu thực tế được phát, bao gồm khởi tạo và kết thúc gói tin, địa chỉ logic, thông tin đồng bộ và thông tin bảo mật.

Như được minh họa trong Hình 1.5, xem xét một gói tin gồm k bít, được tạo ra từ k_i bít thông tin (tải thông tin) và k_0 bít bổ sung, trong k_0 bít này bao gồm thông tin điều khiển từ lớp điều khiển truy nhập (Media Access Control: MAC) và các lớp cao hơn. Kế tiếp, k_i bít thông tin này được mã hoá thành một khối có n_e symbol dữ liệu (các số phức), để tăng độ tin cậy của quá trình truyền gói tin. Cuối cùng, n_0 symbol được thêm vào cho phép phát hiện gói tin, đồng bộ có hiệu quả (trên miền thời gian và tần số) hoặc ước lượng thông tin trạng thái kênh (Channel State Information: CSI) cần thiết tại máy thu để bù méo tín hiệu phát, gây ra bởi suy hao kênh truyền vô tuyến. Tổng chiều dài gói tin n bằng $n_e + n_0$. Có thể xem xét k_0 bít và n_0 symbol được thêm vào như thông tin điều khiển.



Hình 1.5: Sơ đồ minh họa cấu trúc tạo gói tin [1].

Ta có $R = k_i / n,$ là số bít thông tin trên symbol phức (tương đương với số bít tải thông tin trên giây trên đơn vị băng thông), biểu thị tốc độ truyền dẫn và là thước đo hiệu quả phổ tần của một hệ thống thông tin. Trong một số tiêu chuẩn vô tuyến (ví dụ như LTE), các kênh vật lý/lôgic cụ thể được dành riêng để mang thông tin điều khiển và chính điều này sẽ làm giảm hiệu suất phổ tần. Trong hầu hết các hệ thống vô tuyến hiện tại, ta có $k_i \geq k_0$ và do đó $n_e \geq n_0,$ tốc độ truyền dẫn $R \approx k_i / n_e$. Vậy nên, hiệu năng của các hệ thống cơ bản phụ thuộc vào hiệu quả của mã kênh. Hơn

nữa, k_i (hoặc n_e) thường có giá trị lớn. Dựa vào lý thuyết thông tin như dung lượng dừng là chính xác, mặc dù được xác định cho các gói tin có kích thước lớn dạng xấp xỉ. Tóm lại, mã hóa tải dữ liệu sử dụng mã kênh tốt cho phép truyền dẫn tin cậy ở tốc độ đạt được gần với dung lượng kênh.

1.3. Đánh giá hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn

1.3.1. Chiều dài gói tin

Để đánh giá những số liệu liên quan lý thuyết thông tin, chúng ta cần xem xét một kênh thông tin. Kênh thông tin là phần trung tâm của một mô hình vô tuyến được xem xét, miêu tả mối quan hệ giữa tín hiệu đầu vào và tín hiệu đầu ra trên các kênh người dùng. Trong kỹ thuật truyền tin gói ngắn hiện tại mỗi kênh người dùng tương ứng với một symbol phức được phát đi. Tốc độ *R* của một hệ thống thông tin được định nghĩa là tỉ số k/n các bít thông tin trên số symbol được phát đi. Trường hợp lý tưởng, chúng ta muốn thiết kế các hệ thống thông tin cho giá trị *R* càng lớn càng tốt, trong khi đó xác suất lỗi gói P_e càng nhỏ càng tốt. Ta định nghĩa $R^*(n,\text{ò})$ là tốc độ mã hóa tối đa dựa trên chiều dài gói tin hữu hạn *n* và xác suất lỗi gói ò.

Các tham số lý thuyết thông tin truyền thống, như dung lượng và dung lượng dừng có thể đạt được trực tiếp từ $R^*(n,\text{ò})$ bằng cách áp dụng các giới hạn thích hợp. Cụ thể, dung lượng dừng $C_{\text{ò}}$ được định nghĩa là tốc độ k/n lớn nhất đối với mọi chiều dài gói tin *n* đủ lớn, tồn tại cặp mã hóa/giải mã (f_n, g_n) có xác suất lỗi gói tin không vượt quá ò.. Do đó, trái ngược với $R^*(n,\text{ò})$, định nghĩa của $C_{\text{ò}}$ bao gồm các cặp mã hóa/giải mã có chiều dài gói tin cố định *n*, thay vào đó ta sẽ xem xét các cặp mã hóa/giải mã có chiều dài gói đủ lớn để xác suất lỗi giảm xuống dưới ò. Theo đó, $C_{\text{ò}}$ có thể đạt được từ $R^*(n,\text{ò})$ dựa vào

$$C_{\text{ò}} = \lim_{n\to\infty} R^*(n,\text{ò}). \tag{1.4}$$

Dung lượng *C* (truyền thông vô tuyến gọi là dung lượng ergodic) được định nghĩa là k/n lớn nhất, sao cho tồn tại cặp mã hóa/giải mã (f_n, g_n) có xác suất lỗi gói nhỏ tùy ý bằng cách lựa chọn độ dài gói đủ lớn. Do đó, trái ngược với định nghĩa về

dung lượng dừng yêu cầu xác suất lỗi gói nhỏ hơn ò, định nghĩa về dung lượng lớn hơn khi đòi hỏi xác suất lỗi gói nhỏ tùy ý. Do đó, *C* có thể đạt được từ $C_{ò}$ bằng cách cho ò tiến về giá trị 0, cụ thể là

$$C = \lim_{ò \to 0} C_{ò} = \lim_{ò \to 0} \lim_{n \to \infty} R^{*}(n, ò). \tag{1.5}$$

Dung lượng đặc trưng cho tốc độ truyền lớn nhất mà tại đó truyền thông đáng tin cậy là khả thi khi không có hạn chế về độ dài gói tin. Tương tự, dung lượng dừng đặc trưng cho tốc độ truyền lớn nhất mà tại đó truyền thông với xác suất lỗi gói tin không vượt quá ò là rất khả thi, khi điều kiện là không bị giới hạn về độ dài gói tin. Theo đó, cả hai thông số này rất phù hợp cho các hệ thống thông tin vô tuyến hiện tại, trong đó kích thước gói tin thường lớn. Tuy nhiên, việc đánh giá hiệu quả của truyền thông gói tin ngắn đòi hỏi phải phân tích cụ thể hơn về $R^{*}(n, ò)$. Tuy nhiên, giá trị chính xác của $R^{*}(n, ò)$ vẫn chưa được xác định, ngay cả các mô hình kênh đơn giản hơn nhiều để phân tích so với các giá trị được xem xét trong truyền thông vô tuyến. Thật vậy, việc xác định $R^{*}(n, ò)$ là một bài toán rất phức tạp và độ phức tạp của nó là tăng gấp đôi theo chiều dài gói tin *n*.

Tuy nhiên, trong thời gian gần đây, cộng đồng lý thuyết thông tin đã có những tiến bộ đáng kể trong việc giải quyết vấn đề định lượng $R^{*}(n, ò)$ và giải quyết vấn đề tồn tại lâu nay về việc tính toán các ràng buộc độ trễ. Dựa trên các kết quả tiệm cận trước đó của Dobrushin và Strassen, Polyanskiy và cộng sự [3] gần đây đã cung cấp một phương pháp để có được các giới hạn trên $R^{*}(n, ò)$. Các tác giả đã chỉ ra rằng đối với các kênh khác nhau có dung lượng dương *C*, tốc độ mã hóa tối đa $R^{*}(n, ò))$ có thể được đưa ra bởi

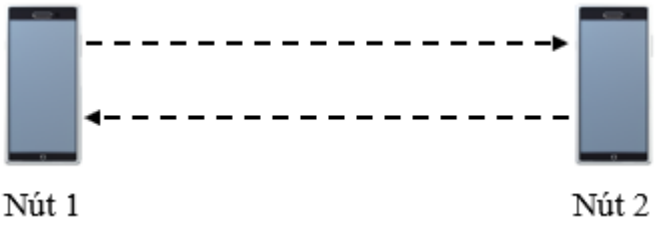
$$R^{*}(n, ò) = C - \sqrt{\frac{V}{n}} Q^{-1}(ò) + \mathrm{O}\left(\frac{\log n}{n}\right) \tag{1.6}$$

trong đó $\mathrm{O}\left(\frac{\log n}{n}\right)$ bao gồm các thành phần còn lại của phương trình (1.6), tuỳ thuộc vào các giả sử kênh truyền (thông thường thành phần $\mathrm{O}\left(\frac{\log n}{n}\right)$ sẽ bằng $\frac{\log n}{n}$,

trường hợp truyền qua kênh truyền nhiễu trắng AWGN thì thành phần $O\left(\frac{\log n}{n}\right)$ sẽ xấp xỉ $\frac{\log n}{2n}$, $Q^{-1}(.)$ là nghịch đảo của của hàm Q Gauss, $C(\gamma)$ là dung lượng kênh Shannon, với $C(x)=\log_2(1+x)$ và $V(\gamma)$ gọi là độ phân tán kênh (suy hao kênh truyền), $V(x)=\frac{\left(2x+x^2\right)\log(e)^2}{(1+x)^2}$. Phương trình (1.6) là phương trình liên quan giữa độ dài gói tin và xác suất lỗi khi truyền, có nghĩa rằng để có được xác suất lỗi mong muốn là ε, thì ta phải sử dụng gói tin truyền có kích thước gói là n.

1.3.2. Phân tích xác suất lỗi của giao thức truyền gói tin ngắn

Xem xét giao thức truyền thông tin hai chiều trong Hình 1.6, trong đó nút 1 gửi một một gói tin có chứa dữ liệu đến nút 2, nút 2 nhận được gói tin dữ liệu đúng sẽ xác nhận bằng cách gửi lại gói tin ACK (Acknowledge) cho nút 1, gói tin ACK có vai trò như xác nhận lại việc đã nhận gói tin chính xác. Gói tin được truyền đúng từ nút 1 đến nút 2 theo giao thức trao đổi tuần tự [1].



Hình 1.6: Mô hình truyền thông tin hai chiều với dữ liệu nút 1 và ACK từ nút 2.

Giả sử gói tin từ nút 1 được nhận đúng ở nút 2, có xác suất tương ứng là $1-\varepsilon_1$. Nút 2 gửi lại một gói tin ACK để xác nhận đến nút 1, xác suất gói tin ACK được nhận đúng ở nút 1 là $1-\varepsilon_2$. Chúng ta xem xét ảnh hưởng truyền thông tin trên một kênh nhiễu (noisy channel) và số lượng kênh truyền hữu hạn, khi đó không có giao thức nào có thể hoàn toàn đạt được thông tin có độ tin cậy hoàn hảo. Điều đó có nghĩa rằng một gói tin nhận được không chính xác (sự kiện xảy ra với xác suất là ε_1) hoặc nhận được một gói ACK không đúng (sự kiện này có xác suất là ε_2), do trong quá trình giải mã bị lỗi nếu kích thước gói tin là nhỏ, với trường hợp ε_1 và ε_2 lớn. Do vậy, giả sử

việc phát hiện gói tin bị lỗi và truyền ACK đều là hoàn hảo (gọi là phản hồi 1 bít) là hoàn toàn sai nếu xem xét chiều dài gói tin là nhỏ.

Để trình bày rõ hơn về mô hình trong Hình 1.6, giả sử xem xét kênh truyền là kênh AWGN với $\rho = 10,$ ta viết lại phương trình (1.6) như sau:

$$R^*\left(n,\grave{o}\right) \approx C - \sqrt{\frac{V}{n}}Q^{-1}\left(\grave{o}\right) + \frac{\log_2 n}{2n}, \tag{1.7}$$

với $C\left(\rho\right) = \log\left(1+\rho\right),\ V\left(\rho\right) = \dfrac{\left(2\rho+\rho^2\right)\log_2\left(e\right)^2}{\left(1+\rho\right)^2}.$

Thực hiện xấp xỉ (1.7), với $k = Rn,$ ta tính được xác suất lỗi ò theo k và n. Trước tiên, thay thế $R = k/n$ vào vế trái của phương trình (1.7), ta có

$$\frac{k}{n} \approx C - \sqrt{\frac{V}{n}}Q^{-1}\left(\grave{o}\right) + \frac{\log_2 n}{2n}. \tag{1.8}$$

Tiến hành chuyển vế và tính toán cho (1.8), ta được như sau:

$$\sqrt{\frac{V}{n}}Q^{-1}\left(\grave{o}\right) \approx C - \frac{k}{n} + \frac{\log_2 n}{2n} \Leftrightarrow Q^{-1}\left(\grave{o}\right) \approx \frac{\sqrt{n}\left(2nC - 2k + \log_2 n\right)}{2n\sqrt{V}}. \tag{1.9}$$

Từ biểu thức (1.9), ta có xác suất lỗi ò theo k và n được viết lại là

$$\grave{o}\left(k,n\right) \approx Q\left(\frac{nC - k + \dfrac{\log_2 n}{2}}{\sqrt{nV}}\right). \tag{1.10}$$

Để giải quyết vấn đề trên ta xem xét ví dụ như sau, giả sử rằng nút 1 có 12 byte dữ liệu được gửi đi. Giả sử gói tin đó được gửi đi bởi nút 1 và có chứa địa chỉ nguồn, địa chỉ đích, một bít cho điều khiển lưu lượng và các byte dữ liệu. Do đó, nút 1 truyền $k_{i,1} = 96$ bít dữ liệu và $k_{0,1} = 97$ bít thông tin điều khiển, kết quả là $k_1 = k_{i,1} + k_{0,1} = 193$ bít. Gói ACK được gửi bởi nút 2, gồm có địa chỉ nguồn, địa chỉ đích và một bít ACK. Đối với gói tin ACK, có $k_{i,2} = 0$ bít dữ liệu và $k_{0,2} = 97$ bít thông tin điều khiển, do đó $k = k_{i,2} + k_{0,2} = 97$ bít. Đặt n là tổng số kênh truyền sẵn có để gửi dữ liệu và ACK. Để tối ưu giao thức, ta tìm số kênh người dùng tối ưu n_1

bởi nút 1 và $n_2 = n - n_1$ bởi nút 2, do đó độ tin cậy truyền dẫn được cho bởi $\left(1-\grave{o}^*\left(k_1,n_1\right)\right)\left(1-\grave{o}^*\left(k_2,n_2\right)\right)$ là tối đa. Những giá trị này có thể tìm được bằng phép xấp xỉ. Ví dụ, giá trị tối thiểu của *n* cung cấp độ tin cậy truyền là

$$\left(1-\grave{o}^*\left(k_1,n_1\right)\right)\left(1-\grave{o}^*\left(k_2,n_2\right)\right) > 0.999,$$

khi đó $n = 203,$ với $n_1 = 132$ kênh sử dụng cho truyền gói dữ liệu và $n_2 = 71$ kênh sử dụng để gửi gói tin ACK.

