

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**

NGUYỄN TẠ THÁI

**ĐÁNH GIÁ ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH FADING
TỚI ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN**

LUẬN VĂN THẠC SĨ

HÀ NỘI - 2017

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**

NGUYỄN TẠ THÁI

**ĐÁNH GIÁ ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH FADING TỚI
ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN**

LUẬN VĂN THẠC SĨ

Chuyên ngành : Kỹ thuật Điện tử

Mã số : 60520203

NGƯỜI HƯỚNG DẪN KHOA HỌC: PGS.TS. NGUYỄN QUỐC TUẤN

HÀ NỘI - 2017

LỜI CAM ĐOAN



Tôi xin cam đoan luận văn tốt nghiệp “***ĐÁNH GIÁ ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH FADING TỚI ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN***” là công trình nghiên cứu của riêng tôi và được sự hướng dẫn của PGS.TS. Nguyễn Quốc Tuấn. Các kết quả trong luận văn này được nghiên cứu và tổng hợp rút ra từ các tài liệu tham khảo, nội dung của đề án này không phải là bản sao chép của bất cứ đề án hoặc công trình đã có từ, thông tin trong các tài liệu tham khảo trên có độ tin cậy cao và đã được chọn lọc kỹ. Nếu phát hiện có bất kỳ sự gian lận nào tôi xin hoàn toàn chịu trách nhiệm về luận văn của mình.

Hà Nội, ngày tháng năm 2017

Học viên cao học

Nguyễn Tạ Thái

Mục lục

LỜI NÓI ĐẦU	1
CHƯƠNG I:.....	5
TỔNG QUAN HỆ THỐNG MIMO VÀ ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN	5
1.1 Các hệ thống thông tin không dây.....	5
1.2 Hệ thống MIMO	8
1.2.1 Mô hình MIMO	8
1.2.2 Các ràng buộc công suất	10
1.2.3 Dung lượng kênh MIMO	12
1.2.4 MIMO-STC	15
1.2.5 Kết luận.....	22
1.3 Ghép kênh không gian (SM).....	23
1.3.1 Mô hình hệ thống MIMO-SM	24
1.3.2 Các bài toán MIMO-SM	25
1.4 Kết luận chương.....	26
CHƯƠNG 2: CÁC MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN VÔ TUYẾN.....	27
2.1 Kênh truyền tin	27
2.1.1 Suy hao đường truyền	28
2.1.2 Hiện tượng kênh bị che khuất	30
2.1.3 Hiện tượng kênh đa đường	32
2.1.4 Mô hình tap-delay.....	34
2.1.5 Giãn xung do hiệu ứng Doppler	35
2.2 Kênh AWGN	38

2.3 Kênh Fading Rayleigh	40
2.3.1 <i>Fading phẳng (Flat Fading)</i>	42
2.3.2 <i>Fading chọn lọc tần số (Frequency-selective fading)</i>	43
2.3.3 <i>Kênh fading phân bố Rayleigh</i>	44
2.3.4 <i>Kênh fading theo phân bố khác</i>	50
2.4 Kết luận chương.....	53
CHƯƠNG 3: MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH FADING	
TỚI ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN.....	54
3.1 Giới thiệu	54
3.2 Kịch bản mô phỏng.....	55
3.3. Mô phỏng kênh Fading	57
3.4 Chương trình mô phỏng:.....	60
3.4.1 Giải thuật phát hiện (detected) dựa trên MMSE-VBlast	60
3.4.2 Kết quả mô phỏng.....	62
3.5 Kết luận chương.....	66
KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN ĐỀ TÀI.....	67
TÀI LIỆU THAM KHẢO	70

Danh mục bảng biểu hình vẽ:

Hình 1.1 Hệ thống SISO	5
Hình 1.2: Hệ thống MISO	7
Hình 1.3: Kênh MIMO với N_T anten phát và N_R anten thu	8
Hình 1.4: Dung lượng kênh MIMO	14
Hình 1.5: Mã khối không gian-thời gian	16
Hình 1.6: Mô hình hệ thống MIMO-Alamouti	18
Hình 1.7: Sơ đồ mã Trellis.....	21
Hình 1.8: Mô tả sơ đồ mã hóa với $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$	21
Hình 1.9: Lưới mã và sơ đồ trạng thái với $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$	22
Hình 1.10: Mô hình hệ thống MIMO-SM	23
Hình 1.11:Mô hình MIMO-SM	24
Hình 2.1: Kênh không dây	27
Hình 2.2: Hiện tượng kênh che khuất.....	31
Hình 2.3 Phân bố Lognormal.....	31
Hình 2.4: Hiện tượng kênh đa đường	32
Hình 2.5 : Suy hao theo khoảng cách	33
Hình 2.6: Xung tại máy thu và máy phát theo các thời điểm khác nhau	34
Hình 2.7 Mô hình hóa tap-delay	35
Hình 2.8: Hiện ứng Doppler do di chuyển.....	36
Hình 2.9: Mật độ phổ của tín hiệu thu	37
Hình 2.10 Hàm mật độ phổ công suất của nhiễu Gauss	39
Hình 2.11: Phân loại fading theo chu kỳ và băng thông.....	41
Hình 2.12 Kênh truyền và băng thông kết hợp B_{cohor}	42
Hình 2.13 Kênh truyền fading phẳng ($B_{\text{cohor}} > W$).....	43
Hình 2.14: Rayleigh Fading.....	45

Hình 2.15: Hàm phân bố xác suất Rayleigh	47
Hình 2.16: Rician Fading.....	50
Hình 2.17: Hàm phân bố xác suất Rice theo các giá trị k.....	52
Hình 2.18 : Phân bố Nakagami-m	53
Hình 3.1: Hệ thống MIMO-SM	54
Hình 3.2 : Flowchat giải thuật mô phỏng	56
Hình 3.3: Histogram kênh Rayleigh và Rician	59
Hình 3.4: So sánh ảnh hưởng kênh Rayleigh và Rician Fading tín hiệu 16-QAM.	63
Hình 3.5: BER vs. SNR kênh Gauss, MQAM.....	63

DANH MỤC CÁC CHỮ VIẾT TẮT VÀ KÝ HIỆU

Từ viết tắt	Tiếng anh	Tiếng việt
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gausse trắng có tính cộng
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BS	Base Station	Trạm cơ sở
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power	Công suất bức xạ đẳng hướng hiệu dụng
ICI	Intercarrier Interference	Can nhiễu giữa các kênh
MISO	Multiple Input Single Output	Hệ thống nhiều đầu vào 1 đầu ra
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Hệ thống nhiều đầu vào nhiều đầu ra
MLD	Maximum Likelihood Demodulation	Giải điều chế hợp lý cực đại
MRC	Maximal Ratio Combining	Kết hợp tỷ lệ cực đại
MS	Mobile Set	Thiết bị di động
MMSE	Minimum Mean Square Error	Ước lượng sai số trung bình bình phương cực tiểu
LOS	Light of Sight	Đường nhìn thẳng
LTE	Long Term Evolution	Tiến hóa dài hạn – công nghệ di động thế hệ thứ 4
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Hợp kênh phân chia theo tần số trực giao

RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
SISO	Single Input Single Output	Hệ thống 1 đầu vào 1 đầu ra
SIMO	Single Input Multiple Output	Hệ thống 1 đầu vào nhiều đầu ra
SM	Spatial Multiplexing	Hợp kênh không gian
STC	Space-time code	Mã không gian - thời gian
STTC	Space-Time Trellis Code	Mã lưới không gian thời gian
STBC	Space-Time Block Code	Mã khối không gian thời gian
SNR	Signal-to-noise ratio	Tỷ lệ tín hiệu trên ồn
ZF	Zero Forcing	Phương pháp ép không

LỜI NÓI ĐẦU

Trong sự phát triển không ngừng của ngành thông tin và truyền thông, nhất là truyền thông không dây, những dịch vụ đa phương tiện là một yêu cầu tất yếu của đời sống xã hội. Tuy nhiên, những thách thức của công nghệ truyền thông không phải là nhỏ. Nó ảnh hưởng trực tiếp đến chất lượng các dịch vụ đã, đang và sẽ được cung cấp cho xã hội. Khi mà dịch vụ gia tăng cả về mặt số lượng lẫn chất lượng thì ảnh hưởng ấy càng trở nên rõ ràng, nghiêm trọng hơn.

Thứ nhất phải kể đến vấn đề sử dụng tần số một cách hiệu quả. Như đã biết, tần số là nguồn tài nguyên hạn chế và được hoạch định và quản lý rất chặt chẽ. Mọi hoạt động truyền thông không dây dù ít hay nhiều đều cần đến một dải tần số nhất định để thu-phát tín hiệu. Nâng cao hiệu suất phổ đã là vấn đề “nóng” không chỉ của riêng ai, nay lại càng trở nên cấp thiết hơn bao giờ hết.

Thứ hai, việc tăng tốc độ truyền tin nhưng không thể lơ là việc nâng cao độ tin cậy thông tin nhằm đáp ứng lại những yêu cầu của dịch vụ truyền thông đa phương tiện ngày càng phát triển mạnh mẽ. Một khi tốc độ và độ tin cậy thông tin được cải thiện, chất lượng dịch vụ cũng được nâng cao.

Thứ ba là thách thức đến từ hiện tượng fading đa đường gây ra. Trong môi trường truyền thông không dây, tín hiệu phát đến được nơi thu qua nhiều đường khác nhau do sự phản xạ, khúc xạ và tán xạ gây nên. Tín hiệu thu được sẽ gồm nhiều tín hiệu chồng chập mà mức độ thăng giáng cường độ và pha là khác nhau. Xét cho cùng thì đó không phải do nhiễu gây nên, mà đó là một dạng của tín hiệu phát bị biến dạng và nó cũng mang thông tin của tín hiệu phát. Nếu tận dụng được những thông tin ấy để nâng cao chất lượng bên thu thì sẽ tăng đáng kể tỉ số SNR.

Một ưu điểm chính của hệ thống truyền thông không dây là khả năng di động của các thiết bị đầu cuối thông tin. Đó cũng là một thách thức cho quá trình thu. Khi máy thu và máy phát chuyển động tương đối với nhau bằng vận tốc khác không, tần số tại máy thu sẽ bị xê dịch so với tần số gốc một lượng nhất định tùy thuộc vào vận tốc di chuyển, người ta gọi đó là hiệu ứng Doppler.