Một ví dụ khác, cố định $n = 250$ là số kênh sử dụng tối đa cho phép. Tối ưu bằng phương pháp số đạt được độ tin cậy lớn nhất $\left(1-\grave{o}^*\left(k_1,n_1\right)\right)\left(1-\grave{o}^*\left(k_2,n_2\right)\right)$ đưa ra $n_1 = 158$ và $n_2 = 92.$ Kết quả là độ tin cậy gần bằng 1 và thông lượng $\left(1-\grave{o}^*\left(k_1,n_1\right)\right)\left(1-\grave{o}^*\left(k_2,n_2\right)\right)k_{i,1} / n = 0.384$ bít trên kênh sử dụng.

Trong nhiều trường hợp, không giá trị biến thực tế cho n_1 và n_2, cấu trúc song công phân chia thời gian cố định (Time Division Duplex: TDD) là $n_1 = n_2.$ Với cấu trúc như vậy, ta giả sử rằng $n_1 = n_2 = 125,$ như vậy ACK cho các gói tin đến trong vòng $n = 250$ kênh sử dụng để bắt đầu truyền dữ liệu. Một gói tin gửi bởi nút 1 và nút 2 chứa 194 bít, trong đó có 96 bít dữ liệu, 96 bít địa chỉ, 1 bít cho điều khiển luồng dữ liệu và 1 bít cho ACK. Đánh giá các tham số lỗi gói được cho bởi $\grave{o}^*\left(k_1,n_1\right) = \grave{o}^*\left(k_2,n_2\right) = 0.0118.$ Ta nhận thấy rằng, độ tin cậy giảm rõ rệt mặc dù thông lượng gần như tăng gấp đôi đến 0.759 bít trên kênh sử dụng.

Những ví dụ đơn giản này, đã cho thấy rằng điều chỉnh độ dài gói tin và tốc độ mã hoá là rất tiềm năng để đạt được độ tin cậy cao. Tuy nhiên, lưu ý rằng sự linh hoạt trong độ dài gói tin là cần thiết. Điều này có nghĩa là giao thức cần phải dành riêng một số bít trong mỗi gói cho thông tin điều khiển để miêu tả độ dài gói. Việc sử dụng độ dài khe được xác định trước, tạo ra một thiết kế hệ thống mạnh mẽ, do không có lỗi bổ sung gây ra bởi việc trao đổi thông tin điều khiển. Điều này thể hiện rằng, việc thiết kế các giao thức hỗ trợ độ tin cậy cực cao, một phương pháp khả thi là yêu cầu tất cả các phần tử của giao thức/ thông tin điều khiển thường được giả sử là được nhận hoàn hảo.

Phân tích xác suất lỗi khối của truyền gói tin ngắn: Từ phương trình (1.6) và biểu thức xác suất lỗi (1.10), trong chế độ độ dài khối hữu hạn, xác suất lỗi khối được xấp xỉ theo công thức chuẩn của Polyanskiy [3]: ò ≈ Q((C – R).$\sqrt{n/V}$) đây là dạng tương đương của (1.10), trong đó C = $\log_2(1+\gamma)$ là dung lượng Shannon, R = b/n là tốc độ mã hóa, V = $(1-(1+\gamma)^{-2})\cdot(\log_2 e)^2$ là độ phân tán kênh (channel dispersion) và Q(·) là hàm Gauss-Q. Biểu thức này cho thấy: (i) khi độ dài khối n tăng, đối số của hàm Q tăng theo $\sqrt{n}$ nên ò giảm theo hàm mũ; (ii) khi tốc độ R tiến gần dung lượng C thì đối số tiến về 0 và ò → 0,5, tức lỗi khối lớn nhất; (iii) khi SNR tăng thì C tăng, làm ò giảm nhanh. Đây chính là khác biệt căn bản so với chế độ gói dài, nơi ò có thể nhỏ tùy ý miễn là R < C.

Đối với giao thức truyền hai chiều ở Hình 1.6 (nút 1 gửi dữ liệu, nút 2 phản hồi ACK), do mỗi chiều đều có xác suất lỗi hữu hạn (ò data cho gói dữ liệu và $ò_{ACK}$ cho gói ACK), xác suất một chu kỳ trao đổi thành công là $(1-ò_{data})(1-ò_{ACK})$. Vì vậy, xác suất lỗi tổng của cả quá trình truyền hai chiều được xác định bởi

$$ò_{1\leftrightarrow 2} = 1-(1-ò_{data})(1-ò_{ACK}) \approx ò_{data} + ò_{ACK} \qquad (1.11)$$

với $ò_{data}$, $ò_{ACK}$ nhỏ. Công thức (1.11) khẳng định giả thiết "phản hồi 1 bít hoàn hảo" không còn đúng khi kích thước gói nhỏ, đồng thời cho thấy độ tin cậy đầu-cuối bị chi phối bởi chiều truyền có xác suất lỗi lớn hơn.

Ảnh hưởng của cấu hình đa chặng tới BLER: Đề án tập trung phân tích hệ thống đơn chặng (S–D) và hệ thống MIMO TAS/SC một chặng. Trong trường hợp hệ thống là đa chặng (multi-hop), ví dụ mạng chuyển tiếp giải mã-chuyển tiếp (DF) gồm K chặng nối tiếp, một khối tin chỉ được xem là truyền đúng khi tất cả các chặng đều giải mã đúng. Do đó, tỉ lệ lỗi khối đầu-cuối được xấp xỉ bởi $BLER_{e2e} = 1-\prod_i(1-BLER_i) \approx \Sigma_i BLER_i$ (khi các $BLER_i$ đủ nhỏ), với $BLER_i$ là tỉ lệ lỗi khối của chặng thứ i. Biểu thức này cho thấy BLER đầu-cuối tăng gần như tuyến tính theo số chặng K, đồng thời tổng độ trễ và tổng độ dài khối cũng tăng theo, điều bất lợi cho các ứng dụng uRLLC. Để giảm ảnh hưởng này có thể áp dụng: (i) lựa chọn nút/ăng-ten tốt nhất ở mỗi chặng (relay selection, TAS/SC) nhằm cực đại SNR và giảm $BLER_i$; (ii) phân bổ công suất và độ dài khối tối ưu giữa các chặng, ưu tiên chặng yếu; (iii) dùng

phân tập hợp tác và kết hợp tín hiệu (MRC/SC) tại đích; (iv) áp dụng truyền lại tăng phần dư (HARQ-IR) để bổ sung độ dài khối khi cần; (v) chọn chế độ song công toàn phần (FD) hợp lý để giảm số pha truyền. Việc mở rộng mô hình TAS/SC sang cấu hình đa chặng là một hướng nghiên cứu tiếp theo của đề án.

1.4. Khảo sát các công trình nghiên cứu liên quan

Truyền thông gói tin ngắn đã thu hút sự quan tâm của nhiều nhóm nghiên cứu trong và ngoài nước ở nhiều góc độ, từ lý thuyết thông tin đến các mô hình giải pháp kỹ thuật cụ thể. Mục này khảo sát một số công trình tiêu biểu làm cơ sở xác định khoảng trống nghiên cứu của đề án.

Nghiên cứu SPC cho các hệ thống vô tuyến với các tham số đặc tính kênh cũng như giải pháp kỹ thuật đã được nhiều nhà nghiên cứu đề cập ở nhiều góc độ khác nhau. Tuy nhiên, việc truyền gói tin ngắn trong hệ thống MIMO với kỹ thuật TAS, BLER trung bình và độ dài khối tối thiểu (minimum blocklength) là nội dung nhận được nhiều sự quan tâm. Truyền thông gói tin ngắn được giới thiệu bởi Polyanskiy và cộng sự, để giảm độ trễ truyền thông lớp vật lý [3]. Trong đó đã giới thiệu một thông số hiệu năng mới, tỷ lệ lỗi khối (BLER) trung bình, để đo lường chính xác hiệu năng của truyền thông gói tin ngắn. Đặc biệt tốc độ mã hóa kênh tối đa có thể đạt được theo độ dài khối cố định và xác suất lỗi đã được nghiên cứu trong các kênh nhiễu Gauss trắng cộng (Additive White Gaussian Noise: AWGN). Trên cơ sở đó có nhiều nghiên cứu từ góc độ lý thuyết thông tin cũng như thực tế mô hình giải pháp kỹ thuật. Trong [4], Sun và cộng sự lần đầu tiên đã xem xét hệ thống đa truy cập không trực giao (Non-Orthogonal Multiple Access: NOMA) đường xuống hai người dùng trong SPC và chỉ ra chỉ ra rằng NOMA hoạt động tốt hơn đáng kể so với đa truy cập trực giao (Orthogonal Multiple Access: OMA) nhằm đạt được hiệu quả thông lượng cao hơn trong cùng điều kiện ràng buộc về độ dài khối hữu hạn (finite blocklength). Trong [5], tác giả đã nghiên cứu vấn đề hiệu quả năng lượng (energy-efficiency) cho đường lên (uplink) NOMA dựa vào mMTC sử dụng SPC. Lai và cộng sự trong [6] đã khảo sát một hệ thống NOMA-SPC đường xuống hai người dùng trong đó một người dùng gần chuyển tiếp các tín hiệu dành cho

người dùng ở xa trên các kênh pha đinh Rayleigh phẳng (flat Rayleigh fading channels). Tuy nhiên, vì người dùng gần hoạt động ở chế độ bán song công (Half-Duplex: HD), phải sử dụng hai pha để hoàn thành một chu kỳ truyền dẫn. Trong [7], giao thức NOMA-SPC cộng tác bao gồm một trạm gốc, nút chuyển tiếp HD và máy thu được trang bị bộ kết hợp tỉ số tối đa (Maximal Ratio Combining: MRC) hoặc bộ thu SC, cũng đã được nghiên cứu. Gần đây, các tác giả trong [8] đánh giá hiệu năng của các mô hình chuyển tiếp song công (Full-Duplex: FD) NOMA cộng tác sử dụng SPC, trong đó đưa ra các biểu thức BLER trung bình cho hai người dùng. Cụ thể, các tác giả đã xem xét hai trường hợp trong đó hiện tượng tự nhiễu dư (Residual Self-Interference: RSI) tại nút chuyển tiếp FD là kênh pha đinh tự do hoặc kênh pha đinh Rayleigh. Các kết quả thu được ở [8] cho thấy rằng trong miền SNR cao, hiệu năng BLER trung bình ở người dùng trong những trường hợp này là như nhau. Tuy nhiên, chỉ có bộ kết hợp MRC tại các người dùng xa mới được xem xét trong [8]. Mặc dù bộ kết hợp MRC đạt được hiệu năng tối ưu, tuy nhiên việc triển khai đòi hỏi yêu cầu cả biên độ và pha của tất cả các hệ số kênh là rất phức tạp. Không giống như MRC, SC chỉ chọn nhánh phân tập (diversity branch) có SNR cao nhất để giải mã tín hiệu nhận được [9], việc thực hiện SC đơn giản hơn MRC.

Hơn nữa, SPC được sử dụng trong các mạng hợp tác thông thường cũng như bởi các người dùng trung gian hoạt động như các thiết bị chuyển tiếp như là khuếch đại và chuyển tiếp (Amplify-and-Forward: AF) và giải mã và chuyển tiếp (Decode-and-Forward: DF) để tăng hiệu năng hệ thống [10]-[12]. Các tác giả trong [10], đã đưa ra BLER trung bình cho các mạng chuyển tiếp song công và bán song công. Các kết quả cho thấy mạng chuyển tiếp song công hoàn toàn vượt trội so với mạng chuyển tiếp bán song công với cùng công suất phát và các yêu cầu BLER. Lopez và cộng sự [11] đã giảm BLER và độ trễ trong mạng hai chặng DF với thu thập năng lượng vô tuyến, trong khi Nouri và cộng sự [12] đã tối đa hóa hiệu năng của mạng hai chặng DF dựa vào bộ kết hợp MRC.

Từ khảo sát trên có thể thấy, việc truyền gói tin ngắn trong hệ thống MIMO sử dụng đồng thời kỹ thuật lựa chọn ăng-ten phát (TAS) và bộ kết hợp có lựa chọn (SC),

được đánh giá qua tỉ lệ lỗi khối trung bình và độ dài khối tối thiểu, vẫn chưa được phân tích đầy đủ. Đây chính là khoảng trống nghiên cứu mà đề án tập trung giải quyết.

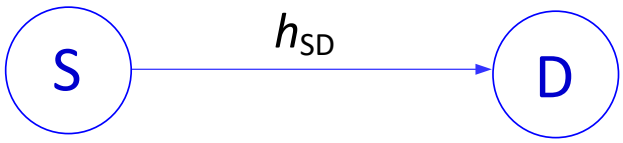
1.5. Kết luận Chương 1

Chương 1 đã trình bày những những vấn đề tổng quan về truyền thông vô tuyến, hệ thống MIMO, kỹ thuật lựa chọn ăng-ten pháp, các kỹ thuật phân tập thu, những nội dung cơ bản về truyền thông gói tin ngắn.

Chương 2: MÔ HÌNH HỆ THỐNG

2.1. Mô hình hệ thống đơn chặng với truyền thông gói tin ngắn

2.1.1. Mô hình kênh truyền



Hình 2.1: Mô hình nghiên cứu của hệ thống đơn chặng với truyền thông gói tin ngắn [A1].

Trong Hình 2.1, chúng ta xem xét một hệ thống đơn chặng trong thông tin vô tuyến (truyền thông) gói tin ngắn, trong đó có một nút nguồn (Source: S) muốn truyền dữ liệu đến một nút đích (Destination: D). Giả sử rằng các nút S và D là các thiết bị vô tuyến đơn ăng-ten.

Xem xét quá trình truyền dữ liệu tại một khe thời gian bất kỳ. Đặt h_{SD} là hệ số kênh truyền và γ_{SD} là độ lợi kênh truyền của nút nguồn S đến nút đích D. Chúng tôi cũng giả sử rằng kênh liên kết S-D là pha-đinh Rayleigh khối phẳng, có nghĩa rằng không thay đổi trong một khe thời gian nhưng thay đổi độc lập giữa các khe thời gian khác nhau. Độ lợi kênh truyền $\gamma_{SD} = |h_{SD}|^2$, là biến ngẫu nhiên (Random Variable: RV) có phân bố hàm mũ với hàm phân bố tích lũy (Cumulative Distribution Function: CDF) và hàm mật độ xác suất (Probability Density Function: PDF) được cho bởi

$$F_{\gamma_{SD}}(x) = 1 - \exp(-\lambda_{SD} x), \quad f_{\gamma_{SD}}(x) = \lambda_{SD} \exp(-\lambda_{SD} x), \tag{2.1}$$

với λ_{SD} là tham số của biến ngẫu nhiên γ_{SD}, cụ thể $\lambda_{SD} = 1/\mathrm{E}\{\gamma_{SD}\}$ và $\mathrm{E}\{.\}$ là toán tử kỳ vọng thống kê.

Xét quá trình truyền dữ liệu từ nguồn S đến đích D, tín hiệu thu được tại D là

$$y_D = \sqrt{P_S} h_{SD} x_0 + n_D, \tag{2.2}$$

ở đây, x_0 là xác định là dữ liệu của S, P_s là công suất phát của S, n_D là nhiễu cộng có phân bố Gauss (Additive White Gaussian Noise: AWGN) tại D, có trung bình bằng 0 và phương sai N_0.

Tỉ số tín hiệu trên nhiễu (Signal-to-Noise Ratio: SNR) tức thời tại nút đích là

$$\Psi_D = \frac{P_S \gamma_{SD}}{N_0} = \Delta \gamma_{SD}, \tag{2.3}$$

với $\Delta = P_S / N_0$ là tỉ số SNR phát.

Áp dụng (2.1), ta có hàm CDF của Ψ_D là

$$F_{\Psi_D}(x) = \Pr(\Delta \gamma_{SD} < x) = \Pr\left(\gamma_{SD} < \frac{x}{\Delta}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta} x\right). \tag{2.4}$$

2.1.2. Phân tích hiệu năng

Phần này, chúng ta sử dụng thông số tỉ lệ lỗi khối ở dạng chính xác để tiến hành đánh giá hiệu năng của hệ thống.

Một trong những thông số quan trọng nhất để đánh giá một hệ thống vô tuyến là tỉ lệ lỗi khối (Block Error Rate: BLER) trung bình. Tỉ lệ lỗi khối trung bình được định nghĩa là xác suất lỗi của các khối tin khi truyền (khối tin là những gói tin trong chế độ mã hoá chiều dài khối hữu hạn sẽ mã hoá gói tin thành các khối tin để truyền đi). Xem xét chiều dài khối tin k trong hệ thống truyền thông sử dụng chế độ mã hoá chiều dài khối hữu hạn. Hai thông số BLER và k là hai thông số quan trọng mà trong đề án sẽ tập trung phân tích và đánh giá.

Mối tương quan giữa BER và BLER: Tỉ lệ lỗi bít (Bit Error Rate: BER) đo xác suất lỗi trên từng bít, còn tỉ lệ lỗi khối (BLER) đo xác suất lỗi của cả khối tin. Với một khối gồm L bít và giả thiết các lỗi bít độc lập, quan hệ giữa chúng là BLER = $1 - (1 - \mathrm{BER})^{L} \approx L \cdot \mathrm{BER}$ (khi BER nhỏ). Ví dụ, với khối L = 256 bít và BER = 10^{-5} thì BLER $\approx 1 - (1 - 10^{-5})^{256} \approx 2{,}56 \times 10^{-3}$; nếu BER = 10^{-6} thì BLER $\approx 2{,}56 \times 10^{-4}$. Có thể

thấy BLER luôn lớn hơn BER và tăng theo độ dài khối, nên với cùng một yêu cầu độ tin cậy ở mức khối (ví dụ BLER $\leq 10^{-5}$ cho uRLLC), khối càng dài càng đòi hỏi BER (hay SNR) thấp hơn. Lưu ý công thức trên chỉ đúng cho hệ thống không mã hóa với lỗi bít độc lập; trong hệ thống có mã hóa kênh độ dài khối hữu hạn (như xét trong đề án), quan hệ BER–BLER không còn ở dạng đơn giản mà được đặc trưng qua hàm Q của độ phân tán kênh như ở (2.5). Dù vậy, xu hướng chung được bảo toàn: SNR tăng làm cả BER và BLER cùng giảm.

Giả sử rằng k là tổng chiều dài của khối tin, như đã đề cập ở trên, đã giả sử rằng sử dụng kênh truyền là pha-đinh khối phẳng, có hệ số kênh truyền cố định trong mỗi khối và chúng sẽ có sự thay đổi độc lập giữa các khối với nhau. Khi S truyền β bít thông tin, thì tốc độ mã hóa của hệ thống là $r = \beta / k$.

Chiều dài khối tin yêu cầu tối thiểu là 100 [14]. Gọi $C(x) = \log_2(1+x)$ là dung lượng chuẩn hóa kênh truyền Shannon và $V(x) = \dfrac{\left(2x + x^2\right)\log_2(e)^2}{(1+x)^2}$ là hàm phân tán kênh truyền, được định nghĩa trong [3]. Theo bài báo của Wei Yang và cộng sự [15] đã tìm được công thức liên hệ giữa tỉ lệ lỗi khối và tốc độ trên mỗi khe thời gian ở kênh pha đinh tĩnh. Do đó, tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình được tính như sau:

$$\overline{\varepsilon_X} = \mathrm{E}_{\Psi_\mathrm{X}}\left\{ Q\left(\frac{C(\Psi_\mathrm{X}) - r}{\sqrt{V(\Psi_\mathrm{X})/k}} \right) \right\}, \tag{2.5}$$

với $\overline{\varepsilon_X}$ là tỉ lệ lỗi khối và $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2} \right) dx$ là hàm $Q(.)$ function.

Từ (2.5), tỉ lệ khối trung bình có thể được tính như sau:

$$\overline{\varepsilon_X} \approx \int_0^\infty Q\left(\frac{C(\Psi_\mathrm{X}) - r}{\sqrt{V(\Psi_\mathrm{X})/k}} \right) f_{\Psi_\mathrm{X}}(x)\, dx, \tag{2.6}$$

với $f_X(x)$ là hàm mật độ xác suất của biến ngẫu nhiên *X*. Do tích phân trong (2.6) không tồn tại dạng đóng do sự phức tạp của hàm $Q(.)$ và đối số. Để tính toán (2.6),

ta sử dụng xấp xỉ của hàm $Q(.)$, ta biểu diễn lại hàm $Q(.)$ như công thức (14) của tài liệu [14], cụ thể $Q\left(\frac{C(\Psi_X)-r}{\sqrt{V(\Psi_X)/k}}\right) \approx Z(\Psi_X)$, với

$$Z(\Psi_X)=\begin{cases}1, & \Psi_X \le \rho_1 \\ 0.5-\upsilon\sqrt{k}(\Psi_X-\theta), & \rho_1 < \Psi_X < \rho_2, \\ 0, & \Psi_X \ge \rho_2\end{cases} \quad (2.7)$$

trong đó $\upsilon=\frac{1}{2\pi\sqrt{2^{2r}-1}}$, $\rho_1=\theta-\frac{1}{2\upsilon\sqrt{k}}$, $\rho_2=\theta+\frac{1}{2\upsilon\sqrt{k}}$ và $\theta=2^r-1$.

Thay thế (2.7) vào (2.6), ta có:

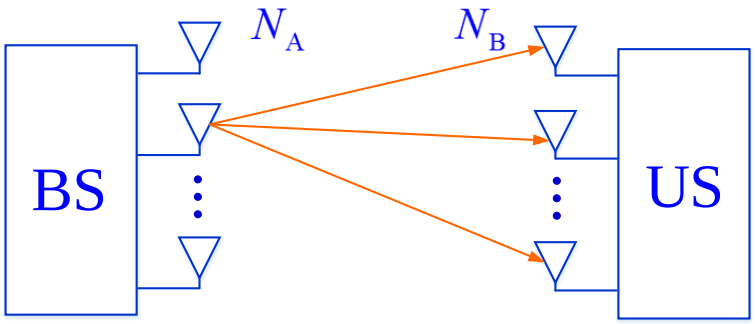
$$\begin{aligned}\overline{\varepsilon_X} &\approx \int_0^\infty Z(\Psi_X) f_{\Psi_X}(x)dx = \int_0^\infty Z(\Psi_X) dF_{\Psi_X}(x) \\ &= \left[Z(\Psi_X)F_{\Psi_X}(x)\right]\Big|_{x=0}^{x=\infty} - \int_0^\infty F_{\Psi_X}(x) dZ(\Psi_X) \\ &= \upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2} F_{\Psi_X}(x)dx.\end{aligned} \quad (2.8)$$

Thay (2.4) vào (2.8), ta có tỉ lệ lỗi khối dạng chính xác được tính như sau:

$$\begin{aligned}\overline{\varepsilon_X} &\approx \upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2} F_{\Psi_D}(x)dx = \upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2}\left[1-\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}x\right)\right]dx \\ &= \upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2} dx - \upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2}\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}x\right)dx \\ &= \upsilon\sqrt{k}\,x\Big|_{\rho_1}^{\rho_2} + \frac{\upsilon\sqrt{k}\Delta}{\lambda_{SD}}\left[\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}x\right)\right]\Big|_{\rho_1}^{\rho_2} \\ &= \upsilon\sqrt{k}(\rho_2-\rho_1) + \frac{\upsilon\sqrt{k}\Delta}{\lambda_{SD}}\left[\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}\rho_2\right)-\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}\rho_1\right)\right] \\ &= 1+\frac{\upsilon\sqrt{k}\Delta}{\lambda_{SD}}\left[\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}\rho_2\right)-\exp\left(-\frac{\lambda_{SD}}{\Delta}\rho_1\right)\right].\end{aligned} \quad (2.9)$$

2.2. Mô hình hệ thống MIMO TAS/SC với truyền thông gói tin ngắn

2.2.1. Mô hình kênh truyền



Hình 2.2: Mô hình hệ thống MIMO TAS/SC trong truyền gói tin ngắn [A2].

Trong phần này, chúng ta nghiên cứu mô hình hệ thống MIMO TAS/SC trong truyền gói tin ngắn như được thể hiện trong Hình 2.2, trong đó một trạm gốc (Base Station: BS) được trang bị N_A ăng-ten muốn truyền dữ liệu đến một người dùng (User: US) có N_B ăng-ten trên kênh truyền pha-đinh Rayleigh. Trong mỗi khe thời gian, BS sử dụng kỹ thuật lựa chọn ăng-ten phát (Transmit Antenna Selection: TAS) tốt nhất của mình để truyền gói tin đến US và để nâng cao chất lượng tín hiệu thu thì US sử dụng kỹ thuật kết hợp có lựa chọn (Selection Combining: SC). Trong đó ký hiệu $\gamma_{n,m}$ là độ lợi kênh truyền giữa ăng-ten phát thứ *n* của BS và ăng-ten thu thứ *m* của US, với $(n=1,...,N_A)$ và $(m=1,...,N_B)$, tương ứng. Giả sử rằng tất cả các kênh truyền là pha-đinh trong khối phẳng, chúng độc lập và được phân bố đồng nhất (Independent and Identically Distributed: i.i.d), có nghĩa là tất cả chúng không đổi trong một khe thời gian nhưng giữa các khe thời gian khác nhau có sự thay đổi độc lập. Do đó, độ lợi kênh truyền $\gamma_{n,m}$ là biến ngẫu nhiên phân bố hàm mũ, với tham số đặc trưng Ω_{US}, hàm phân bố tích lũy (CDF) và hàm mật độ xác suất (PDF) của biến ngẫu nhiên $\gamma_{n,m}$ được xác định là.

$$F_{\gamma_{n,m}}(x)=1-\exp(-\Omega_{US}x),\ f_{\gamma_{n,m}}(x)=\Omega_{US}\exp(-\Omega_{US}x), \tag{2.10}$$

với $\Omega_{US}=1/\mathrm{E}\{\gamma_{n,m}\}$ và $\mathrm{E}\{.\}$ là toán tử kỳ vọng.

Giả sử BS sử dụng ăng-ten phát thứ *n* để truyền gói tin đến US, tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) tức thời nhận được tại ăng-ten thu thứ *m* của US được cho là

$$\Psi_{n,m} = \frac{P_S \gamma_{n,m}}{N_0} = \Delta \gamma_{n,m}, \tag{2.11}$$

với P_S là công suất của BS, $\Delta = P_S / N_0$ là SNR phát, N_0 là phương sai của nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) tại US.

Khi BS sử dụng kỹ thuật TAS để truyền dữ liệu, trong tập N_A ăng-ten, khi đó BS lựa chọn ăng-ten có chỉ số tốt nhất và US sử dụng kỹ thuật SC nhằm kết hợp tất cả các tín hiệu thu tại US để chọn liên kết có SNR lớn nhất để giải mã dữ liệu. Kỹ thuật TAS/SC được miêu tả như sau:

$$a,b: \ \gamma_{a,b} = \max_{n=1,2,...,N_A} \max_{m=1,2,...,N_B} \left(\gamma_{n,m}\right), \tag{2.12}$$

trong đó, *a* và *b* lần lượt là chỉ số ăng-ten được lựa chọn tại BS và US, với $a \in \{1,2,...,N_A\}$ và $b \in \{1,2,...,N_B\}$.

Tiêu chí lựa chọn ăng-ten phát (TAS): Trong mỗi khe thời gian, BS chỉ kích hoạt một ăng-ten phát duy nhất đó là ăng-ten cho tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) thu lớn nhất tại US. Cụ thể, cặp chỉ số ăng-ten phát a (tại BS) và ăng-ten thu b (tại US) được chọn theo tiêu chí cực đại độ lợi kênh (a,b) = $\text{argmax}_{n,m} |h_{nm}|^2$, như thể hiện ở (2.12). Nhờ đó chỉ cần một chuỗi cao tần (RF chain) ở phía phát, giảm chi phí và độ phức tạp phần cứng nhưng vẫn khai thác được độ lợi phân tập bậc $N_A \cdot N_B$ của hệ thống MIMO. Tiêu chí này đòi hỏi BS biết thông tin trạng thái kênh (CSI) để chọn ăng-ten, thường thông qua phản hồi từ US.

Vậy nên, SNR đầu ra của bộ kết hợp được xác định là:

$$\Psi_{a,b} = \frac{P_S \gamma_{a,b}}{N_0} = \Delta \gamma_{a,b} = \Delta \max_{n=1,2,...,N_A} \left\{ \max_{m=1,2,...,N_B} \left(\gamma_{n,m}\right) \right\}, \tag{2.13}$$

Hàm CDF của $\Psi_{a,b}$ được tính như sau:

$$F_{\Psi_{a,b}}(x) = \Pr\left(\Delta \max_{n=1,2,\ldots,N_A}\left\{\max_{m=1,2,\ldots,N_B}\left(\gamma_{n,m}\right)\right\} < x\right)$$
$$= \Pr\left(\max_{n=1,2,\ldots,N_A}\left\{\max_{m=1,2,\ldots,N_B}\left(\gamma_{n,m}\right)\right\} < \frac{x}{\Delta}\right) \quad (2.14)$$
$$= \left[1-\exp\left(-\Omega_{US}\frac{x}{\Delta}\right)\right]^{N_A N_B}.$$

Thực hiện khai triển nhị thức Newton, hàm CDF trong (2.14) được viết lại là:

$$F_{\Psi_{a,b}}(x) = \left[1-\exp\left(-\frac{\Omega_{US}x}{\Delta}\right)\right]^{N_A N_B}$$
$$= 1+\sum_{t=1}^{N_A N_B}(-1)^t C_{N_A N_B}^t \exp\left(-\frac{t\Omega_{US}x}{\Delta}\right). \quad (2.15)$$

với $C_{N_A N_B}^t = (N_A N_B)!/t!(N_A N_B - t)!$ là hệ số nhị thức.