Để giải quyết được vấn đề tăng tốc độ và độ tin cậy truyền tin, hiện đã và đang dùng hai kỹ thuật chính, đó là phân tập thời gian và phân tập tần số. Phân tập thời gian dựa vào những thông tin được phát lặp lại ở bên phát còn phân tập tần số dựa trên cơ sở phát lặp ở những dải tần khác nhau. Tuy vậy, cả hai giải pháp đó đều gây nên sự lãng phí về tốc độ truyền cũng như băng tần. Một giải pháp kỹ thuật khác đã khắc phục được phần nào những khuyết điểm của hai kỹ thuật trên, đó là phân tập không gian hay còn được gọi là phân tập ăng-ten. Phương pháp này sử dụng những thông tin phát ở nhiều ăng-ten khác nhau mà không ảnh hưởng đến sự vi phạm về dải tần cũng như tốc độ truyền thông tin. Tương tự như bên phát, tại bên thu cũng có thể sử dụng nhiều ăng-ten để “gom lại” tối đa những thông tin thu được để quyết định giải mã những thông tin đã phát. Hệ thống sử dụng nhiều ăng-ten phát và nhiều ăng-ten thu được gọi là hệ thống MIMO - hệ thống nhiều lối vào - nhiều lối ra (Multi-Input Multi-Output).

Hiện nay, hệ thống thông tin vô tuyến đặc biệt truyền thông đa phương tiện tốc độ cao trên các kênh vô tuyến fading ngày càng tăng đòi hỏi nhiều kỹ thuật mới ra đời đáp ứng được nhu cầu của người sử dụng. Các kỹ thuật truyền nhiều đầu vào nhiều đầu ra (MIMO) với nhiều ăng-ten được trang bị ở máy phát và máy thu là những giải pháp đầy triển vọng. Trong kỹ thuật truyền dẫn MIMO, cả máy phát và máy thu vô tuyến được trang bị nhiều ăng-ten, từ đó hình thành các hệ thống MIMO được gọi là kênh MIMO. Ưu điểm nổi bật của hệ thống MIMO là dung năng kênh tăng tuyến tính với số lượng ăng-ten truyền được chứng minh bởi Foschini và Tetalar. Để khai thác ưu điểm của hệ thống MIMO, ba chiến lược truyền dẫn MIMO chính được các nhà nghiên cứu thế giới đề xuất đó là: Truyền dẫn sử dụng mã khối không thời gian (STBC) để cải thiện chất lượng truyền tin, giảm tỉ lệ lỗi bit của hệ thống Truyền dẫn sử dụng ghép kênh theo không gian để tăng tốc độ truyền tin Truyền dẫn tổ hợp đồng thời cả ghép kênh theo không gian và mã hóa không thời gian nhằm tăng tốc độ và độ truyền tin cậy. Tuy nhiên các hệ thống MIMO đều gặp phải một số vấn đề như Can nhiễu giữa các kênh (ICI), là do sự chồng chồi thông tin độc lập được truyền bởi nhiều ăng-ten phát đồng bộ giữa các ăng-ten, đại diện cho các giả định cơ sở cho không-thời gian và trễ phân tập

giữa các phương pháp mã hóa; Cần thiết nhiều chuỗi tần số vô tuyến cần thiết để truyền tải tất cả các tín hiệu đồng thời Trong những năm trở lại đây Mesleh đã giới thiệu một khái niệm mới là điều chế không gian (SM) nhằm khắc phục những vấn đề trên của hệ thống MIMO trước đó. Trong hệ thống MIMO-SM, bộ phát chỉ kích hoạt một ăng-ten phát trong một chu kì tín hiệu và phát đi tín hiệu điều chế bằng các kĩ thuật điều chế truyền thống như BPSK hay QAM. Do chỉ có một tín hiệu được phát đi trong mỗi chu kì bit nên vấn đề ICI được giải quyết. Vì vậy, bộ tách sóng ML độ phức tạp thấp có thể thực hiện được tại máy thu.

Ý tưởng về điều chế không gian khá mới mẻ mà khắc phục được nhiều nhược điểm của hệ thống MIMO lại làm giảm độ phức tạp tại bộ thu vẫn tăng dung năng kênh mà không cần tăng băng thông. Tuy nhiên, điều chế không gian vẫn có thể chịu ảnh hưởng nhất định do hiện tượng fading gây ra. Chính vì thế tác giả chọn nghiên cứu đánh giá ảnh hưởng của kênh fading lên điều chế không gian làm đề tài nghiên cứu, qua đó có thể phân nào đưa ra các giải pháp phù hợp để giảm các ảnh hưởng này.

Mục đích nghiên cứu:

Tìm hiểu mô hình hệ thống MIMO-SM, và ảnh hưởng của kênh fading lên hệ thống MIMO-SM.

Nhiệm vụ nghiên cứu:

- Nghiên cứu lý thuyết về thông tin vô tuyến MIMO
- Nghiên cứu các kỹ thuật phân tập
- Nghiên cứu kỹ thuật về điều chế không gian
- Nghiên cứu các mô hình kênh và ảnh hưởng của kênh fading
- Mô phỏng điều chế để đưa ra tỉ lệ lỗi bit.

Sau thời gian tìm hiểu nghiên cứu, tác giả xin trình bày những nội dung đã nghiên cứu được trong luận văn gồm 3 chương:

Chương I: Tổng quan hệ thống MIMO và điều chế không gian

Chương II: Các mô hình kênh truyền vô tuyến

Chương III: Mô phỏng đánh giá ảnh hưởng của kênh fading tới điều chế không gian

CHƯƠNG I:

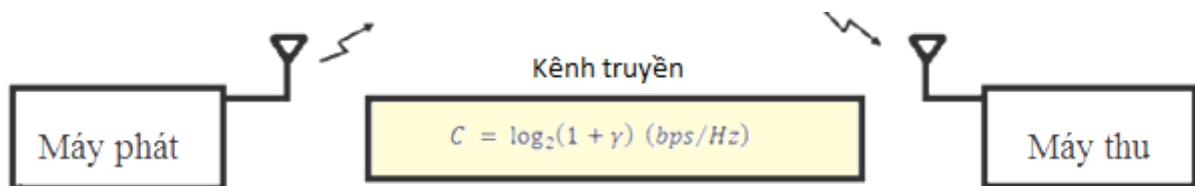
TỔNG QUAN HỆ THỐNG MIMO VÀ ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN

1.1 Các hệ thống thông tin không dây

Truyền thông không dây đã trải qua một sự thay đổi đáng kể trong những năm gần đây. Ngày càng có nhiều người đang sử dụng các dịch vụ truyền thông hiện đại, do đó tăng nhu cầu về khả năng truyền tải nhiều hơn. Do băng thông là một nguồn tài nguyên hạn chế, nên nhu cầu về công suất truyền tải cao phải được đáp ứng bằng cách sử dụng tốt hơn băng tần số hiện tại và điều kiện kênh. Một trong những đột phá về kỹ thuật gần đây, có khả năng cung cấp tốc độ dữ liệu cần thiết, là việc sử dụng nhiều anten ở cả hai đầu kết nối. Các hệ thống này được gọi là hệ thống không dây đa đầu vào đa đầu ra (MIMO). Các nghiên cứu lý thuyết ban đầu từ Foschini và Telatar, cũng như các công trình tiên phong khác đã cho thấy tiềm năng của các hệ thống như vậy.

Các hệ thống MIMO có khả năng đạt thông lượng cao hơn mà không tăng băng thông hoặc công suất truyền. Rõ ràng là hệ thống MIMO đã đạt được độ lợi về tốc độ truyền và độ tin cậy kèm theo chi phí tính toán cao hơn. May mắn thay, các mạch tích hợp với công suất tính toán cao đã ra đời đáp ứng được các yêu cầu thực hiện các thuật toán xử lý tín hiệu cần thiết.

Có hai độ lợi có thể thu được các hệ thống MIMO. Chúng được gọi là độ lợi phân tập (*diversity gain*) và độ lợi do hợp kênh không gian (*spatial multiplexing gain*). Trước hết khảo sát độ lợi phân tập, hãy xem xét hệ thống một lối vào một lối ra (SISO) như trong hình 1.1.



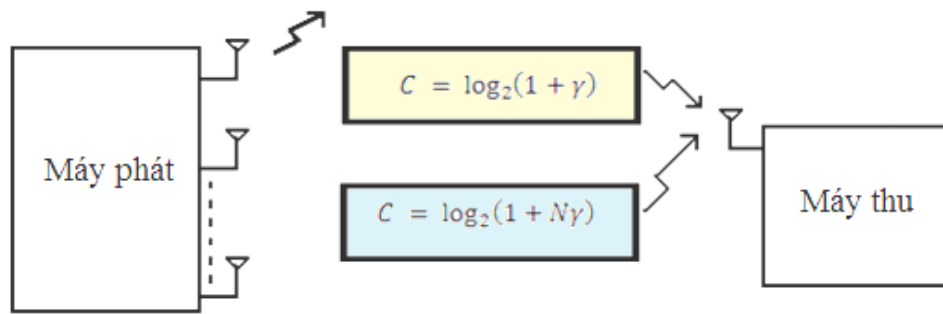
Hình 1.1 Hệ thống SISO [2]

Tùy thuộc vào môi trường xung quanh khi truyền thông không dây, tín hiệu radio truyền thường lan truyền qua một số đường khác nhau trước khi nó đến máy thu và được gọi là truyền đa đường. Tín hiệu vô tuyến thu được bởi ăng ten thu sẽ bị chồng chéo của nhiều kênh khác nhau. Nếu là đường truyền không nhìn thẳng (LOS) giữa máy phát và máy thu, thì các hệ số suy hao tương ứng với các đường dẫn khác nhau thường được giả thiết là độc lập và phân bố đồng nhất (iid). Trong trường hợp này, định lý giới hạn được áp dụng và đường truyền dẫn có thể được mô hình hóa như là một biến phức Gauss (có pha phân bố đồng đều và biên độ phân bố Rayleigh).

Do đặc tính thống kê, độ lợi kênh có thể đôi khi trở nên rất nhỏ nên không phải lúc nào cũng đáng tin cậy có thể truyền được tín hiệu. Để đối phó với vấn đề này, các kỹ thuật phân tập được sử dụng để có độ lợi phân tập. Độ phân tập càng cao càng cao, thì xác suất độ lợi kênh càng thấp. Một số kỹ thuật phân tập phổ biến là phân tập thời gian và phân tập tần số, trong đó các thông tin được truyền “lặp” trong các khoảng thời gian và các dải tần số. Phân tập không gian giả định rằng các thông tin được truyền “lặp” giữa các điểm trong không gian.

Khái niệm về phân tập không gian dẫn trực tiếp đến việc mở rộng hệ thống SISO. Đầu tiên với hệ thống một đầu vào nhiều đầu ra (SIMO). Trong một hệ thống như vậy, thiết bị thu có nhiều antenna để có thể đạt được hiệu suất đáng kể, nghĩa là độ dự phòng liên kết (link budget) tốt hơn, nhưng cũng kháng lại nhiễu đồng kênh tốt hơn. Tại máy thu, các tín hiệu được kết hợp (tức là nếu các pha của truyền dẫn được biết) và có được độ lợi phân tập do các đường dẫn tín hiệu fading độc lập tương ứng với các ăngten khác nhau. Ý tưởng nổi tiếng này đã được sử dụng trong nhiều hệ thống truyền thông, ví dụ như trong hệ thống điện thoại di động toàn cầu (GSM). Rõ ràng rằng, một trạm cơ sở (BS) có thể cải thiện độ tin cậy và cường độ tín hiệu đường lên mà không cần thêm bất kỳ chi phí, điện năng tiêu thụ nào vào thiết bị di động (MS).

Nếu phía máy phát cũng được trang bị nhiều ăng-ten, xuất hiện hệ thống nhiều đầu vào một đầu ra (MISO) - hình 1.2. Khi máy phát biết được thông tin kênh truyền, dung lượng hệ thống tăng theo hàm logarit của số anten phát.



Hình 1.2: Hệ thống MISO [2]

Rất nhiều nghiên cứu đã được thực hiện trong những năm gần đây để khai thác hiệu suất có thể đạt được về độ lợi phân tập phát - hệ thống nhiều đầu vào nhiều đầu ra (MIMO). Các cách để đạt được hiệu suất dự đoán độ lợi phân tập phát là khác nhau với các khái niệm mã không gian-thời gian (STC).

Bên cạnh những ưu điểm do phân tập không gian trong các hệ thống MIMO, các hệ thống MIMO cũng có thể đạt được độ lợi đáng kể về tốc độ thông tin hoặc dung lượng thông tin [2]. Điều này liên quan đến độ lợi hợp kênh nói trên. Trên thực tế, lợi thế của MIMO là cơ bản hơn rất nhiều mà nó có thể đã xuất hiện cho đến nay. Bản chất toán học cơ bản của các hệ thống MIMO, là dữ liệu được truyền qua ma trận kênh chứ không phải là một vector kênh. Ban đầu [1] chỉ ra với một cách nào đó, trong một điều kiện cụ thể nào đó có thể truyền một số luồng dữ liệu độc lập đồng thời qua ma trận kênh mode giá trị riêng được tạo bởi một số anten truyền và nhận.

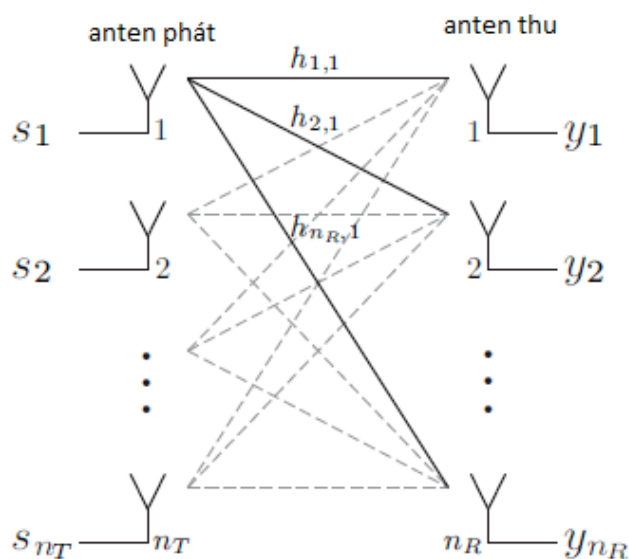
Các độ lợi có thể đạt được bởi một hệ thống MIMO so với SISO có thể được mô tả chặt chẽ bởi lý thuyết thông tin. Rất nhiều nghiên cứu trong khu vực của các hệ thống MIMO và STC dựa trên khuôn khổ toán học này được giới thiệu bởi Shannon [3]. Kết quả cơ bản của truyền thông không có lỗi dưới một tốc độ cụ thể (phụ thuộc vào tỷ lệ công suất tín hiệu-công suất nhiễu thực tế) với giới hạn mã chiều dài vô hạn cũng nằm trong trường hợp của MIMO là giới hạn trên cho tất cả các cơ chế truyền thông. Nó có thể được sử dụng như là một tiêu chí thiết kế cho các chương trình truyền dẫn cũng như để so sánh các hệ thống truyền thông MIMO khác nhau. Trên hết, mong muốn tăng tốc độ dữ liệu và hiệu suất của các liên kết

không dây bởi công nghệ MIMO đã được chứng minh rất hứa hẹn rằng MIMO là nền tảng của nhiều hệ thống truyền thông không dây trong tương lai [4].

1.2 Hệ thống MIMO

1.2.1 Mô hình MIMO

Xét một mô hình truyền thông đơn người dùng và một liên kết điểm-điểm, tại đó máy phát được trang bị n_T anten và máy thu sử dụng n_R anten (xem hình 1.3). Bên cạnh giả định người dùng duy nhất với mô tả như liên kết điểm-điểm, chúng ta giả sử rằng không có nhiễu giữa các biểu tượng (ISI). Điều này ngụ ý rằng băng thông của tín hiệu truyền là rất nhỏ và có thể được giả thiết là tần số phẳng (hay giả thiết băng hẹp), sao cho mỗi đường dẫn tín hiệu có thể được biểu diễn bởi một hệ số độ lợi kênh phức. Nhìn một cách thực tế, mô hình kênh tần số phẳng là mô hình kênh có băng thông của hệ thống nhỏ hơn nghịch đảo của độ trễ trải của kênh; Do đó một hệ thống băng rộng hoạt động với độ trễ trải khá nhỏ và đôi khi cũng có thể được coi là tần số phẳng [7, 8]. Nếu kênh có tần số chọn lọc, người ta có thể sử dụng hệ thống OFDM (hợp kênh phân chia tần số trực giao), để biến kênh MIMO thành một tập hợp các tần số phẳng song song.



Hình 1.3: Kênh MIMO với N_T anten phát và N_R anten thu [2]

Ngoài các hạn chế này, chúng ta sẽ tiếp tục giả định, rằng hệ thống hoạt động bất biến thời gian. Những giả định này cho phép chúng ta sử dụng các tín hiệu băng hẹp, băng cơ sở (baseband) có tiêu giá trị phức có thể được viết dưới dạng rời rạc (bỏ qua sự phụ thuộc vào thời gian).

Đặt $h_{i,j}$ là độ lợi đường truyền phức (giá trị phức) từ anten phát j đến anten thu i (hiệu ứng fading). Nếu tại một thời điểm nhất định thì tín hiệu có giá trị phức $\{s_1, \dots, s_{n_T}\}$ được phát qua n_T anten tương ứng, tín hiệu thu được tại anten i có thể được biểu diễn bằng

$$y_i = \sum_{j=1}^{n_T} h_{i,j} s_j + n_i \quad (1.1)$$

Với n_i là ồn cộng tính, sẽ được xem xét sau. Mỗi liên hệ tuyến tính này có thể dễ dàng được viết trong một khuôn khổ ma trận. Như vậy, hãy đặt $\mathbf{s}$ là một vector có kích thước n_T chứa các giá trị được truyền, và $\mathbf{y}$ là một vector của kích thước n_R chứa các giá trị đã nhận, tương ứng. Chắc chắn, $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{n_T}$ và $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{n_R}$. Hơn nữa, nếu định nghĩa ma trận kênh $\mathbf{H}$ như

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,n_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & h_{n_R,2} & \dots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Biểu thức trên biểu thị sự truyền tải chỉ trong khoảng thời gian một biểu tượng, nhưng dễ dàng thích nghi với trường hợp một số liên tiếp các biểu tượng $\{s_1, s_2, \dots, s_L\}$ được truyền (ở đây, L biểu thị tổng số biểu tượng được sử dụng để truyền) qua kênh. Vì vậy, sắp xếp các vector truyền, nhận và nhiễu theo dạng ma trận

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_L], \quad \mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_L], \quad \mathbf{N} = [\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_L]$$

Vậy

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} y_{1,1} & y_{1,2} & \cdots & y_{1,L} \\ y_{2,1} & y_{2,2} & \cdots & y_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n_R,1} & y_{n_R,2} & \cdots & y_{n_R,L} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,n_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & h_{n_R,2} & \cdots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{1,1} & s_{1,2} & \cdots & s_{1,L} \\ s_{2,1} & s_{2,2} & \cdots & s_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n_T,1} & s_{n_T,2} & \cdots & s_{n_T,L} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} n_{1,1} & n_{1,2} & \cdots & n_{1,L} \\ n_{2,1} & n_{2,2} & \cdots & n_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n_{n_R,1} & n_{n_R,2} & \cdots & n_{n_R,L} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Chúng ta có

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (1.3)$$

Vector ồn $\{n_l\}$ được giả thiết là biến ồn ngẫu nhiên trắng phân bố Gauss với trung bình zero, phương sai σ_N^2 cả phần thực lẫn phần ảo vì thế

$$\mathbf{n}_l \sim \mathcal{N}_C(0, 2\sigma_N^2 \mathbf{I})$$

Trong đó $\mathcal{N}_C$ được coi là hàm mật độ xác suất Gauss đa tốc độ, giá trị phức.

1.2.2 Các ràng buộc công suất

Theo lý thuyết, công suất phát trung bình trên mỗi n_T anten phát của hệ thống hệ thống MIMO có thể được viết bằng

$$\frac{1}{n_T} \sum_{i=1}^{n_T} \mathbb{E} \{ |s_{i,k}|^2 \} = E_s \quad \text{với } k = 1, \dots, L \quad (1.4)$$

Với E_s công suất phát tại mỗi anten, hơn nữa E_s biểu diễn năng lượng biểu tượng tức là $\mathbb{E} \{ |s^{(j)}|^2 \} = E_s$ (với j là chỉ số thời gian gửi biểu tượng), với mong muốn gửi dãy biểu tượng (theo j) để đạt năng lượng trung bình. Có 3 ràng buộc công suất đối với lý thuyết truyền dẫn MIMO [5] có thể được viết như sau:

- a) $E \{ |s_{i,k}|^2 \} = E_s$ với $i = 1, 2, \dots, n_T$ và $k = 1, 2, \dots, L$ tính ràng buộc năng lượng biểu tượng, không tính năng lượng trung bình tại các anten phát.
- b) $\frac{1}{L} \sum_{k=1}^L E \{ |s_{i,k}|^2 \} = E_s$ với $i = 1, 2, \dots, n_T$ tính ràng buộc năng lượng trung bình theo thời gian, không ràng buộc theo không gian.
- c) $\frac{1}{n_T L} \sum_{k=1}^L \sum_{i=1}^{n_T} E \{ |s_{i,k}|^2 \} = E_s$ ràng buộc năng lượng trung bình theo cả thời gian lẫn không gian.