2.2.2. Phân tích hiệu năng

Tương tự như Mục 2.1.2, trong Phần này, chúng ta sử dụng thông số tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình dạng chính xác để đánh giá hiệu năng hệ thống MIMO sử dụng giao thức TAS/SC.

Giả sử rằng *k* là tổng chiều dài khối tin, như đã đề cập ở trên và giả sử rằng kênh truyền là pha-đinh khối tĩnh, trong mỗi khối có hệ số kênh truyền cố định và chúng sẽ thay đổi độc lập giữa các khối. Khi BS truyền β bít thông tin, thì tốc độ mã hóa của hệ thống là

$$r = \beta/k. \quad (2.16)$$

Tương tự như trên, chiều dài khối tin được yêu cầu tối thiểu là 100. Gọi $C(x) = \log_2(1+x)$ là dung lượng chuẩn hóa kênh truyền Shannon và $V(x) = \frac{(2x+x^2)\log_2(e)^2}{(1+x)^2}$ là hàm phân tán kênh truyền. Do đó, tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình được tính như sau:

$$\overline{\varepsilon_X} = \mathrm{E}_{\Psi_X}\left\{Q\left(\frac{C(\Psi_X)-r}{\sqrt{V(\Psi_X)/k}}\right)\right\}, \quad (2.17)$$

với $\overline{\varepsilon_{\mathrm{X}}}$ là tỉ lệ lỗi khối và $Q(x)=\int_{x}^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)dx$ là hàm $Q(.)$ function.

Từ (2.17), tỉ lệ khối trung bình có thể được tính là

$$\overline{\varepsilon_{\mathrm{X}}}\approx\int_{0}^{\infty}Q\left(\frac{C(\Psi_{\mathrm{X}})-r}{\sqrt{V(\Psi_{\mathrm{X}})/k}}\right)f_{\Psi_{\mathrm{X}}}(x)\,dx, \tag{2.18}$$

với $f_X(x)$ là hàm mật độ xác suất của biến ngẫu nhiên *X*.

Tích phân trong (2.18) không tồn tại dạng đóng do sự phức tạp của hàm $Q(.)$ và đối số. Để tính (2.18), ta sử dụng xấp xỉ của hàm $Q(.)$, ta biểu diễn lại hàm $Q(.)$ tương tự như trên, cụ thể là $Q\left(\frac{C(\Psi_{\mathrm{X}})-r}{\sqrt{V(\Psi_{\mathrm{X}})/k}}\right)\approx Z(\Psi_{\mathrm{X}})$, với

$$Z(\Psi_{\mathrm{X}})=\begin{cases}1, & \Psi_{\mathrm{X}}\le\rho_1\\ 0.5-\upsilon\sqrt{k}(\Psi_{\mathrm{X}}-\theta), & \rho_1<\Psi_{\mathrm{X}}<\rho_2,\\ 0, & \Psi_{\mathrm{X}}\ge\rho_2\end{cases} \tag{2.19}$$

với $\upsilon=\frac{1}{2\pi\sqrt{2^{2r}-1}}$, $\theta=2^r-1$, $\rho_1=\theta-\frac{1}{2\upsilon\sqrt{k}}$ và $\rho_2=\theta+\frac{1}{2\upsilon\sqrt{k}}$.

Thay thế (2.19) vào (2.18), ta có:

$$\begin{aligned}\overline{\varepsilon_{\mathrm{X}}}&\approx\int_{0}^{\infty}Z(\Psi_{\mathrm{X}})f_{\Psi_{\mathrm{X}}}(x)\,dx=\int_{0}^{\infty}Z(\Psi_{\mathrm{X}})dF_{\Psi_{\mathrm{X}}}(x)\\&=\left[Z(\Psi_{\mathrm{X}})F_{\Psi_{\mathrm{X}}}(x)\right]\Big|_{x=0}^{x=\infty}-\int_{0}^{\infty}F_{\Psi_{\mathrm{X}}}(x)dZ(\Psi_{\mathrm{X}})\\&=\upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2}F_{\Psi_{\mathrm{X}}}(x)\,dx.\end{aligned} \tag{2.20}$$

Thay (2.15) vào (2.20), ta có BLER trung bình dạng chính xác được cho là

$$\overline{\varepsilon_{\mathrm{X}}} \approx \upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2}\left[1+\sum_{t=1}^{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}(-1)^t C_{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}^{t}\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}x}{\Delta}\right)\right]dx$$

$$=\upsilon\sqrt{k}\int_{\rho_1}^{\rho_2}dx+\upsilon\sqrt{k}\sum_{t=1}^{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}(-1)^t C_{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}^{t}\int_{\rho_1}^{\rho_2}\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}x}{\Delta}\right)dx$$

$$=\upsilon\sqrt{k}\,x\Big|_{\rho_1}^{\rho_2}-\frac{\upsilon\sqrt{k}\Delta\sum_{t=1}^{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}(-1)^t C_{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}^{t}}{t\Omega_{\mathrm{US}}}\left[\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}x}{\Delta}\right)\right]\Bigg|_{\rho_1}^{\rho_2}$$

$$=\upsilon\sqrt{k}\left(\rho_2-\rho_1\right)-\frac{\upsilon\sqrt{k}\Delta\sum_{t=1}^{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}(-1)^t C_{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}^{t}}{t\Omega_{\mathrm{US}}}\left[\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}}{\Delta}\rho_2\right)-\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}}{\Delta}\rho_1\right)\right]$$

$$=1-\frac{\upsilon\sqrt{k}\Delta\sum_{t=1}^{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}(-1)^t C_{N_{\mathrm{A}}N_{\mathrm{B}}}^{t}}{t\Omega_{\mathrm{US}}}\left[\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}}{\Delta}\rho_2\right)-\exp\left(-\frac{t\Omega_{\mathrm{US}}}{\Delta}\rho_1\right)\right]. \qquad (2.21)$$

2.3. Kết luận Chương 2

Chương 2 đã trình bày những mô hình mạng truyền gói tin ngắn trong cả mạng vô tuyến thông thường và mạng vô tuyến kết hợp lựa chọn ăng-ten phát (TAS) và phân tập thu sử dụng bộ kết hợp có lựa chọn (SC). Sử dụng kỹ thuật chọn lựa ăng-ten phát là một biện pháp hiệu quả để nâng cao hiệu năng trong mạng thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn. Hệ số kênh truyền với các giá trị xác định, tại BS có thể chọn được ăng-ten phát tốt nhất để phục vụ cho quá trình phát và tại US lựa chọn ăng-ten thu tốt nhất để kết hợp các tín hiệu nhận được. Cùng với sự kết hợp đồng thời của cả kỹ thuật TAS và SC trong hệ thống MIMO, sẽ nâng cao hiệu quả truyền tin, giảm tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình, cải thiện độ tin cậy và giảm độ trễ của hệ thống. Hơn nữa trong Chương 2, đã đưa ra các biểu thức của tỉ số tín hiệu trên nhiễu cho các mô hình được khảo sát và đưa ra biểu thức dạng tường minh của tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình trong các hệ thống xem xét. Trong chương tiếp theo, các kết quả mô phỏng Monte-Carlo được tiến hành và phân tích để kiểm chứng và so sánh kết quả với lý thuyết đã phân tích.

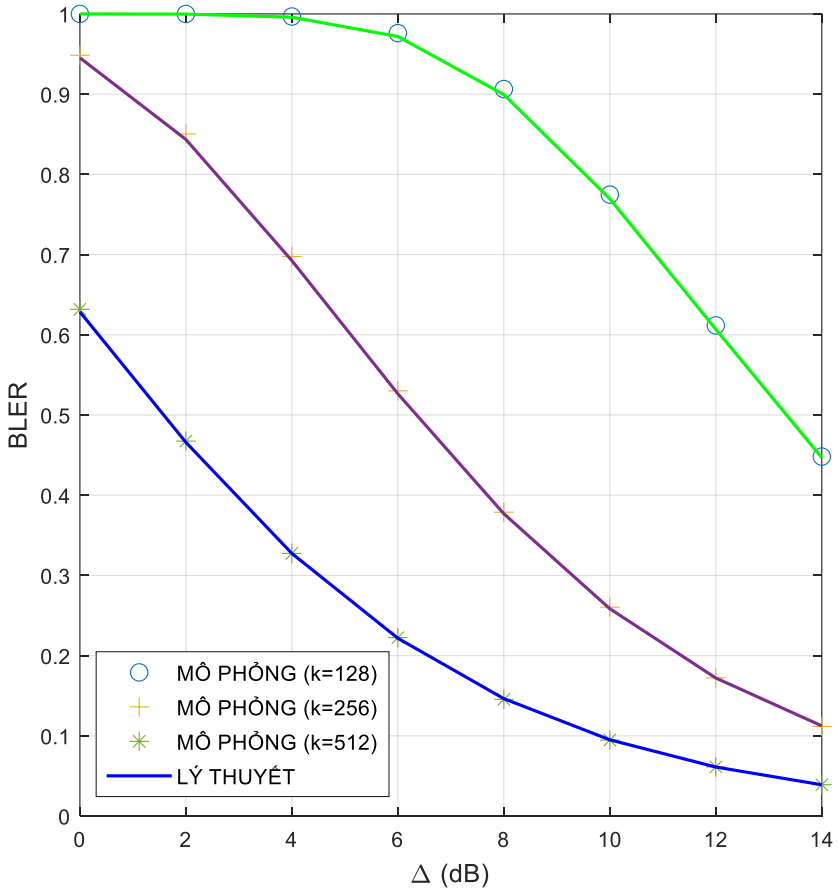
Chương 3: MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ KẾT QUẢ

Chương này, với các mô phỏng Monte Carlo sẽ được tiến hành trên phần mềm Matlab R2021b, nhằm so sánh các kết quả đã phân tích trên lý thuyết được trình bày tại Chương 2. Trong tất cả các mô phỏng Monte Carlo, số lượng phép thử sẽ được thực hiện để xác định giá trị của tỉ lệ lỗi khối trung bình là $5*10^5$.

Căn cứ lựa chọn độ dài khối tin và các tham số mô phỏng: Các giá trị độ dài khối tin được khảo sát (điển hình k = 128, 256, 512 lần sử dụng kênh) được lựa chọn dựa trên đặc điểm của chế độ truyền gói tin ngắn và các khuyến nghị thực tế. Thứ nhất, lý thuyết độ dài khối hữu hạn [3] và xấp xỉ trong [14] chỉ chính xác khi $k \geq 100$, đồng thời gói tin ngắn nằm trong vùng $k \leq 1000$; do đó khoảng $128 \div 512$ nằm trọn trong vùng gói ngắn. Thứ hai, các bản tin điều khiển/cảm biến trong uRLLC và mMTC theo 3GPP thường có tải tin cỡ 32 byte (≈ 256 bít), nên độ dài khối vài trăm ký hiệu là phù hợp với kích thước gói thực tế. Thứ ba, các giá trị 128, 256, 512 là lũy thừa của 2, thuận tiện cho các bộ mã kênh thực tế (mã Polar và LDPC trong 5G NR hỗ trợ kích thước khối dạng lũy thừa 2), đồng thời tạo bước nhảy đủ lớn để quan sát rõ ảnh hưởng của k lên BLER.

Các tham số mô phỏng khác được thiết lập như sau: số phép thử Monte Carlo là 5×10^5 nhằm bảo đảm độ tin cậy thống kê khi ước lượng BLER tới cỡ 10^{-4}; tham số đặc trưng kênh β được chuẩn hóa (đặc trưng cho độ lợi kênh trung bình) và được thay đổi để khảo sát ảnh hưởng của chất lượng kênh; số ăng-ten N_A, N_B lấy các giá trị nhỏ (1, 2, 3, 4) phản ánh cấu hình MIMO khả thi về chi phí và kích thước cho thiết bị IoT; dải SNR phát được quét đủ rộng để thể hiện cả vùng SNR thấp, vùng chuyển tiếp (waterfall) và vùng bão hòa của BLER.

3.1. Mô phỏng và đánh giá kết quả hệ thống đơn chặng sử dụng truyền gói tin ngắn

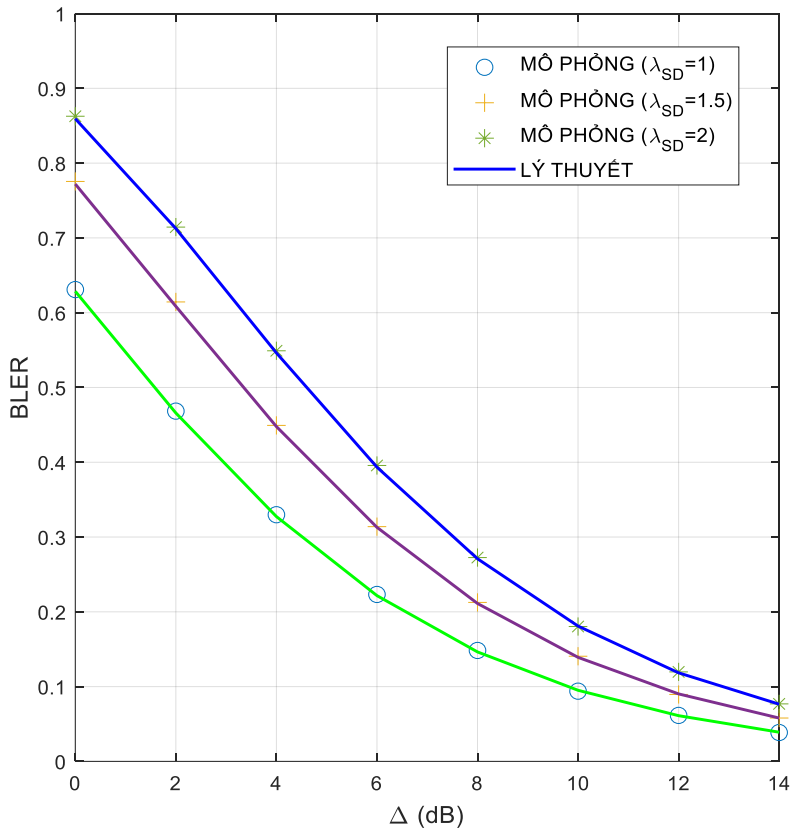


Hình 3.1: BLER vẽ theo Δ (dB) khi $\lambda_{SD} = 1$ và $\beta = 512$.