Vì trong hầu hết các phép toán tính hiệu năng muốn lấy biểu thức hoặc đường cong phụ thuộc vào SNR tại anten nhận do đó SNR_k được tính tại anten k thu bất kỳ. Do công suất phát tổng cộng là $n_T E_s$ qua kênh có *độ lợi kênh trung bình bằng 1* và công suất ồn tổng cộng là $2\sigma_N^2$ tại mỗi anten thu do vậy tỷ số công suất tín hiệu trên công suất ồn của một anten là $\gamma = (n_T E_s) / (2\sigma_N^2)$. Điều này có khía cạnh không tích cực – mâu thuẫn là tổng công suất phát (hay SNR thu) phụ thuộc vào số anten phát. Như vậy nếu chuẩn hóa công suất phát theo số anten phát n_T thì sẽ loại bỏ được mâu thuẫn này. Do vậy mô hình truyền thông hệ thống MIMO được biểu diễn:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\gamma}{n_T}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (1.5)$$

Có 3 ràng buộc của mô hình truyền dẫn MIMO được đưa ra

- Độ lợi kênh trung bình $E\{tr\mathbf{H}\mathbf{H}^H\} = n_T n_R$
- Công suất phát trung bình $E\{tr\mathbf{S}\mathbf{S}^H\} = n_T L$
- Công suất ồn trung bình $E\{tr\mathbf{N}\mathbf{N}^H\} = n_R L$

Nếu các hạn chế này được thực hiện đầy đủ, thì hệ số $\sqrt{\gamma/n_T}$ sẽ độc lập với số anten phát

1.2.3 Dung lượng kênh MIMO

Dung lượng kênh MIMO được xác định với giả thiết ma trận kênh H được xác định. Các hiểu biết về kênh tại máy thu có thể được thực hiện nhờ các chuỗi huấn luyện, bám sát. Tuy nhiên môi trường thay đổi theo thời gian làm khó khăn cho hiểu biết chính xác về ma trận kênh H .

Theo lý thuyết thông tin [6], dung lượng kênh MIMO được xác định dựa trên thông tin tương hỗ giữa tín hiệu lối vào s và tín hiệu lối ra y viết là $I(s,y)$ bởi biểu thức:

$$C = \max_{p(s)} I(s, y) \quad (1.6)$$

Do

$$I(s, y) \triangleq \sum_{\square \in S} \sum_{\square \in Y} p_{s,y}(\square, \square) \log \frac{p_{s,y}(\square, \square)}{p_s(\square)p_y(\square)} \quad (1.7)$$

Trong đó $p_{s,y}(\square, \square)$ được coi là hàm khối xác suất kết hợp còn $p_s(\square)$, $p_y(\square)$ là hàm khối xác suất của s và y . Mặc khác $p_s(\square) = Pr(s = \square), \square \in S$, và $p_y(\square) = Pr(y = \square), \square \in Y$. Do entropy của đại lượng rời rạc x được viết

$$H(x) \triangleq - \sum_{\square \in X} p_x(\square) \log p_x(\square) \quad (1.8)$$

Trong đó nếu logarithm dựa trên cơ số 2 thì entropy được biểu diễn dạng bit. Như vậy biểu thức (1.7) có thể được viết

$$I(s, y) = H(y) - H(y|s) \quad (1.9)$$

Bởi vì y được xác định thông qua mô hình truyền dẫn MIMO tuyến tính, vector s và vector n độc lập tuyến tính, $H(y|s) \triangleq - \sum_{\square \in X} \sum_{\square \in Y} p_{s,y}(\square, \square) \log p_{y|s}(\square|\square)$.

Nếu $H(y|s = \square) \triangleq -\sum_{\square \in Y} p_{y|s}(\square|\square) \log p_{y|s}(\square|\square)$ ta có thể sử dụng đồng nhất $H(y|s) = H(n)$. Vì vậy, Phương trình (1.9) đơn giản để

$$I(\mathbf{s}, \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{n}) \quad (1.10)$$

Với giả thiết trên đây, $H(n)$ có thể được tính bởi công thức:

$$H(\mathbf{n}) = \log \det(\pi e \mathbf{C}_n) = \log \det(\pi e \mathbf{I}) \quad (1.11)$$

Trong đó $\mathbf{I}$ là ma trận đơn vị. Ma trận đồng biến $\mathbf{C}_y$ của $\mathbf{y}$ thỏa mãn

$$\mathbf{C}_y = E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \frac{\gamma}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{C}_s\mathbf{H}^H + \mathbf{C}_n \quad (1.12)$$

Với $\mathbf{C}_s$ là ma trận đồng biến của $\mathbf{s}$

Như vậy, thông tin tương hỗ $I(\mathbf{s}, \mathbf{y})$ được tính bởi

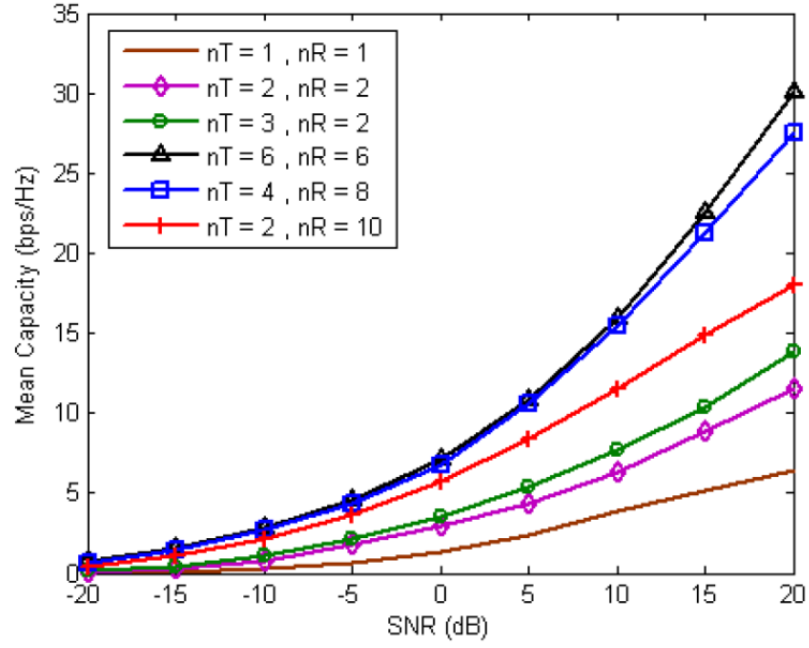
$$I(\mathbf{s}, \mathbf{y}) = \log \det \left(\mathbf{I} + \frac{\gamma}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{C}_s\mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (1.13)$$

Dung lượng kênh MIMO được tính bởi biểu thức

$$C(\mathbf{H}) = \max_{tr \mathbf{C}_s = n_T} \log \det \left(\mathbf{I} + \frac{\gamma}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{C}_s\mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (1.14)$$

Nếu kênh $\mathbf{H}$ được máy phát biết trước thì ma trận tương quan $\mathbf{C}_s$ có thể được lựa chọn để tối đa hóa dung lượng kênh đối với *kênh lí tưởng cho trước*. Công cụ chính để thực hiện tối đa hóa này là kỹ thuật thường được gọi là “water-filling” hay thuật toán “đổ nước”. Hiệu suất đạt được phương pháp này liên quan đến một hệ thống phức tạp, bởi vì CSI được đưa trở lại máy phát. Điều này có nghĩa là các anten sẽ phát các cuối không tương quan với công suất trung bình như nhau. Do vậy dung lượng kênh Ergodic được xác định

$$C(\mathbf{H}) = E \left\{ \log \det \left(\mathbf{I} + \frac{\gamma}{n_T} \mathbf{H}\mathbf{C}_s\mathbf{H}^H \right) \right\} \text{ bps/Hz} \quad (1.15)$$



Hình 1.4: Dung lượng kênh MIMO

[dựa theo Yong Soo Cho – MIMO Wireless Communication with MATLAB 2010]

Chương trình matlab tính dung lượng kênh theo SNR theo số anten phát và thu được chỉ ra trong hình 1.4 trên đây

Kỹ thuật truyền thông dựa trên MIMO có rất nhiều ưu thế, dung lượng kênh đạt được nhờ độ lợi phân tập không gian. Tuy nhiên nếu phân tích mối quan hệ giữa tín hiệu truyền dẫn và mô hình kênh để viết lại biểu thức (1.14) ta có:

$$C(\mathbf{H}) \approx \max_{tr \mathbf{C}_S = n_T} \log \det(\mathbf{C}_S) + \log \det \left(\frac{\gamma}{n_T} \mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (1.16)$$

Đại lượng thứ 2 trong biểu thức (1.16) là đại lượng không đổi trong khi đó đại lượng thứ nhất bằng $\max_{tr \mathbf{C}_S = n_T} \log \det(\mathbf{C}_S)$ và đạt tối đa khi $\mathbf{C}_S = \mathbf{I}$ (ma trận đơn vị) nhờ các kỹ thuật mã hóa. Biểu thức (1.15) được xác định nếu coi các kênh giữa các cặp anten thu-phát là độc lập hay các kênh không tương quan với nhau.

Trên thực tế do giữa các anten thu hay giữa các anten phát quá gần nhau do đó các kênh giữa các cặp anten thu-phát là tương quan với nhau. Khi xét mô hình MIMO kênh tương quan thì ma trận $\mathbf{H}$ được viết lại

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_t \mathbf{H}_f \mathbf{R}_R \quad (1.17)$$

Trong đó $\mathbf{R}_T$ là ma trận tương quan giữa các anten phát (tức là sự tương quan giữa các cột của ma trận $\mathbf{H}$) và $\mathbf{R}_R$ là ma trận tương quan giữa các anten thu (tức là sự tương quan giữa các hàng của ma trận $\mathbf{H}$), còn $\mathbf{H}_f$ là ma trận độ lợi kênh do vậy sự phụ thuộc dung lượng kênh MIMO vào tính tương quan giữa các anten phát và giữa các anten thu được xác định bởi:

$$C(\mathbf{H}) \approx \log \det \left(\frac{\gamma}{n_T} \mathbf{H}_f \cdot \mathbf{H}_f^H \right) + \log \det \mathbf{R}_T + \log \det \mathbf{R}_R \text{ bps/Hz} \quad (1.18)$$

Như vậy, theo biểu thức (1.13), dung lượng kênh MIMO $C(\mathbf{H})$ khi có tương quan giữa các anten phát và giữa các anten thu sẽ giảm tùy thuộc vào mức độ tương quan do $\log \det \mathbf{R}_T < 0$ và $\log \det \mathbf{R}_R < 0$.

Mặt khác do phân tập không gian, nhiễu giữa các sóng mang sẽ rất lớn (ICI) đòi hỏi xử lý tín hiệu số hết sức phức tạp tại máy thu và ICI dẫn đến làm giảm đáng kể hiệu năng của hệ thống MIMO. Một số giải pháp mã hóa tín hiệu được thực thi cho các hệ thống MIMO, ví dụ như mã hóa phân tập không gian-thời gian (STBC) với các giải thuật nổi tiếng như Alamouti, V-Blast...

1.2.4 MIMO-STC

Xét một hệ thống truyền thông mã không gian-thời gian có n_T anten phát và n_R anten thu. Dữ liệu phát được mã hóa bằng một bộ mã hóa không gian-thời gian. Tại thời điểm t , một khối m ký hiệu thông tin nhị phân

$$\mathbf{c}_1 = (c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^m)$$

được đưa vào bộ mã hóa không gian thời gian. Bộ mã hóa không gian-thời gian ánh xạ khối dữ liệu m bit nhị phân vào n_T ký hiệu điều chế từ một tập $M = 2^m$ điểm. Tốc độ dữ liệu mã hóa được chuyển đổi từ nối tiếp sang song song, tạo ra chuỗi n_T ký hiệu song song, được xếp thành một vectơ cột $n_T \times 1$

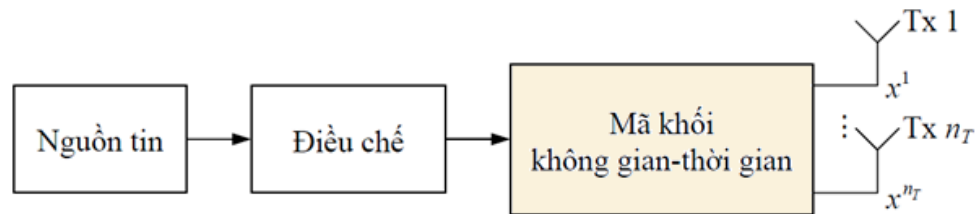
$$\mathbf{x}_1 = (x_t^1, x_t^2, \dots, x_t^{n_T})^T$$

ký hiệu T phía trên là chuyển vị ma trận. Lỗi ra song song n_T được phát đồng thời bằng n_T ăng-ten khác nhau, trong đó ký hiệu $x_t^1 < i < n_T$, được phát ở ăng-ten i và toàn bộ các ký hiệu phát cùng thời gian phát T_s . Véc tơ các ký hiệu mã hóa được phát tại thời điểm t trên các ăng-ten được chỉ ra trong biểu thức trên còn được gọi là ký hiệu không gian-thời gian.

Mã không gian-thời gian được phân ra làm 2 loại: mã khối không gian-thời gian (STBC) và mã lưới không gian-thời gian (STTC).

- Mã khối không gian-thời gian STBC

Hình 1.6 chỉ ra cấu trúc bộ mã hóa STBC. Nói chung, một mã STBC được định nghĩa bởi ma trận truyền dẫn X , kích cỡ $n_T \cdot p$. Ở đây n_T là số ăng-ten phát và p là số chu kỳ ký hiệu phát của một khối mã.



Hình 1.5: Mã khối không gian-thời gian [1]

Giả sử rằng chòm sao tín hiệu bao gồm 2^m điểm. Tại mỗi thời điểm mã hóa, một khối gồm km bit thông tin được ánh xạ vào chòm sao tín hiệu để tạo ra k tín hiệu điều chế $x_1, x_2, \dots, x_k$. k tín hiệu được mã hóa bằng bộ mã hóa STBC để tạo ra n_T chuỗi tín hiệu song song có chiều dài p theo ma trận truyền dẫn X . Các chuỗi tín hiệu này được phát đồng thời qua n_T ăng-ten trong p chu kỳ ký hiệu.

Trong mã STBC, số lượng ký hiệu lỗi vào của STBC trong một lần mã hóa là k . Số chu kỳ cần để phát mã khối đó trên những ăng-ten phát là p . Nói cách khác, có p ký hiệu không gian-thời gian được phát từ mỗi ăng-ten cho mỗi khối gồm k ký hiệu đầu vào. Tốc độ của mã STBC được định nghĩa bằng tỉ số giữa số ký hiệu đã đem mã hóa và số chu kỳ phát hết khối đó trên các ăng-ten:

$$R = k/p \quad (1.19)$$

Hiệu suất phổ của mã STBC là:

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s m R}{r_s} = \frac{km}{p} \quad bps/Hz \quad (1.20)$$

với r_b và r_s là tốc độ bit và tốc độ ký hiệu, và B là dải thông.

Lối vào của ma trận truyền dẫn $\mathbf{X}$ là tổ hợp tuyến tính của k ký hiệu điều chế $x_1, x_2, \dots, x_k$ và liên hợp phức $x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*$. Để đạt được mức phân tập phát đầy đủ n_T , ma trận truyền dẫn $\mathbf{X}$ được xây dựng dựa trên tính trực giao như sau:

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H = c \cdot (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) \cdot I_{n_T} \quad (1.21)$$

với c là hằng số, $\mathbf{X}^H$ là biến đổi Hermitian của $\mathbf{X}$ và I_{n_T} là ma trận đơn vị $n_T \times n_T$. Hàng thứ i của $\mathbf{X}$ chính là những ký hiệu phát từ ăng-ten thứ i một cách liên tiếp trong p chu kỳ, trong khi cột thứ j của $\mathbf{X}$ chỉ thị những ký hiệu phát đồng thời qua n_T ăng-ten phát tại thời điểm thứ j . Phần tử của ma trận $\mathbf{X}$ trong hàng thứ i và cột thứ j , ký hiệu là x_{ij} ($i=1,2, \dots, n_T$ và $j=1,2, \dots, p$) là tín hiệu phát từ ăng-ten i tại thời điểm j .

Từ đó chỉ ra rằng tốc độ của mã STBC có phân tập phát đầy đủ nhỏ hơn hoặc bằng 1, $R \leq 1$. Mã có tốc độ $R=1$ thì không cần mở rộng băng tần, nhưng khi mã có $R < 1$ thì đòi hỏi phải tăng tốc độ lấy mẫu, nghĩa là mở rộng băng thông $1/R$. Với các mã STBC có n_T ăng-ten phát, ma trận truyền dẫn được ký hiệu bằng $\mathbf{X}_{n_T}$. Mã đó được gọi là mã STBC có kích cỡ n_T .

Giải mã STBC

Giả thiết cột đầu tiên của mã khối STBC là vectơ $[x_1, x_2, \dots, x_{n_T}]^T$. Các cột khác của ma trận mã $\mathbf{x}_{n_T}$ là ký hiệu được hoán vị cùng biến đổi liên hợp phức và dấu thích hợp để có được tính trực giao. Ký hiệu ϵ_t là tập các hoán vị của cột thứ t so với cột đầu tiên. Do vậy, vị trí của ký hiệu x_i trong cột thứ t được biểu diễn bằng ký hiệu $\epsilon_t(i)$ và dấu của vị trí tương ứng là $sgn_t(i)$.

Ta cũng giả thiết là hệ số kênh truyền giữa các cặp ăng-ten thu phát không thay đổi trong p chu kỳ ký hiệu liên tiếp, nghĩa là:

$$h_{j,i}(t) = h_{j,i} \text{ với } t=1,2,\dots,p$$

Để giải mã được mã STBC, ta cần tách được các ký hiệu phát ở nơi thu dựa vào tính trực giao của các tín hiệu phát.

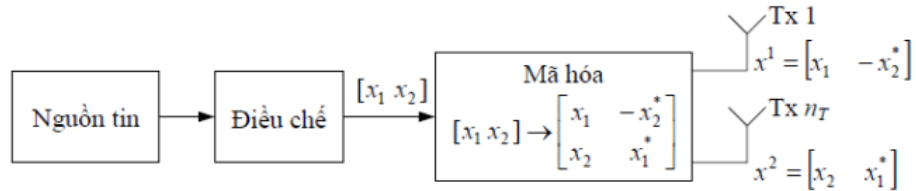
$$\tilde{x} = \sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} sgn_t(i) \cdot r_t^j h_{j,e_t(i)}^* i = 1, 2, \dots, n_T$$

Do đặc tính trực giao của các hàng trong ma trận tín hiệu phát, nên việc tìm số đo ML nhỏ nhất là việc tối thiểu hóa biểu thức:

$$\sum_{i=1}^{n_T} \left[|\tilde{x}_i - x_i|^2 + \left(\sum_{t=1}^{n_T} \sum_{j=1}^{n_R} h_{j,t}^2 - 1 \right) |x_i|^2 \right]$$

Tương đương việc tìm giá trị nhỏ nhất của từng phần tử với n_T, n_R thay đổi.

Trường hợp $n_T = n_R = 2$: Mã Alamouti:



Hình 1.6: Mô hình hệ thống MIMO-Alamouti [1]

Giả thiết rằng mô hình dùng điều chế cơ số M. Trong bộ mã hóa Alamouti, ban đầu mỗi nhóm m bit thông tin được điều chế, với $m = \log_2 M$. Sau đó, bộ mã hóa lấy một khối gồm 2 ký hiệu đã điều chế x_1 và x_2 đưa vào mã hóa và cho ra những ăng-ten phát theo ma trận mã sau:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

Lỗi ra bộ mã hóa được phát thành 2 chu kỳ liên tiếp bằng 2 ăng-ten phát. Trong suốt chu kỳ truyền dẫn đầu tiên, 2 tín hiệu x_1 và x_2 được phát đồng thời từ ăng-ten 1 và ăng-ten 2. Trong chu kỳ thứ 2, tín hiệu $-x_2^*$ được phát ở ăng-ten 1 và x_1^* phát ở ăng-ten 2, dấu * để biểu thị giá trị liên hợp phức. Rõ ràng là việc mã hóa được làm cả trong miền không gian và miền thời gian. Để ký hiệu cho chuỗi tín hiệu phát từ ăng-ten thứ nhất và ăng-ten thứ 2, ta biểu diễn bằng:

$$x^1 = [x_1 - x_2^*]$$

$$x^2 = [x_2 \ x_1^*]$$

Đặc điểm quan trọng của mô hình Alamouti là chuỗi tín hiệu phát từ 2 ăng-ten là trực giao với nhau, vì tích vô hướng của các chuỗi x^1 và x^2 bằng 0, nghĩa là:

$$x^1 \cdot x^2 = \sum_{t=1}^2 x_t^1 \cdot (x_t^2)^* = x_1 \cdot x_2^* - x_1 \cdot x_2^* = 0$$

Ma trận mã có tính chất sau:

$$\mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H = \begin{bmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{bmatrix} = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \cdot \mathbf{I}_2$$

Với $\mathbf{I}_2$ là ma trận đơn vị 2×2 . Tín hiệu thu được từ 2 ăng-ten tại 2 thời điểm t và $t+T$ là:

$$r_1^t = h_{j,1}x_1 + h_{j,2}x_2 + w_1^j$$

$$r_2^t = -h_{j,1}x_2^* + h_{j,2}x_1^* + w_2^j$$

ký hiệu j ở trên là chỉ số ăng-ten thu, $2, 1=j$. Để tách biệt được các tín hiệu phát x_1, x_2 , sử dụng tổ hợp tuyến tính sau:

$$\tilde{x}_1 = \sum_{j=1}^2 h_{j,1}^* r_1^j + r_{j,2} (r_2^j)^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |h_{j,i}|^2 x_1 \sum_{j=1}^2 h_{j,1}^* w_1^j + h_{j,2} (w_2^j)^*$$

$$\tilde{x}_2 = \sum_{j=1}^2 h_{j,2}^* r_1^j - r_{j,1} (r_2^j)^* = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |h_{j,i}|^2 x_2 + \sum_{j=1}^2 h_{j,2}^* w_1^j - h_{j,1} (w_2^j)^*$$