Hình 3.1 trình bày tỉ lệ lỗi khối (BLER) theo sự thay đổi của SNR phát Δ (dB) và theo các giá trị khác nhau của chiều dài khối tin, cụ thể: $k = 128$, $k = 256$, $k = 512$. Tham số được cố định ở đây là $\lambda_{SD} = 1$ và $\beta = 512$. Nhìn biểu đồ mô hình trên ta thấy, khi SNR tăng, hiệu năng BLER trong mô hình sẽ càng giảm xuống. Đồng thời ta thấy BLER càng giảm rõ ràng nếu ta tăng giá trị của chiều dài khối tin *k*. Ta thấy rằng nếu chiều dài khối tin *k* được xác định là càng tăng càng tốt, tuy nhiên mục tiêu của truyền thông gói tin ngắn, lại xác định rằng độ trễ trong quá trình truyền sẽ được giảm xuống khi độ dài khối gói tin càng ngắn càng càng tốt. Vì vậy, ta phải xem xét dựa vào yêu cầu

chất lượng mô hình dịch vụ cụ thể như thế nào để có sự lựa chọn việc tăng hay giảm giá trị *k* sao cho cách phù hợp để bảo đảm phát huy được ưu điểm, hạn chế nhược điểm.

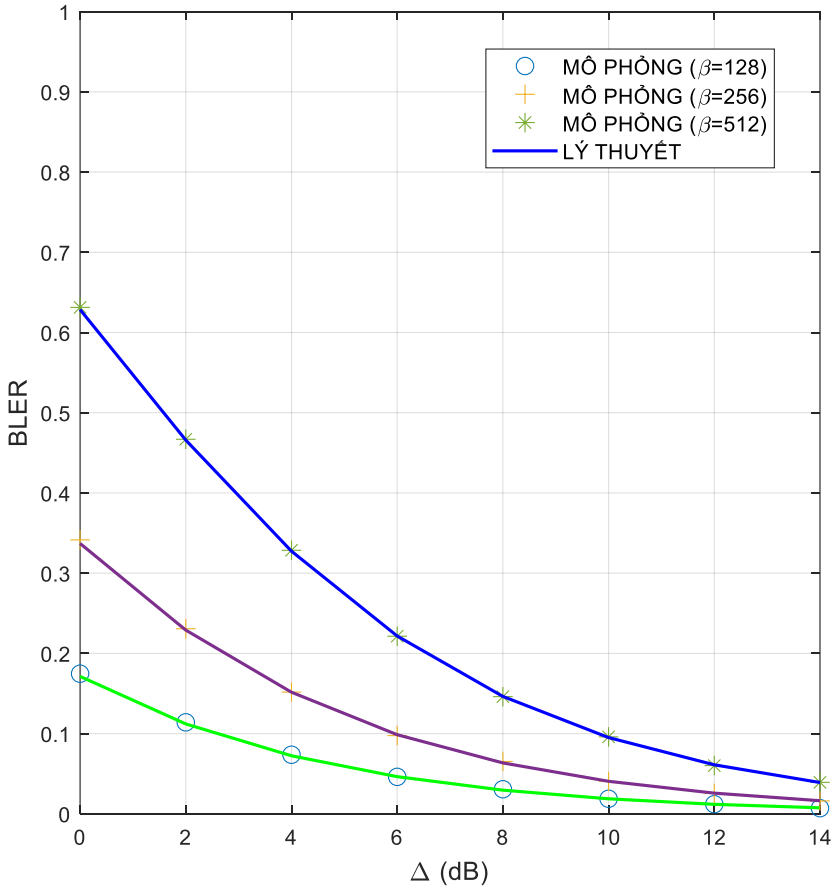
Ảnh hưởng của SNR tới BLER: Các đồ thị cho thấy BLER là hàm đơn điệu giảm theo SNR phát. Về mặt giải tích, khi SNR γ tăng thì dung lượng $C = \log_2(1+\gamma)$ tăng, làm đối số $(C - R)\cdot\sqrt{k/V}$ của hàm Q ở (2.5) tăng, do đó BLER = Q(·) giảm. Đường cong BLER–SNR có ba vùng đặc trưng: (i) vùng SNR thấp, khi R > C, BLER tiến gần 0,5 (gần như luôn lỗi); (ii) vùng chuyển tiếp "thác nước" (waterfall), khi SNR vượt ngưỡng R ≈ C, BLER giảm rất nhanh theo mỗi dB tăng thêm; (iii) vùng SNR cao, BLER bão hòa và tiến về 0. Độ dốc đường cong ở vùng thác nước (trên trục log) tỉ lệ với bậc phân tập của hệ thống, với mô hình MIMO TAS/SC, bậc phân tập là $N_A \cdot N_B$, nên tăng số ăng-ten sẽ làm đường BLER dốc hơn và dịch sang trái (đạt cùng mức BLER ở SNR thấp hơn). Nói cách khác, mỗi vài dB cải thiện SNR có thể giảm BLER đi nhiều bậc độ lớn; đây là cơ sở để chọn mức công suất phát phù hợp với yêu cầu độ tin cậy của từng ứng dụng.



Hình 3.2: BLER vẽ theo Δ (dB) khi $k = 512$ và $\beta = 512$.

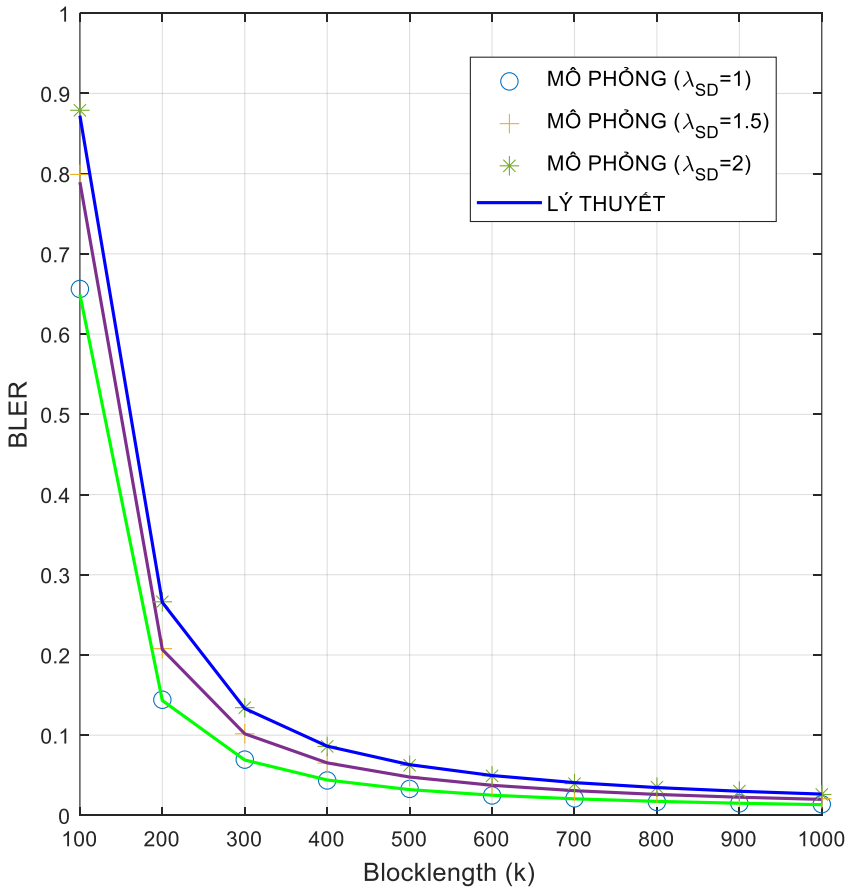
Trong Hình 3.2, chúng ta tiếp tục thể hiện hiệu năng BLER như một hàm của Δ (dB) khi thay đổi các giá trị khác nhau với các thông số đặc trưng của kênh truyền dữ liệu, cụ thể đó là: $\lambda_{SD}=1,\ \lambda_{SD}=1.5,\ \lambda_{SD}=2,$ thiết lập các tham số $k=512$ và $\beta=512.$ Hình vẽ thể hiện rằng, BLER tăng khi λ_{SD} tăng, bởi vì khi λ_{SD} tăng thì chất lượng của kênh dữ liệu giảm. Ngoài ra, tương tự như Hình 3.1, BLER giảm khi SNR phát tăng.

Tương tự như Hình 3.2, trong Hình 3.3 tiếp tục biểu diễn BLER theo Δ (dB), thay đổi các giá trị khác nhau của số bít thông tin $\beta=128,\ \beta=256,\ \beta=512,$ các tham số được cố định là: $\lambda_{SD}=1$ và $k=512.$ Hiệu năng BLER thấp hơn khi giá trị của số bít thông tin β giảm, có nghĩa rằng tốc độ mã hóa của hệ thống giảm. Do đó, xác suất lỗi hệ thống sẽ ảnh hưởng đáng kể đến hiệu quả cho việc truyền tin.



Hình 3.3: BLER vẽ theo Δ (dB) khi $\lambda_{SD}=1$ và $k=512.$

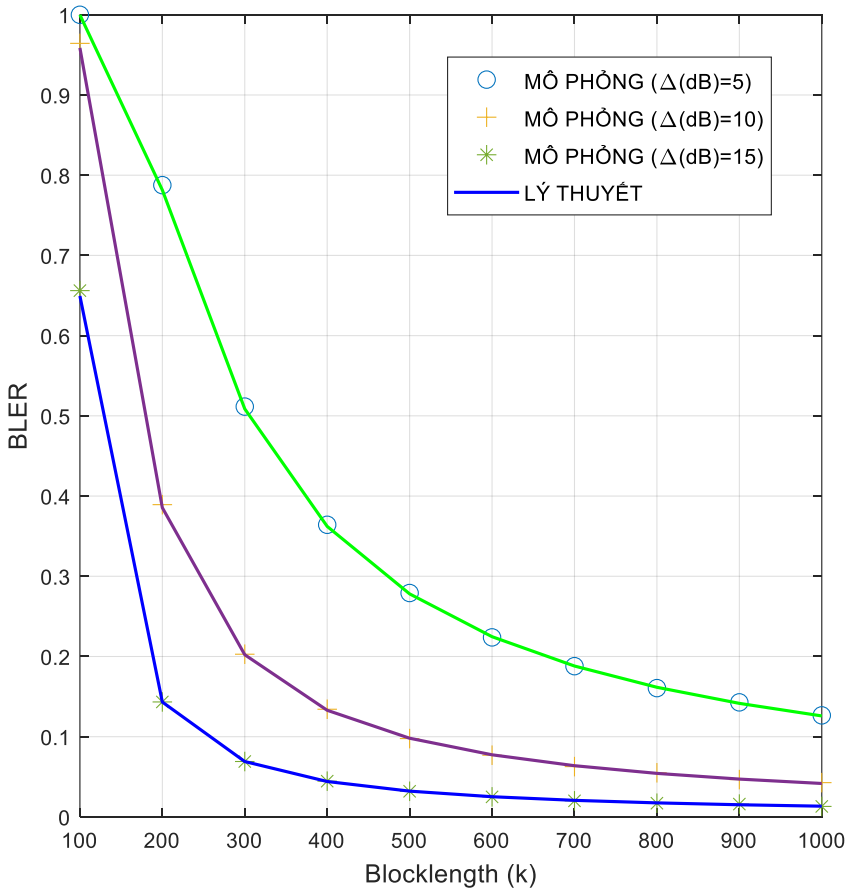
Hình 3.4 vẽ BLER theo chiều dài khối tin *k* khi cố định các tham số $\Delta = 15\,(\text{dB})$ và $\beta = 512$. Như thể hiện trong hình vẽ, các thông số đặc trưng của kênh truyền (λ_{SD}) có tác động lớn đến hiệu năng BLER và khi thông số đặc trưng của kênh truyền dữ liệu tăng thì giá trị BLER tăng. Hơn nữa, như ta có thể quan sát rằng nếu độ dài của khối tin *k* càng tăng thì BLER càng giảm nhanh. Tuy nhiên, điều này là không mong muốn, do mục tiêu của truyền gói tin ngắn là gói tin càng ngắn càng tốt, vì khi đó độ trễ trong quá trình truyền sẽ giảm. Vậy nên, tùy thuộc vào yêu cầu cụ thể để chúng ta thiết kế hệ thống sao cho hiệu năng tốt mà vẫn bảo đảm chất lượng dịch vụ khi truyền.



Hình 3.4: BLER vẽ theo *k* khi $\Delta = 15\,(\text{dB})$ và $\beta = 512$.

Hình 3.5, hiệu năng BLER tiếp tục được khảo sát theo chiều dài khối tin *k* khi thay đổi các mức công suất phát khác nhau $\Delta = (5,\ 10,\ 15)\text{dB}$, trong đó các tham số được cài đặt là $\lambda_{SD} = 1$ và $\beta = 512$. Như có thể quan sát trong hình vẽ này, giá trị của

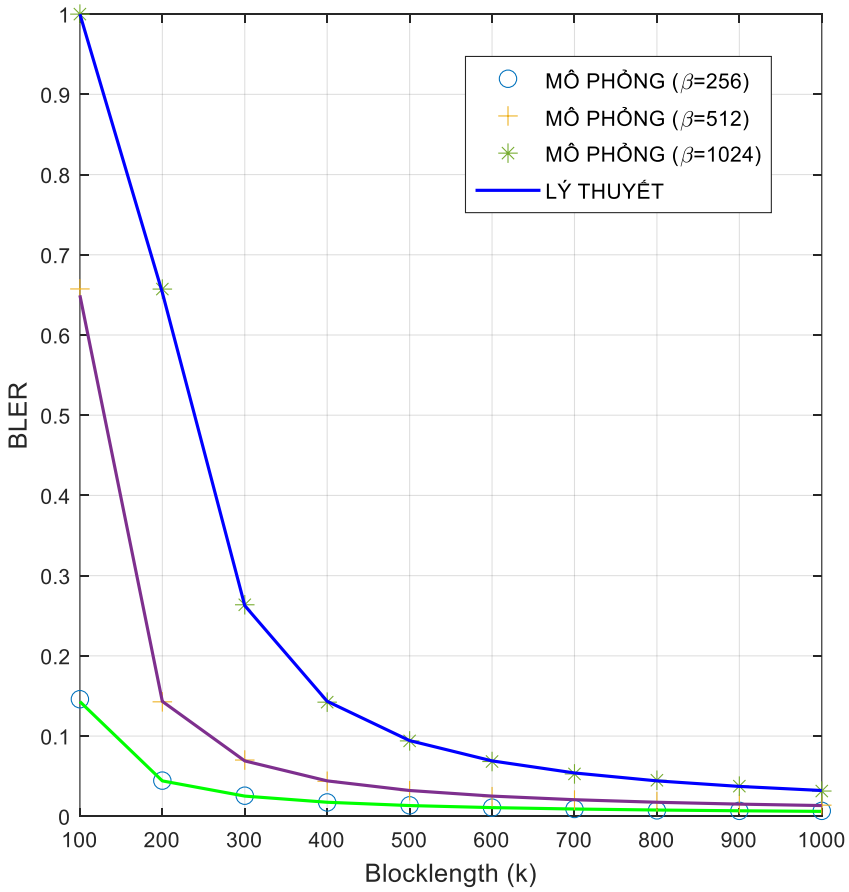
BLER giảm nhanh khi tăng SNR phát. Chúng ta có thể nhận thấy rằng trong tất cả các trường hợp khi SNR phát tăng lên thì hiệu năng của hệ thống sẽ được cải thiện đáng kể. Tuy nhiên, việc tăng công phát phải ở mức độ phù hợp, vì khi công suất phát quá lớn sẽ xảy ra hiện tượng nhiễu đồng kênh trong mạng và tiêu tốn năng lượng của hệ thống. Tương tự như Hình 3.4, khi độ dài của khối tin *k* tăng lên thì hiệu năng BLER của hệ thống sẽ tốt hơn. Do vậy, chúng ta cần lựa chọn mức công suất phát và độ dài khối tin phù hợp để đáp ứng theo yêu cầu thiết kế của hệ thống cụ thể.



Hình 3.5: BLER vẽ theo *k* khi $\lambda_{SD} = 1$ và $\beta = 512$.

Hình 3.6, chúng ta xem xét ảnh hưởng của số lượng bít thông tin $(\beta = 256,\ 512,\ 1024)$ đến hiệu năng BLER theo chiều dài khối tin *k* và các tham số được cố định là: $\Delta = 15\,(\text{dB})$ và $\lambda_{SD} = 1$. Quan sát từ hình vẽ ta thấy rằng, nếu số lượng bít thông tin truyền càng lớn thì BLER sẽ tăng nhanh. Tương tự như ở Hình 3.5, độ dài của khối tin *k* càng tăng thì BLER của hệ thống càng giảm.

Cuối cùng, chúng ta dễ dàng nhận thấy rằng trong tất cả các hình vẽ từ Hình 3.1 đến Hình 3.6, các kết quả lý thuyết và kết quả mô phỏng hoàn toàn trùng khớp với nhau, điều này chứng minh sự chính xác của kết quả phân tích lý thuyết của Phần 2.1.2 trong Chương 2 là hoàn toàn chính xác.

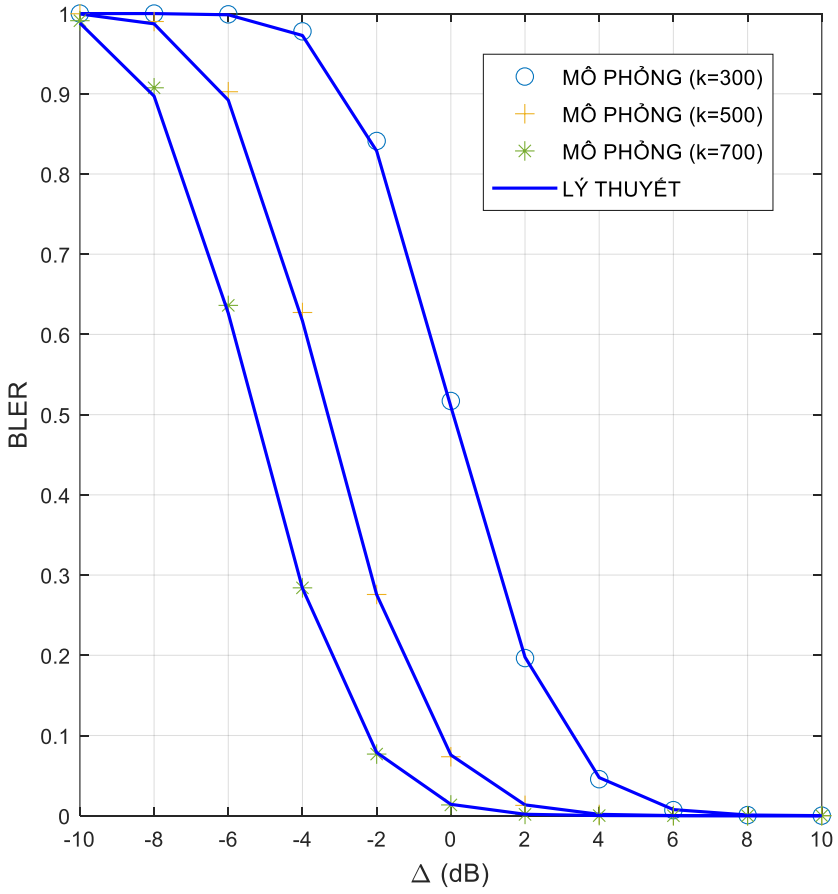


Hình 3.6: BLER vẽ theo k khi $\Delta = 15\,(\text{dB})$ và $\lambda_{\text{SD}} = 1$.

3.2. Mô phỏng và đánh giá kết quả hệ thống MIMO TAS/SC sử dụng truyền gói tin ngắn

Hình 3.7 thể hiện tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình như một hàm của SNR phát Δ (dB) và thay đổi các giá trị của chiều dài khối tin, cụ thể: $k = 300,\ k = 500,\ k = 700.$ Các tham số khác được cố định như sau: $N_{\text{A}} = 2,\ N_{\text{B}} = 3,\ \beta = 512$ và $\Omega_{\text{US}} = 1.$ Như ta có thể quan sát từ hình vẽ này, khi SNR

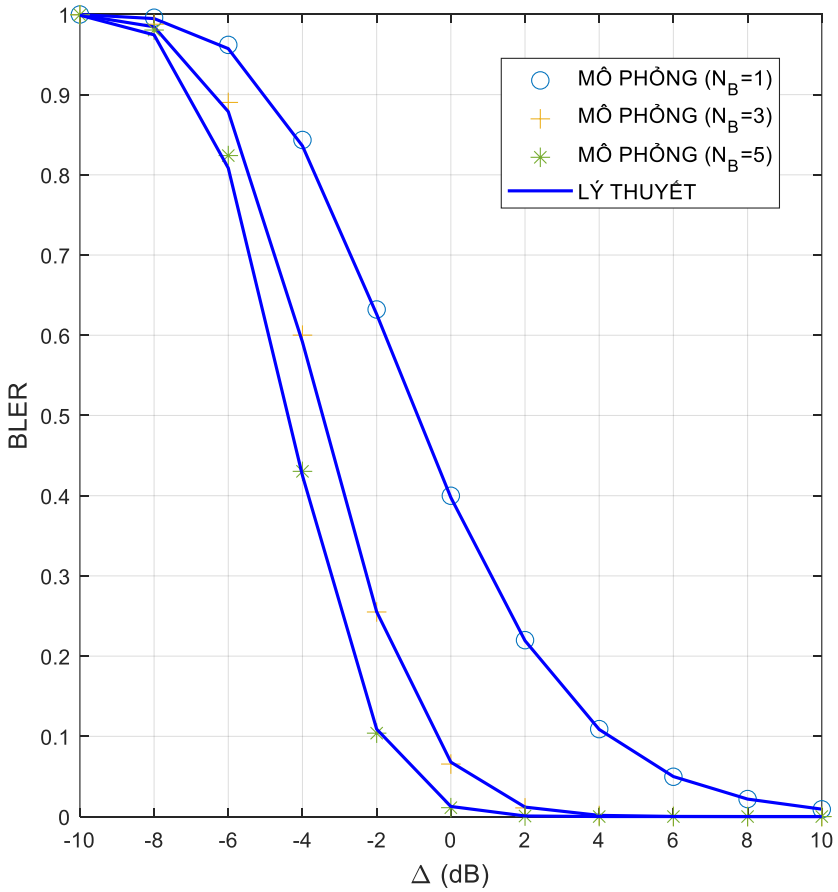
tăng đến khoảng lớn hơn 6 dB, hiệu năng BLER tiến gần đến giá trị 0. Chúng ta có thể nhận thấy rằng khi chiều dài của khối tin *k* tăng thì BLER càng giảm. Lưu ý rằng tại cùng mức công suất phát, chiều dài của khối tin *k* càng tăng thì BLER càng giảm, trong khi mục tiêu của truyền gói tin ngắn là độ dài khối tin *k* càng ngắn càng tốt, do điều này sẽ giảm độ trễ của quá trình truyền dẫn. Do đó, tùy thuộc vào mức công suất phát, luôn tồn tại sự đánh đổi giữa hiệu năng hệ thống và độ trễ. Do đó, ta phải xem xét khả năng của việc tăng hoặc giảm giá trị của *k* một cách phù hợp để đáp ứng các yêu cầu về chất lượng dịch vụ cụ thể.



Hình 3.7: BLER vẽ dựa vào Δ (dB) khi $N_A = 2$, $N_B = 3$, $\beta = 512$ và $\Omega_{US} = 1$.

Trong Hình 3.8, tiếp tục trình bày BLER theo Δ (dB), thay đổi các giá trị khác nhau của số lượng ăng-ten tại người dùng US, như sau: $N_B = 1$, $N_B = 3$, $N_B = 5$, các tham số khác được thiết lập cụ thể: $k = 512$, $\beta = 512$, $N_A = 2$ và $\Omega_{US} = 1$. Tại cùng mức công suất phát, giá trị BLER của hệ thống thấp hơn khi tăng số lượng ăng-ten

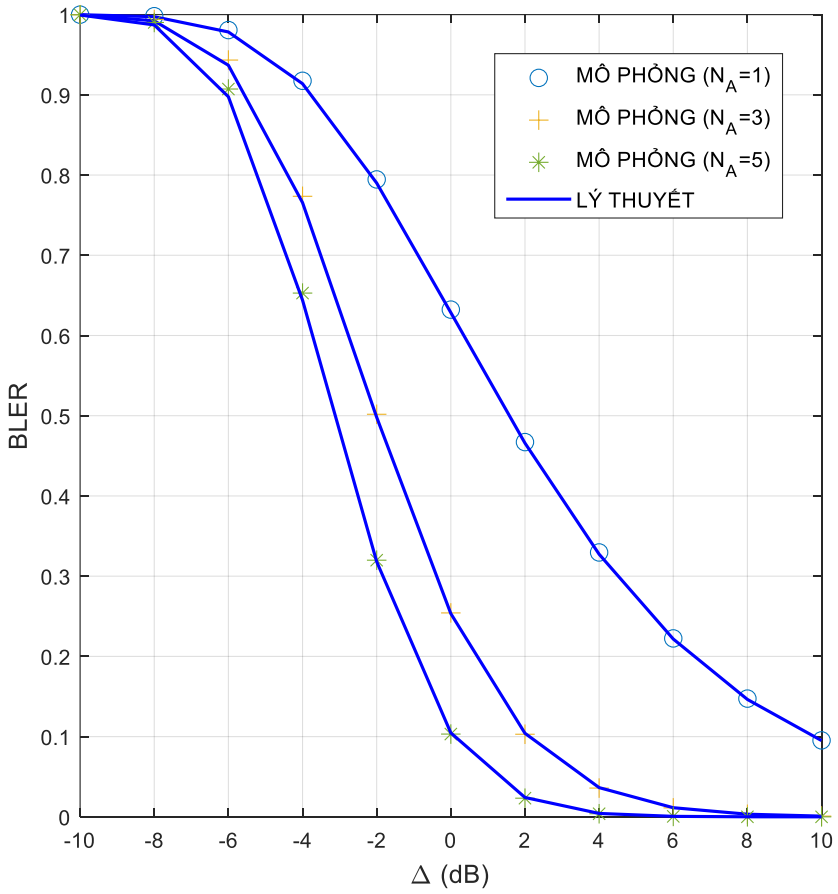
thu tại US $\left(N_B = 5\right)$, điều này thể hiện ưu điểm của việc máy thu sử dụng kỹ thuật kết hợp phân tập SC so với trường hợp máy thu không sử dụng SC $\left(N_B = 1\right)$. Tương tự, như Hình 3.7, BLER giảm khi tăng SNR phát tại trạm gốc BS và khi kỹ thuật SC được sử dụng, tại mức công suất phát $\Delta \geq 4$(dB), BLER tiến về 0, bất kể tăng số lượng ăng-ten thu tại US.



Hình 3.8: BLER vẽ dựa vào Δ (dB) khi $k = 512$, $\beta = 512$, $N_A = 2$ và $\Omega_{US} = 1$.

Tương tự như trong Hình 3.8, trong Hình 3.9, chúng ta tiếp tục thể hiện hiệu năng BLER như một hàm của Δ (dB) khi thay đổi các giá trị khác nhau của số lượng ăng-ten phát tại trạm gốc BS, như sau: $N_A = 1$, $N_A = 3$, $N_A = 5$, các tham số khác được cài đặt như sau: $k = 512$, $\beta = 512$, $N_B = 1$ và $\Omega_{US} = 1$. Quan sát từ hình vẽ ta thấy rằng, khi SNR tăng thì BLER giảm và khi BS không lựa chọn ăng-ten $\left(N_A = 1\right)$ so sánh với trường hợp BS sử dụng kỹ thuật lựa chọn ăng-ten phát, chúng ta tăng số

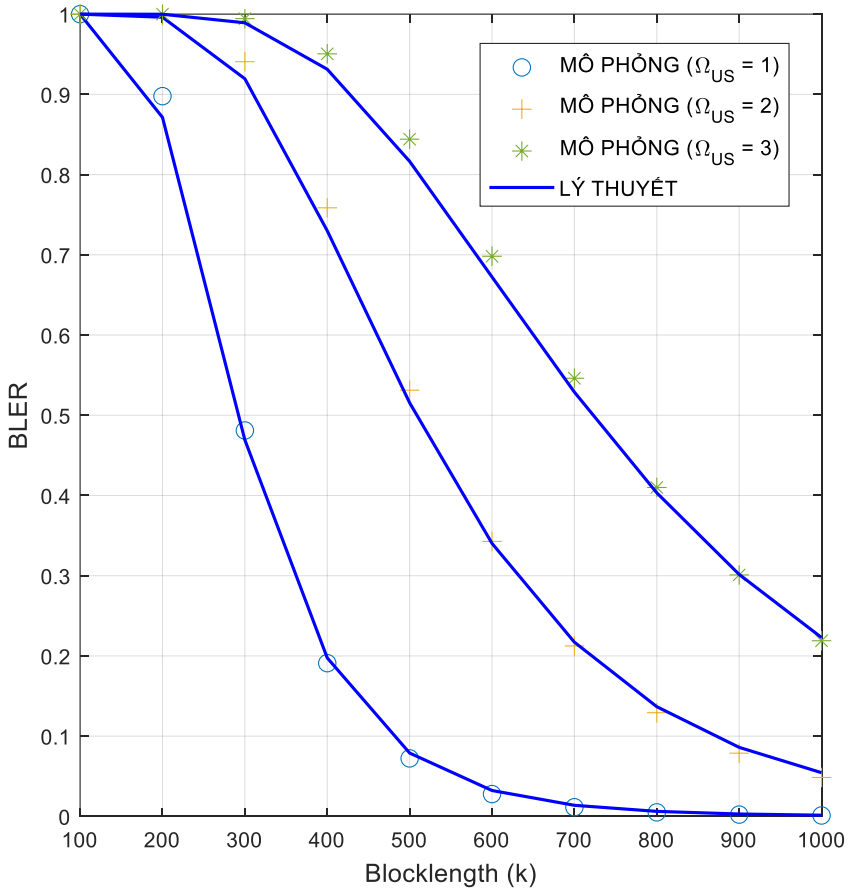
lượng ăng-ten được trang bị tại BS $(N_A = 3)$ và $(N_A = 5)$ thì hiệu năng hệ thống tốt hơn, điều này thể hiện ưu điểm của việc lựa chọn ăng-ten phát. Hơn nữa, khi BS sử dụng TAS, tại miền SNR trung bình $(\Delta \geq 8 \text{ dB})$, BLER tiến tới bão hòa về giá trị 0 khi tăng số lượng ăng-ten tại trạm gốc.