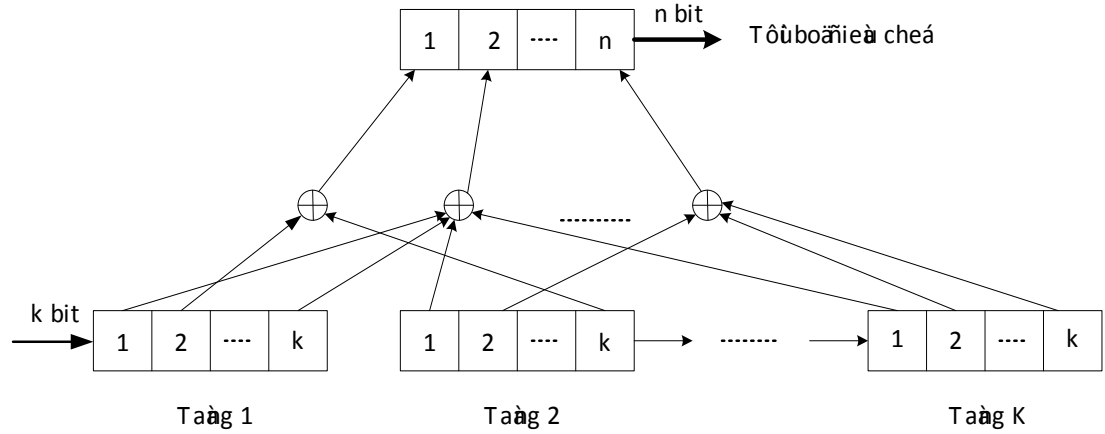
Giải thuật STBC Alamouti đòi hỏi các biểu tượng phát trong hệ thống MIMO phải trực giao với nhau. Điều này dẫn đến mô hình MIMO STC Alamouti càng công kênh theo số lượng tầng anten phát hay anten thu. Mặt khác độ lợi phân tập STC Alamouti tăng theo số lượng tầng anten phát và anten thu là không đồng đều. Ví dụ MIMO 2x2 STBC Alamouti có độ lợi kênh khoảng 8dB thì với MIMO 4x4 STC Alamouti có độ lợi kênh khoảng 13 dB .. do vậy các hệ thống MIMO STBC Alamouti thường có số anten thu-phát là 2x2

▪ Mã Trellis không gian thời gian STTC.

STTC cho phép phân tập đầy đủ và độ lợi mã cao, STTC là loại mã chấp được mở rộng cho trường hợp MIMO. Cấu trúc mã chấp đặt biệt phù hợp với truyền thông vũ trụ và vệ tinh, do chỉ sử dụng bộ mã hóa đơn giản nhưng đạt được hiệu quả cao nhờ vào phương pháp giải mã phức tạp.

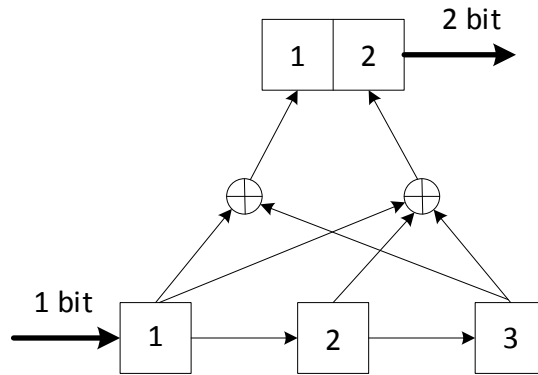
Nếu như STBC xử lý độc lập từng khối ký tự đầu vào để tạo ra một chuỗi các vector mã độc lập, thì STTC xử lý từng chuỗi ký tự đầu vào để tạo ra từng chuỗi vector mã phụ thuộc vào trạng thái mã trước đó của bộ mã hóa.

Bộ mã hóa tạo các vector mã bằng cách dịch chuyển các bit dữ liệu qua thanh ghi dịch qua K tầng mỗi tầng có k bit. Một bộ n phép cộng nhị phân với đầu vào là K tầng sẽ tạo ra vector mã n bit cho mỗi k bit đầu vào. Tại một thời điểm, k bit dữ liệu đầu vào sẽ được dịch vào tầng đầu tiên của thanh ghi dịch, k bit của tầng đầu sẽ được dịch vào k bit của tầng kế. Mỗi lần dịch k bit dữ liệu vào sẽ tạo ra một vector mã n bit. Tốc độ mã là $R_c = k/n.K$ là số tầng của thanh ghi dịch được gọi là ràng buộc độ dài của bộ mã. Hình dưới cho ta thấy rõ mỗi vector mã trong mã lưới phụ thuộc vào k. K bit, bao gồm k bit dữ liệu vào tầng đầu tiên và (K-1).k bit của K-1 tầng cuối của bộ mã hoá, K-1 tầng cuối này gọi là trạng thái của bộ mã hoá, trong khi đó chỉ có k bit dữ liệu đầu vào trong mã khối ảnh hưởng tới vector mã.



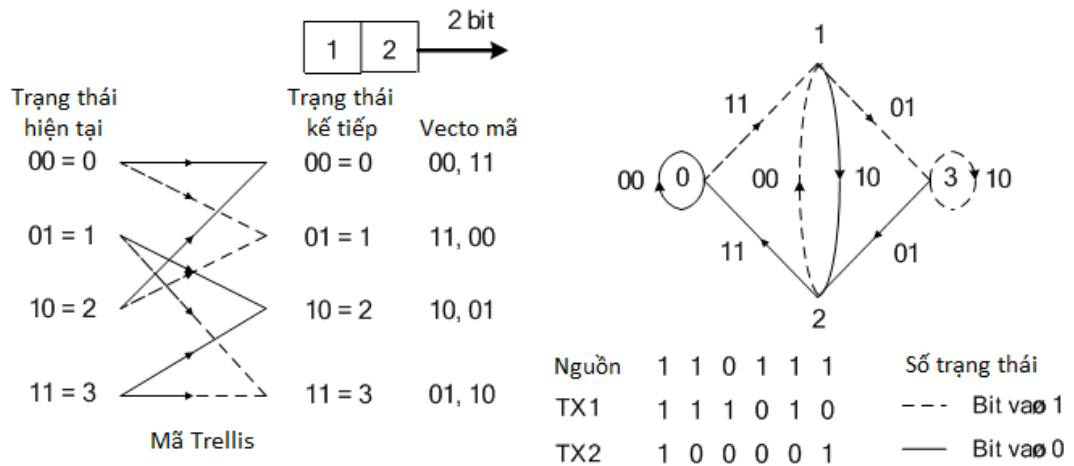
Hình 1.7: Sơ đồ mã Trellis [2]

Mã lưới được biểu diễn thông qua lưới mã (code trellis) hoặc sơ đồ trạng thái (state diagram) mô tả sự biến đổi từ trạng thái hiện tại sang trạng thái kế tiếp tùy thuộc k bit dữ liệu đầu vào ví dụ: Bộ mã lưới $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$.



Hình 1.8: Mô tả sơ đồ mã hóa với $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$ [2]

Tín hiệu nhận được tại máy thu sẽ được bộ giải mã tương quan tối đa không gian-thời gian STMLD (Space-Time Maximum Likelihood Decoder) giải mã. Bộ STMLD sẽ được thực hiện thành giải thuật vector Viterbi, đường mã nào có metric tích lũy nhỏ nhất sẽ được chọn là chuỗi dữ liệu được giải mã. Độ phức tạp của bộ giải mã tăng theo hàm mũ với số trạng thái trên giản đồ chòm sao và số trạng thái mã lưới, một bộ mã STTC có bậc phân tập là D truyền dữ liệu với tốc độ R bps thì độ phức tạp của bộ giải mã tỉ lệ với hệ số $2^{R(D-1)}$.



Hình 1.9: Lưới mã và sơ đồ trạng thái với $k = 1$, $K = 3$ và $n = 2$

STTC cung cấp độ lợi mã tốt hơn nhiều STBC - Alamouti, độ lợi mã của STTC tăng lên khi tăng số trạng thái của lưới mã. Tuy nhiên độ phức tạp của STBC Alamouti thấp hơn nhiều độ phức tạp của STTC, do STBC Alamouti được mã hoá và giải mã đơn giản nhờ vào các giải thuật xử lý tuyến tính, nên STBC Alamouti phù hợp với các ứng dụng thực tế trong hệ thống MIMO hơn STTC.

1.2.5 Kết luận

Các hệ thống truyền thông dựa trên MIMO đạt được hiệu năng cao nhờ các kỹ thuật phân tập – phân tập thời gian không gian, phân tập không gian tần số. Tuy nhiên nhược điểm của các hệ thống MIMO thông thường là sự gia tăng mức độ phức tạp, kể cả việc tăng tỷ số công suất/năng lượng tiêu thụ, chi phí cao... Đó là do các nguyên nhân dưới đây:

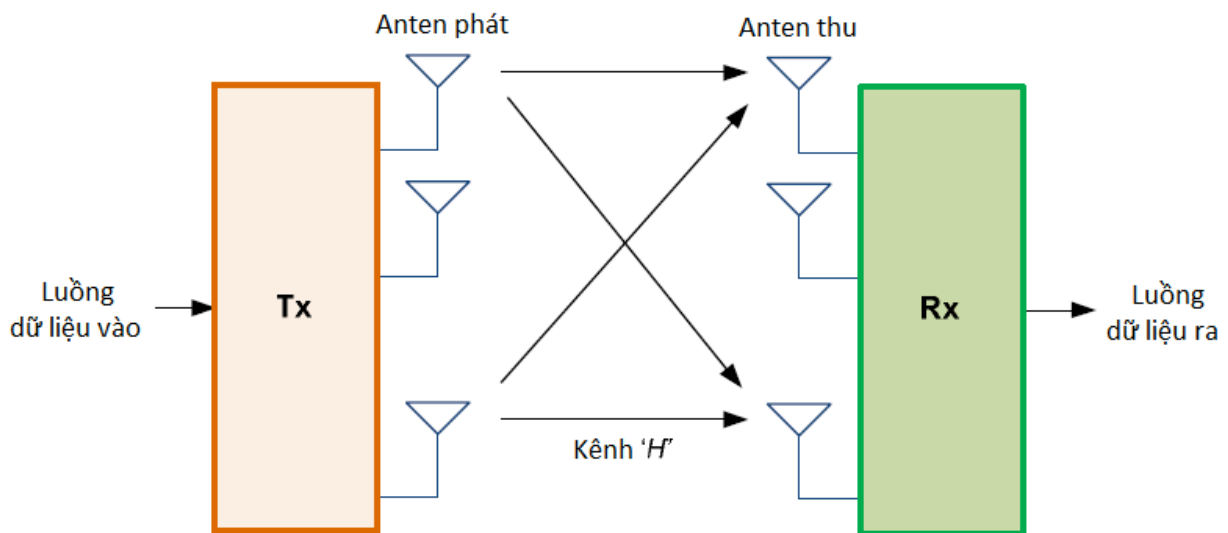
- Nhiều giữa các sóng mang cao: Do ghép nhiều ký hiệu tượng trong cùng không gian – thời gian do đó xử lý tín hiệu phức tạp.
- Có tương tác giữa các anten (IAS): Thuật toán dò tìm yêu cầu tất cả các biểu tượng được truyền cùng một lúc.
- Nhiều chuỗi tần số vô tuyến (RF): các phần tử RF là đắt tiền, công kênh, không tuân theo luật Moore không gian.