Hình 3.9: BLER dựa vào Δ (dB) khi $k = 512$, $\beta = 512$, $N_B = 1$ và $\Omega_{US} = 1$.

Hình 3.10 vẽ BLER theo chiều dài khối tin k khi cố định các tham số khác: $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $N_B = 3$ và $\beta = 256$. Như thể hiện trong hình vẽ này, thông số đặc trưng của kênh truyền (Ω_{US}) có ảnh hưởng lớn đến hiệu năng BLER và khi thông số đặc trưng kênh truyền dữ liệu tăng thì chất lượng kênh truyền giảm, do đó giá trị BLER tăng. Hơn nữa, như ta có thể quan sát từ hình vẽ rằng nếu chiều dài của khối tin k càng tăng thì BLER càng giảm nhanh. Tuy nhiên, do các hệ thống thông tin bị ràng buộc về thời gian trễ, nên điều này là không mong muốn, chúng ta mong muốn

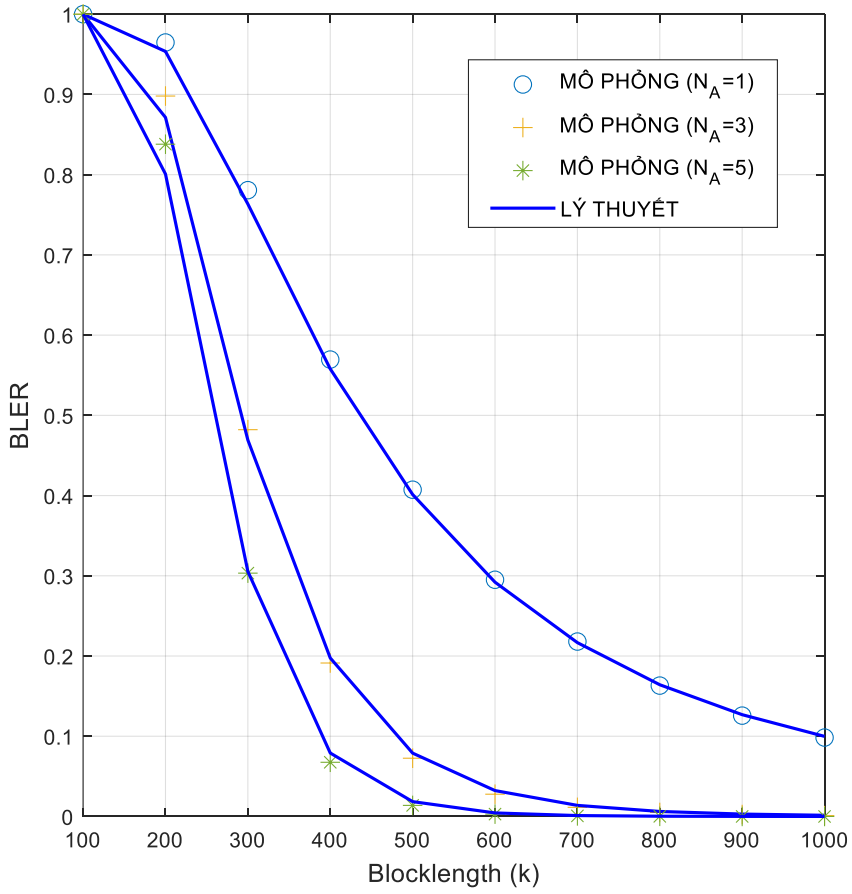
gói tin càng ngắn càng tốt, vì khi đó sẽ giảm độ trễ trong quá trình truyền. Vậy nên, luôn tồn tại sự đánh đổi giữa độ tin cậy và thời gian trễ của hệ thống, hệ thống có độ tin cậy càng cao thì thời gian truyền càng lớn. Vậy nên, tùy thuộc vào yêu cầu cụ thể để chúng ta thiết kế hệ thống sao cho thời gian truyền dẫn nhanh mà vẫn bảo đảm yêu cầu của chất lượng dịch vụ.



Hình 3.10: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $N_B = 3$ và $\beta = 256$.

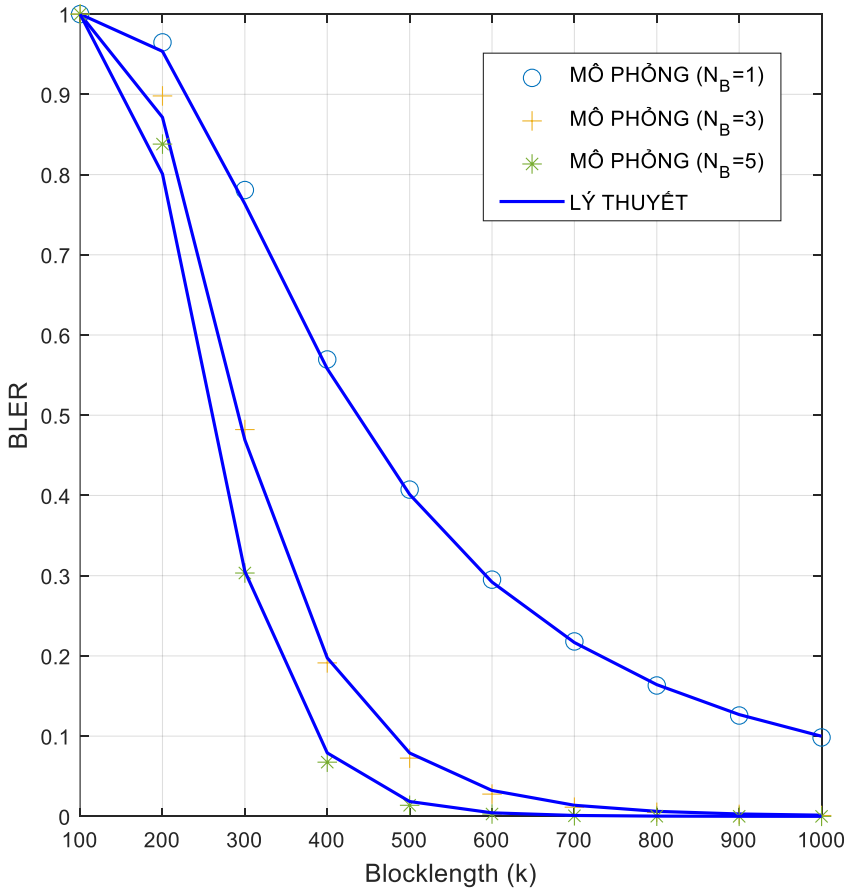
Trong Hình 3.11, thể hiện hiệu năng BLER như một hàm của độ dài khối tin k và thay đổi các giá trị khác nhau của số lượng ăng-ten phát tại trạm gốc BS $(N_A = 1, N_A = 3, N_A = 5)$, các tham số khác được thiết lập như sau: $\Delta = -5$ dB, $N_B = 3$, $\beta = 256$ và $\Omega_{US} = 1$. Quan sát từ hình vẽ này ta thấy rằng, khi chiều dài khối tin k càng tăng thì BLER giảm nhanh. Tương tự như trong Hình 3.9,

khi BS sử dụng kỹ thuật TAS thì BLER càng giảm và BLER bão hòa về 0 khi chiều dài khối tin $k \geq 800$.



Hình 3.11: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_B = 3$, $\beta = 256$ và $\Omega_{US} = 1$.

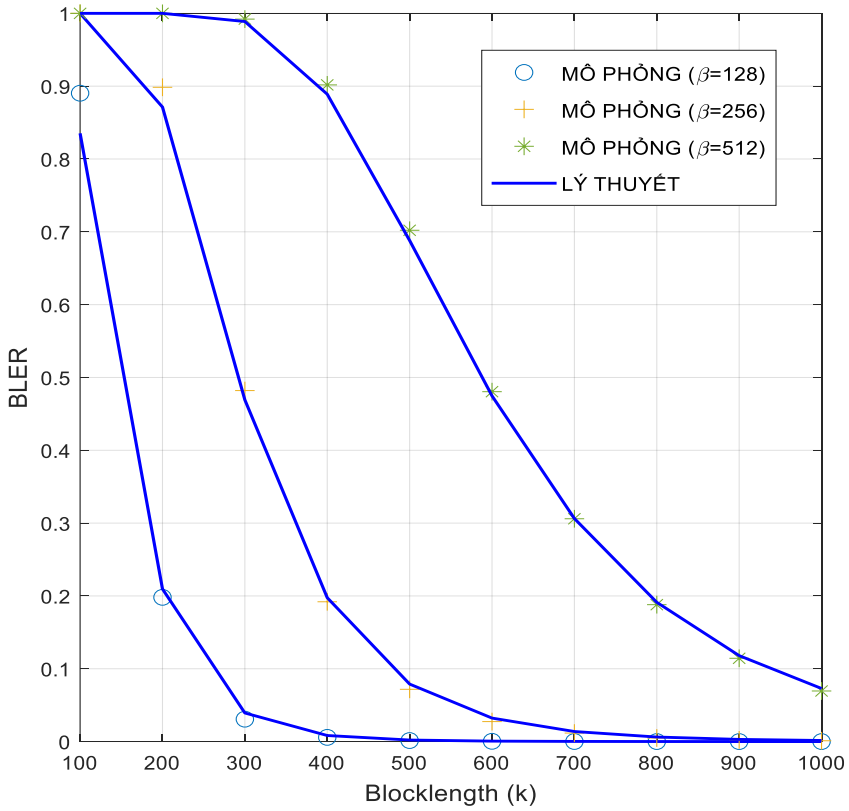
Hình 3.12, tiếp tục khảo sát BLER theo chiều dài khối tin k và thay đổi số lượng ăng-ten thu tại người dùng US $(N_B = 1,\ N_B = 3,\ N_B = 5)$, các tham số được thiết lập như sau: $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $\beta = 256$ và $\Omega_{US} = 1$. Ta dễ dàng nhận thấy rằng, khi tăng số lượng ăng-ten tại US từ giá trị $(N_B = 1)$, tương ứng với trường hợp kỹ thuật SC không được áp dụng, đến giá trị $(N_B = 3)$ và $(N_B = 5)$, giá trị BLER giảm rõ rệt, điều này thể hiện ưu điểm của việc sử dụng bộ kết hợp SC khi tăng số ăng-ten tại US. Tương tự, nếu độ dài của khối tin k càng lớn thì BLER giảm nhanh, nên ta phải lựa chọn chiều dài gói tin phù hợp để bảo đảm chất lượng dịch vụ và thời gian truyền dẫn.



Hình 3.12: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $\beta = 256$ và $\Omega_{US} = 1$.

Hình 3.13, chúng ta xem xét tác động của số lượng bít thông tin $(\beta = 128,\ 256,\ 512)$ đến hiệu năng BLER theo chiều dài khối tin k và các tham số khác được thiết lập như sau: $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $N_B = 3$ và $\Omega_{US} = 1$. Quan sát từ hình vẽ này ta nhận thấy rằng, nếu số lượng bít truyền càng lớn (tốc độ truyền dẫn tăng) thì giá trị BLER tăng nhanh. Tương tự như trong Hình 3.10, độ dài của khối tin k càng lớn (tốc độ truyền dẫn giảm) thì BLER của hệ thống càng giảm.

Tương tự, chúng ta thấy rằng tất cả các hình vẽ từ Hình 3.7 đến Hình 3.13, các kết quả lý thuyết và kết quả mô phỏng hoàn toàn trùng khớp với nhau, điều này chứng minh tính đúng đắn của kết quả phân tích lý thuyết trong Phần 2.2.2 của Chương 2.



Hình 3.13: BLER vẽ theo độ dài khối tin k khi $\Delta = -5$ dB, $N_A = 3$, $N_B = 3$ và $\Omega_{US} = 1$.

3.3. Tổng hợp ngưỡng SNR và khuyến nghị ứng dụng

Trên cơ sở các kết quả mô phỏng từ Hình 3.1 đến Hình 3.13, Bảng 3.1 tổng hợp ngưỡng SNR phát cần thiết để đạt các mức tỉ lệ lỗi khối tiêu biểu (BLER = 10^{-3} và BLER = 10^{-5}) cùng khuyến nghị nhóm ứng dụng tương ứng. Các mức BLER được chọn theo yêu cầu điển hình: mMTC/IoT thường chấp nhận BLER $\approx 10^{-2} \div 10^{-3}$, trong khi uRLLC yêu cầu BLER $\leq 10^{-5}$.

Bảng 3.1: Ngưỡng SNR phát và khuyến nghị ứng dụng theo cấu hình hệ thống.

Cấu hình hệ thống	**SNR để BLER = 10^{-3}**	**SNR để BLER = 10^{-5}**	**Nhóm ứng dụng khuyến nghị**
Đơn chặng, k = 128 (Hình 3.1–3.6)	≈ 12 ÷ 14 dB	≈ 18 ÷ 20 dB	mMTC, IoT chịu trễ, thu thập dữ liệu
Đơn chặng, k = 256 ÷ 512	≈ 8 ÷ 10 dB	≈ 12 ÷ 14 dB	mMTC, cảm biến công nghiệp
MIMO TAS/SC, N_A = N_B = 2 (Hình 3.7–3.8)	≈ 3 ÷ 4 dB	≈ 6 dB	uRLLC mức nhẹ, điều khiển thời gian thực
MIMO TAS/SC, $N_A = N_B$ = 3 ÷ 4 (Hình 3.9, 3.11)	≈ 0 ÷ 2 dB	≈ 3 ÷ 4 dB	uRLLC, tự động hóa công nghiệp, IoV
Không phân tập, N_A = N_B = 1	≈ +8 ÷ 10 dB so với có TAS/SC	—	chỉ ứng dụng khi chịu lỗi cao

Lưu ý: Ngưỡng SNR trong Bảng 3.1 được ước lượng xấp xỉ từ các đường cong mô phỏng; cần đối chiếu và hiệu chỉnh theo giá trị đọc trực tiếp trên các Hình 3.1 ÷ 3.13 của bản mô phỏng gốc. Nhìn chung, việc dùng kỹ thuật TAS/SC và tăng số ăng-ten giúp giảm đáng kể ngưỡng SNR yêu cầu, cho phép đáp ứng các ứng dụng độ tin cậy cao (uRLLC) ở mức công suất phát thấp.