- Hiệu suất năng lượng giảm theo tuyến tính với số lượng Ăng ten hoạt động (chuỗi RF) và nó chủ yếu phụ thuộc vào khuếch đại công suất.

Do đó một số giải pháp được thực hiện đối với hệ thống MIMO. Một trong số đó là ghép kênh không gian.

1.3 Ghép kênh không gian (SM)

Vào năm 2006, một vài công ty như Bruadcom, Intel... đã đưa ra giải pháp MIMO-OFDM dựa trên chuẩn IEEE 802.11n Wifi. SamSung và một số công ty phát triển MIMO-OFDMA dựa trên giải pháp cho IEEE 802.16e WiMax mong muốn cho các hệ thống 4G/5G tương lai. Các hệ thống truyền thông MIMO này dựa trên cơ chế hợp kênh không gian (Spatial Multiplexing – SM), đó là hệ thống mạng truyền thông không dây tốc độ cao. Trong hệ thống MIMO-SM, các luồng dữ liệu độc lập được truyền từ các anten. Tuy nhiên, các hệ thống MIMO-SM đòi hỏi các thủ tục xử lý tín hiệu mạnh tại máy thu để khôi phục tín hiệu từ nhiều anten phát từ đó tận dụng được các ưu điểm của hệ thống MIMO.



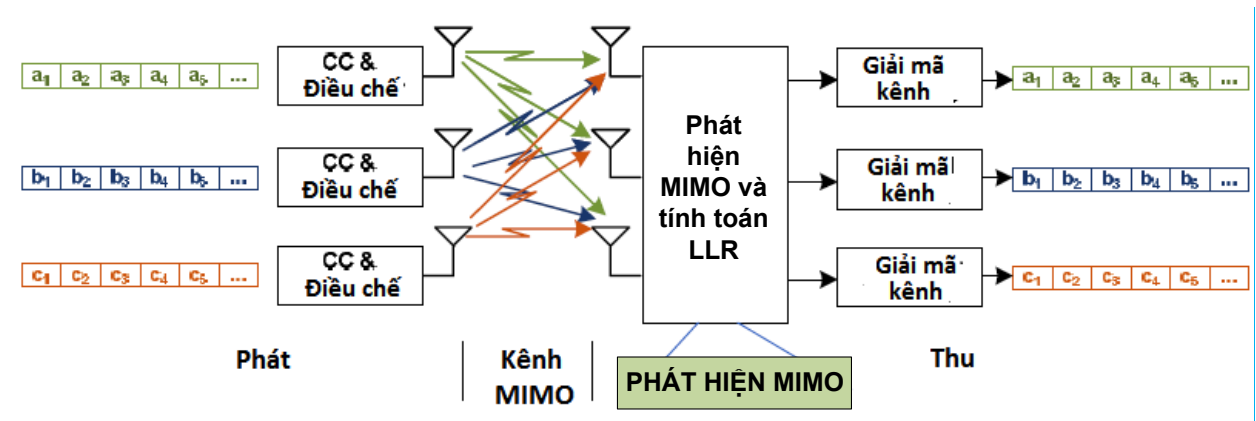
Hình 1.10: Mô hình hệ thống MIMO-SM

Sơ đồ khối hệ thống truyền thông MIMO-SM được chỉ ra trong hình 1.10. Ưu điểm của hệ thống MIMO-SM này là

- Khai thác được phân tập đa anten tại máy phát và máy thu
- Tốc độ dữ liệu đạt được tăng theo hợp kênh không gian
- Có nhiều tham số độ lợi như độ lợi mảng, độ lợi phân tập và độ lợi hợp kênh

1.3.1 Mô hình hệ thống MIMO-SM

Mô hình hệ thống MIMO-SM với N_T anten phát, N_R anten thu trong đó $N_T \leq N_R$ được chỉ ra trong hình 1.11. Các luồng dữ liệu a, b, c được mã hóa và điều chế trước khi phát. Xét một vector phát $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]$ mà các phần tử của vector $\mathbf{x}$ độc lập với tập chòm sao phức Ω (chòm sao M-QAM). Vecto được phát qua kênh MIMO được đặc trưng bởi ma trận $\mathbf{H}$, các phần tử ma trận $h_{i,j} \in \mathcal{CN}(0,1)$ là các hệ số kênh phức giữa anten phát thứ j đến anten thu thứ i



Hình 1.11: Mô hình MIMO-SM

Vector thu $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_{N_R}]$ có thể được cho như sau

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1.22)$$

Trong đó các phần tử của vector $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]$ là các biến ngẫu nhiên phân bố Gauss, đồng nhất và độc lập (i.i.d). Do vậy mô hình hệ thống (1.18) được viết dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} r_1(k) \\ \vdots \\ r_{N_R}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & \cdots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \vdots \\ x_{N_T}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ \vdots \\ n_{N_R}(k) \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Theo hình 1.11, một luồng dữ liệu lối vào được phân kênh (demultiplexing) thành N_T luồng dữ liệu con tương ứng với mỗi anten được phát. Mỗi luồng dữ liệu con được ánh xạ thành các biểu tượng chòm sao QAM, tất cả các luồng dữ liệu con được ánh xạ một cách độc lập. Công suất phát tổng cộng chia đều cho N_T anten phát.

Tại trạm thu, khả năng phân tách tín hiệu phát tùy thuộc vào năng lực xử lý tín hiệu mạnh để có dung lượng và hiệu năng chấp nhận được. Với máy thu có sự hiểu biết thông tin kênh tốt thì một loạt các kỹ thuật giải mã tuyến tính, gần đúng tối đa (maximum likelihood)... có thể được áp dụng để loại bỏ ảnh hưởng của kênh và khôi phục luồng dữ liệu phát.

1.3.2 Các bài toán MIMO-SM

Rất nhiều nghiên cứu khác nhau để kết hợp cơ chế MIMO-SM với các cơ chế điều chế khác không chỉ với ánh xạ chòm sao QAM như OFDM... để tạo các phương thức MIMO-OFDM-SM cho phép truyền thông MIMO-SM băng rộng. Tuy nhiên phương thức này nói chung đòi hỏi máy phát phải có hiểu biết trước về kênh truyền. Tuy nhiên SM không làm việc tốt tại môi trường có SNR thấp do máy thu khi đó sẽ gặp khó khăn để nhận dạng các tuyến không tương quan của các tín hiệu.

Thách thức chính đối với các ứng dụng thực tế cho các hệ thống MIMO là hiệu quả áp dụng của bộ phân tích nhằm phân tách các luồng dữ liệu được hợp kênh không gian.

Các giải thuật cho bộ phân tích gần đúng tối đa ((maximum likelihood detector - MLD) mặc dù có độ phức tạp cao, nhưng hiệu năng cũng rất cao. MLD dựa trên khoảng cách sai lệch tối thiểu

$$\tilde{x} = \arg_{x_k \in [x_1 x_2 \cdots x_N]} \min \|r - Hx_x\|^2$$

Độ phức tạp của MLD phụ thuộc rất nhiều vào số lượng anten và kích thước chòm sao QAM. Ví dụ nếu cơ chế điều chế 64-QAM và với 4 anten phát thì tổng cộng có tới $64^4 = 16\,777\,216$ phép so sánh trên biểu tượng cho mỗi biểu tượng phát do đó với bậc điều chế cao, số anten phát lớn thì MLD trở nên khó được chấp nhận.

Độ phức tạp giải điều chế MIMO-SM phụ thuộc vào bậc điều chế, số luồng dữ liệu con được phát và vào cả kênh MIMO và SNR tức thời. Nói cách khác, hiệu quả giải mã bị ràng buộc bởi cả băng thông hệ thống, độ trễ yêu cầu, giới hạn công suất tiêu thụ. Để giải quyết bài toán này, các kỹ thuật phân tích tối ưu với tính hiệu quả cả về hiệu năng lẫn độ phức tạp được đưa ra. Hai kỹ thuật như vậy là Sphere Decoding (SD) và QD Decomposition với M-algorithm (QRD-M) [7] được xây dựng và sẽ trình bày trong chương 3.

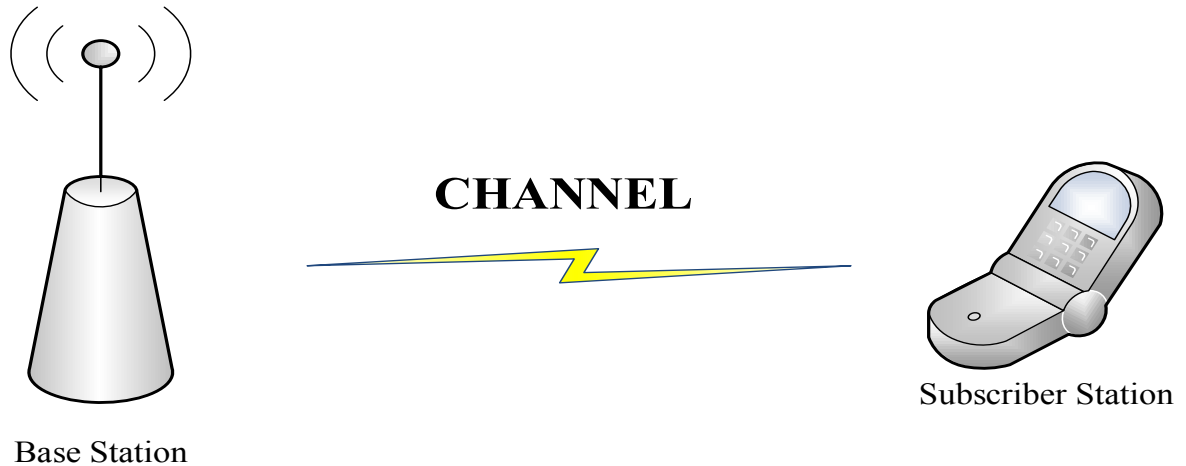
1.4 Kết luận chương

Chương 1 đã nêu lên tổng quan về các hệ thống truyền tin không dây: SISO, SIMO, SOMI và MIMO. Bên cạnh đó, chương 1 đã trình bày rõ hệ thống truyền tin MIMO bao gồm mô hình MIMO, dung lượng kênh MIMO và các phương pháp truyền tin được sử dụng trong hệ thống MIMO: phương pháp mã hóa không gian thời gian và phương pháp ghép kênh không gian.

CHƯƠNG 2: CÁC MÔ HÌNH KÊNH TRUYỀN VÔ TUYẾN

2.1 Kênh truyền tin

Khái niệm kênh truyền miêu tả môi trường giữa anten phát và anten thu được chỉ ra trong hình 2.1.