3.4. Kết luận Chương 3

Trong Chương này, đã đề xuất và phân tích hiệu năng của hệ thống vô tuyến đơn chặng và mạng vô tuyến MIMO TAS/SC đường xuống sử dụng truyền gói tin ngắn. Cụ thể, hiệu năng của các mô hình đề xuất được phân tích dựa vào tỉ lệ lỗi khối trung bình dạng tường minh được đưa ra, dựa vào việc tính toán trên kênh truyền pha-đinh Rayleigh và các mô phỏng máy tính để kiểm chứng. Các kết quả đã thể hiện rằng, việc chọn lựa mức công suất phát, thiết kế chiều dài khối tin *k*, sử dụng số lượng bít thông tin β, tốc độ mã hóa r và số lượng ăng-ten tại người dùng US nên được thiết kế một cách phù hợp, tùy thuộc vào các yêu cầu chất lượng dịch vụ cụ thể để bảo đảm hệ thống hoạt động hiệu quả. Hơn nữa, các kết quả phân tích và mô phỏng đã chỉ ra ưu điểm của hệ thống MIMO với kỹ thuật TAS ở phía phát và bộ thu SC ở máy thu có thể cải thiện đáng kể hiệu năng hệ thống sử dụng SPC, bảo đảm độ trễ truyền dẫn thấp. Ngoài ra, với những tham số đặc trưng của kênh truyền dữ liệu cũng có các tác động, ảnh hưởng đáng kể đến hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến.

KẾT LUẬN

- Đề án "Nghiên cứu hiệu năng hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng truyền gói tin ngắn" đã giải đáp được lý do trong thông tin máy móc, tại sao cần truyền những gói tin ngắn, tổng quan về gói tin ngắn, cấu trúc gói tin ngắn được sử dụng trong thông tin liên lạc giữa các thiết bị trong hệ thống 5G/6G, độ tin cậy của gói tin và kỹ thuật được sử dụng để truyền gói tin ngắn:
- Đưa ra biểu thức liên quan giữa tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình với chiều dài gói tin, chế độ mã hoá chiều dài khối hữu hạn tồn tại một kỹ thuật mã hoá và giải mã sao cho duy trì được xác suất lỗi mong muốn bằng cách thay đổi chiều dài gói tin.
- Tham số dung lượng kênh pha đinh, tốc độ mã hoá trong chế độ chiều dài khối hữu hạn lần lượt được trình bày.
- Đánh giá hiệu năng của mô hình truyền gói tin ngắn MIMO TAS/SC, thông qua tham số BLER trung bình, từ đó đưa ra khuyến nghị với chế độ truyền phù hợp nhất theo các điều kiện cụ thể.
- Trong kết quả mô phỏng cũng đã đánh giá được sự ảnh hưởng của các tham số thiết lập lên hệ thống. Do đó sự thay đổi các tham số trong mô hình đã phân tích thì hiệu năng của hệ thống cũng có sự tác động và ảnh hưởng đáng kể.

Đề án nghiên cứu trong một thời gian hạn chế nhất định nên không tránh khỏi thiếu sót, kính mong nhận được ý kiến đóng góp của quý thầy cô và bạn đọc.

Hướng nghiên cứu tiếp theo:

− Mở rộng mô hình MIMO TAS/SC sang cấu hình đa chặng (multi-hop) và mạng chuyển tiếp AF/DF; phân tích BLER đầu-cuối và tối ưu phân bổ công suất, độ dài khối giữa các chặng.

− Xét các kênh pha đinh tổng quát hơn (Nakagami-m, Rician, κ-μ) và trường hợp thông tin trạng thái kênh không hoàn hảo (imperfect CSI).

− Kết hợp truyền gói tin ngắn với NOMA, bề mặt phản xạ thông minh (RIS) và thu thập năng lượng vô tuyến (energy harvesting) để nâng cao hiệu năng và hiệu quả năng lượng.

− Đánh giá ảnh hưởng của suy giảm phần cứng (hardware impairments) và nhiễu đồng kênh trong môi trường thực tế.

− Áp dụng cơ chế truyền lại HARQ-IR và các thuật toán học máy (machine learning) để lựa chọn ăng-ten/nút chuyển tiếp nhằm giảm BLER và độ trễ.

− Nghiên cứu khía cạnh bảo mật lớp vật lý (physical layer security) cho truyền gói tin ngắn MIMO TAS/SC.

CÁC KẾT QUẢ SỬ DỤNG TRONG ĐỀ ÁN

[A1] Đặng Thế Hùng và Nguyễn Thị Thanh Hoài, "Phân Tích Tỉ Lệ Lỗi Khối Của Mạng Đơn Chặng Trong Truyền Thông Gói Tin Ngắn," *Hội thảo khoa học Công nghệ Thông tin và Truyền thông (ICT 2024),* trang 81-90, Bạc Liêu, Việt Nam, 07/2024.

[A2] Dang The Hung, **Do Van Hung**, and Le Trong Trung, "Performance Analysis of MIMO TAS/SC System in Short Packet Communication," in *The International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC),* 2024, Ho Chi Minh city, Vietnam, pp. 889 - 894, Oct. 2024.

DANH MỤC CÁC TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] G. Durisi, T. Koch, and P. Popovski, "Toward Massive, Ultrareliable, and Low-Latency Wireless Communication with Short Packets," *Proc. IEEE*, vol. 104, no. 9, Sep. 2016, pp. 1711-1726.

[2] H. V. Poor, M. Goldenbaum, and W, Yang, "Fundamentals for IoT Networks: Secure and Low-Latency Communications," *Proc. 20th ICDCN,* 2019, pp. 362-364.

[3] 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.

[4] X. Sun, S. Yan, N. Yang, Z. Ding, C. Shen, and Z. Zhong, "Short-packet Downlink Transmission With Non-orthogonal Multiple Access," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 7, pp. 4550-4564, 2018.

[5] S. Han, X. Xu, Z. Liu, P. Xiao, K. Moessner, X. Tao, and P. Zhang, "Energy-efficient Short Packet Communications for Uplink NOMA-Based Massive MTC Networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 12, pp. 12066-12078, 2019.

[6] X. Lai, Q. Zhang, and J. Qin, "Cooperative NOMA Short-Packet Communications in Flat Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 6, pp. 6182-6186, 2019.

[7] F. Salehi, N. Neda, M.-H. Majidi, and H. Ahmadi, "Cooperative NOMA-Based User Pairing for URLLC: A Max-min Fairness Approach," *IEEE Syst. J.*, vol. 16, no. 3, pp. 3833-3843, 2021.

[8] L. Yuan, Q. Du, and F. Fang, "Performance Analysis of Full-Duplex Cooperative NOMA Short-packet Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 71, pp. 13409-13414, 2022.

[9] M. K. Simon and M.-S. Alouini, “Digital Communications Over Fading Channels [book review],” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 7, pp. 3369-3370, 2008.

[10] 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, 2018.

[11] O. L. A. Lopez, E. M. G. Fern andez, R. D. Souza, and H. Alves, “Ultra-reliable Cooperative Short-packet Communications With Wireless Energy Transfer,” IEEE Sensors J., vol. 18, no. 5, pp. 2161-2177, 2018.

[12] P. Nouri, H. Alves, and M. Latva-aho, “Performance Analysis of Ultra-reliable Short Message Decode-and-Forward Relaying Protocols,” *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2018, pp. 1-14, 2018.

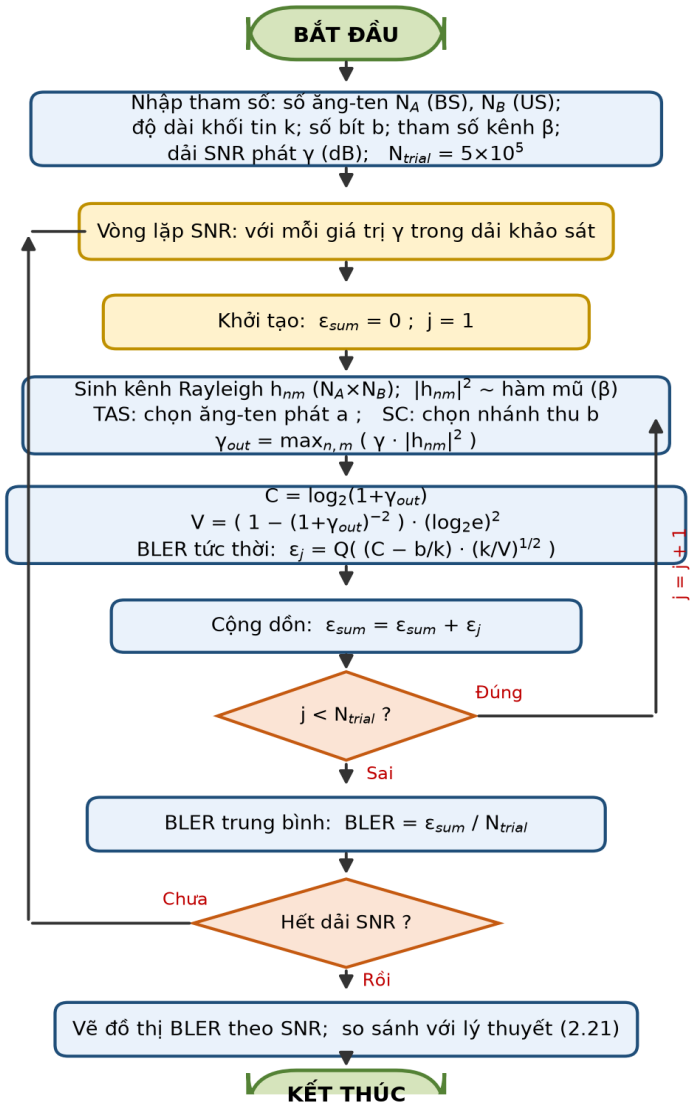
[13] C. E. Shannon, “A mathematical Theory of Communication,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, pp. 379-423, Jul. 1948.

[14] B. Makki, T. Svensson, and Z. Michele, “Finite Block-Length Analysis of the Incremental Redundancy HARQ,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 3, no. 5, pp. 529-532, 2014.

[15] W. Yang, G. Durisi, T. Koch, and Y. Polyanskiy, “Quasi-static Multiple Antenna Fading Channels at Finite Blocklength,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 60, no. 7, pp. 4232-4265, 2014.

PHỤ LỤC A: LƯU ĐỒ THUẬT TOÁN MÔ PHỎNG

Phụ lục này trình bày lưu đồ thuật toán mô phỏng Monte Carlo dùng để tính tỉ lệ lỗi khối (BLER) trung bình của hệ thống MIMO TAS/SC truyền gói tin ngắn, với các tham số đầu vào kèm theo hình vẽ. Đầu vào gồm: số ăng-ten N_A (BS), N_B (US), độ dài khối tin k, số bít thông tin b, tham số kênh β, dải SNR phát γ và số phép thử $N_{trial} = 5\times10^5$. Ở mỗi phép thử, chương trình sinh kênh Rayleigh, thực hiện TAS/SC để chọn SNR lớn nhất, tính BLER tức thời qua hàm Q rồi lấy trung bình để thu được BLER của từng mức SNR.



Lưu đồ thuật toán mô phỏng BLER của hệ thống MIMO TAS/SC.

PHỤ LỤC B: MÃ CHƯƠNG TRÌNH MÔ PHỎNG

Đoạn mã Matlab dưới đây thực hiện mô phỏng Monte Carlo và tính lý thuyết BLER trung bình theo biểu thức (2.21) cho hệ thống MIMO TAS/SC truyền gói tin ngắn (hàm qfunc yêu cầu Communications Toolbox; nếu không có, thay bằng Q(x)=0.5*erfc(x/sqrt(2))).

```
%% Mo phong BLER trung binh - He thong MIMO TAS/SC truyen goi tin ngan
% Kenh Rayleigh khoi phang; xap xi tuyen tinh ham Q (Makki [14])
clear; clc;
%% ----- Tham so he thong -----
NA     = 2;              % so ang-ten phat tai BS
NB     = 2;              % so ang-ten thu tai US
b      = 256;            % so bit thong tin
k      = 256;            % do dai khoi tin (so lan su dung kenh)
beta   = 1;              % tham so dac trung kenh, E{|h|^2} = 1/beta
R      = b/k;            % toc do ma hoa (2.16)
SNRdB  = 0:2:20;         % dai SNR phat (dB)
SNR    = 10.^(SNRdB/10);
Ntrial = 5e5;            % so phep thu Monte Carlo
BLERsim = zeros(1,numel(SNR));
BLERana = zeros(1,numel(SNR));
N = NA*NB;               % tong so nhanh phan tap i.i.d
for idx = 1:numel(SNR)
    gbar = SNR(idx);
    %% --- Mo phong Monte Carlo ---
    acc = 0;
    for j = 1:Ntrial
        g = (randn(NA,NB).^2 + randn(NA,NB).^2)/(2*beta);  % |h_nm|^2 ~
Exp(beta)
        gout = gbar * max(g(:));            % TAS/SC: chon SNR lon nhat
(2.13)
        C = log2(1+gout);                   % dung luong Shannon
        V = (1 - (1+gout).^-2) * (log2(exp(1)))^2;   % phan tan kenh
        acc = acc + qfunc( (C - R) * sqrt(k/V) );    % BLER tuc thoi (2.5)
    end
    BLERsim(idx) = acc / Ntrial;
    %% --- Ly thuyet (2.21): tich phan so ---
    fun = @(x) blerInst(x,R,k) .* pdfGout(x,gbar,beta,N);
    BLERana(idx) = integral(fun, 0, Inf, 'ArrayValued', true);
end
%% ----- Ve do thi -----
figure; semilogy(SNRdB,BLERsim,'ko', SNRdB,BLERana,'r-','LineWidth',1.4);
grid on; xlabel('SNR phat \gamma (dB)'); ylabel('BLER trung binh');
legend('Mo phong','Ly thuyet (2.21)');
%% ===== Ham phu =====
function y = blerInst(gamma,R,k)
    C = log2(1+gamma);
    V = (1 - (1+gamma).^-2) * (log2(exp(1)))^2;
    y = qfunc( (C - R) .* sqrt(k./V) );
end
function f = pdfGout(x,gbar,beta,N)
    % PDF cua gamma_out = gbar*max|h|^2, |h|^2~Exp(beta), N nhanh i.i.d
(2.15)
    lam = beta/gbar;
    f = N*lam*exp(-lam*x).*(1-exp(-lam*x)).^(N-1);
end
```