Hình 2.1: Kênh không dây

Các đặc tính của tín hiệu không dây thay đổi khi nó di chuyển từ anten phát đến anten thu. Những đặc tính này phụ thuộc vào khoảng cách giữa hai anten, đường đi được thực hiện bởi tín hiệu và môi trường (các tòa nhà và các vật khác) xung quanh tuyến truyền tin. Tín hiệu thu có thể được nhận diện khi chúng truyền từ máy phát nếu chúng ta có mô hình môi trường giữa máy phát và máy thu. Mô hình môi trường này được gọi là **mô hình kênh**.

Nói chung, tín hiệu thu có thể được tính bằng cách nhân chập tín hiệu phát với đáp ứng xung kênh. Nhân chập trong miền thời gian tương đương với phép nhân thường trong miền tần số. Do đó, tín hiệu phát x sau khi truyền qua kênh H trở thành tín hiệu y được xác định bởi biểu thức:

$$y(f) = H(f)x(f) + n(f) \quad (2.1)$$

Trong đó $H(f)$ là đáp ứng kênh còn $n(f)$ ồn. Chú ý rằng x , y , H , và n là các hàm của tần số tín hiệu.

Chất lượng của các hệ thống thông tin phụ thuộc nhiều vào kênh truyền, nơi mà tín hiệu được truyền từ máy phát đến máy thu. Không giống như kênh truyền hữu tuyến là ổn định và có thể dự đoán được, kênh truyền vô tuyến là hoàn toàn ngẫu nhiên và không hề dễ dàng trong việc phân tích. Tín hiệu được phát đi, qua kênh truyền vô tuyến, bị cản trở bởi các toà nhà, núi non, cây cối ..., bị phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ..., các hiện tượng này được gọi chung là fading. Và kết quả là ở máy thu, ta thu được rất nhiều phiên bản khác nhau của tín hiệu phát. Điều này ảnh hưởng đến chất lượng của hệ thống thông tin vô tuyến. Do đó việc nắm vững những đặc tính của kênh truyền vô tuyến là yêu cầu cơ bản để có thể chọn lựa một cách thích hợp các cấu trúc của hệ thống, kích thước của các thành phần và các thông số tối ưu của hệ thống.

Ba thành phần chủ chốt của đáp ứng kênh truyền là *i)* độ suy hao đường truyền, *ii)* mức độ che khuất và *iii)* hiện tượng đa đường được miêu tả dưới đây:

2.1.1 Suy hao đường truyền

Kênh đơn giản nhất là kênh có không gian tầm nhìn không có vật gì giữa máy thu và máy phát hoặc xung quanh đường đi giữa chúng. Trong trường hợp đơn giản này, tín hiệu phát bị suy hao vì năng lượng được phát tán xung quanh anten phát. Đối với kênh tầm nhìn thẳng (LOS), công suất thu được cho bởi

$$P_r = P_t \left[\frac{\sqrt{G_l} \lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (2.2)$$

Trong đó P_t là công suất của tín hiệu phát. G_l là tham số mẫu bức xạ giữa anten phát và anten thu, λ là bước sóng, và d là khoảng cách. Về mặt lý thuyết, công suất giảm theo tỷ lệ bình phương của khoảng cách. Trong thực tế, công suất giảm nhanh hơn, thường là hàm mũ 3 hoặc mũ 4 theo khoảng cách

Sự hiện diện của mặt đất khiến một số phát bị sóng phản xạ lại và gặp lại máy phát. Những sóng phản xạ này có thể đôi khi dịch pha tới 180° do đó có thể làm giảm năng lượng thu được. Một xấp xỉ đơn giản, suy hao đường truyền có thể được biểu diễn là:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = \frac{G_t G_r h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.3)$$

Trong đó G_t và G_r là độ lợi của các anten thu phát và anten thu tương ứng; P_t là công suất tín hiệu phát; λ là bước sóng. Còn h_t và h_r là độ cao anten của máy phát và máy thu tương ứng. Lưu ý rằng có ba khác biệt lớn giữa hai công thức này, *i*) có tham số độ cao của anten, *ii*) không có tham số bước sóng và *iii*) tỷ lệ mũ bốn khoảng cách giữa hai anten thu-phát. Lưu ý rằng:

- Bước sóng $\lambda = c/f$, với $c = 3.10^8$ m/s là vận tốc ánh sáng còn f là tần số trung tâm tính theo đơn vị MHz
- Công thức trên là hàm tuyến tính (không tính theo dB)
- Công suất bức xạ đẳng hướng hiệu dụng (EIRP) là $P_t G_t$.
- Suy hao đường truyền $L_p = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2$ và được gọi “suy hao đường truyền không gian tự do”.
- Biểu thức công suất tín hiệu thu P_r được gọi là biểu thức Friis theo tên của Harald T. Friis .
- Không gian tự do được dùng cho các hệ thống truyền thông không gian hay là radio vũ trụ, nó không được dùng cho mạng điện thoại tế bào

Tổng quát, suy hao đường truyền thường được dùng bởi biểu thức

$$P_r = P_t P_0 \left(\frac{d_0}{d} \right)^\alpha \quad (2.4)$$

Trong đó P_0 là công suất tại khoảng cách d_0 (tính theo đơn vị km), còn α là hệ số mũ exp suy hao đường truyền. Khi tính theo dB thì biểu thức suy hao đường truyền được cho bởi:

$$PL(d)dB = \overline{PL}(d_0) + 10\alpha \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.5)$$

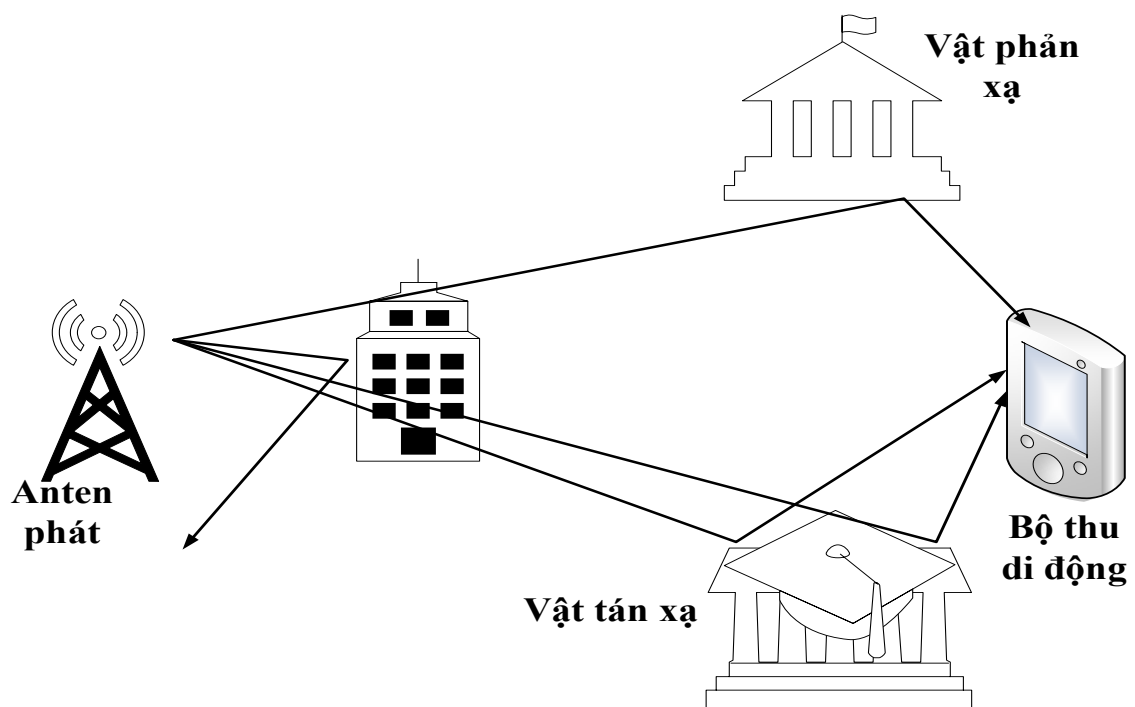
Ở đây $\overline{PL}(d_0)$ được gọi là suy hao đường truyền trung bình tính theo dB tại khoảng cách d_0 .

2.1.2 Hiện tượng kênh bị che khuất

Nếu có bất kỳ vật gì (tòa nhà hoặc cây cối ...) dọc theo đường truyền của tín hiệu, một phần tín hiệu truyền bị suy hao do bị các vật đó hấp thụ, phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ. Hiệu ứng này được gọi là kênh bị che khuất. Như hình 2.2, nếu anten cơ sở là nguồn phát xạ, tòa nhà trung tâm sẽ tạo ra một số bóng phủ che khuất anten thu. Anten thu được tín hiệu nhờ các tín hiệu phát bị các vật cản phản xạ và tán xạ. Công suất tín hiệu thu được theo hàm của khoảng cách từ máy phát và suy hao có che khuất trở thành:

$$PL(d)dB = \overline{PL}(d_0) + 10\alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi \quad (2.6)$$

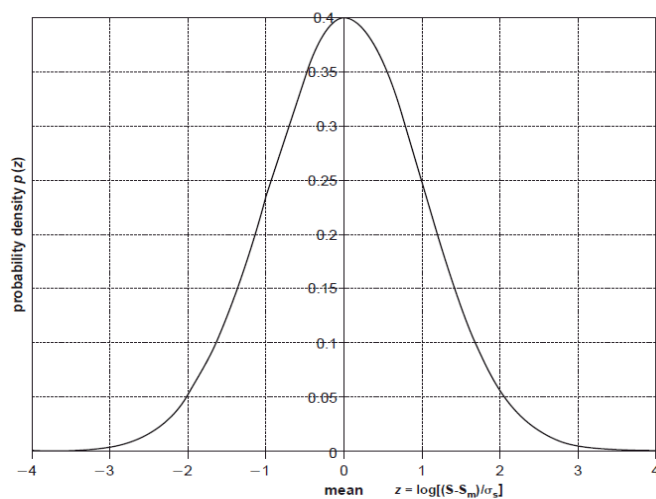
Với χ là biến ngẫu nhiên phân bố chuẩn (Gauss) tính theo dB có trung bình zero, với độ lệch chuẩn σ (thường $\sigma = 6-8$ dB). χ biểu diễn công suất tín hiệu thu được tại cùng khoảng cách d_0 khi có ảnh hưởng của hiện tượng che khuất. Như vậy khi có che khuất, công suất tại các điểm cùng khoảng cách d_0 so với máy phát có thể khác nhau và có phân bố lognormal. Hiện tượng này còn gọi là **lognormal**.



Hình 2.2: Hiện tượng kênh che khuất

Hàm phân bố lognormal cho mô hình che khuất có dạng

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma x} e^{-\left(\frac{\ln x - \mu}{2\sigma^2}\right)^2} \quad (2.7)$$



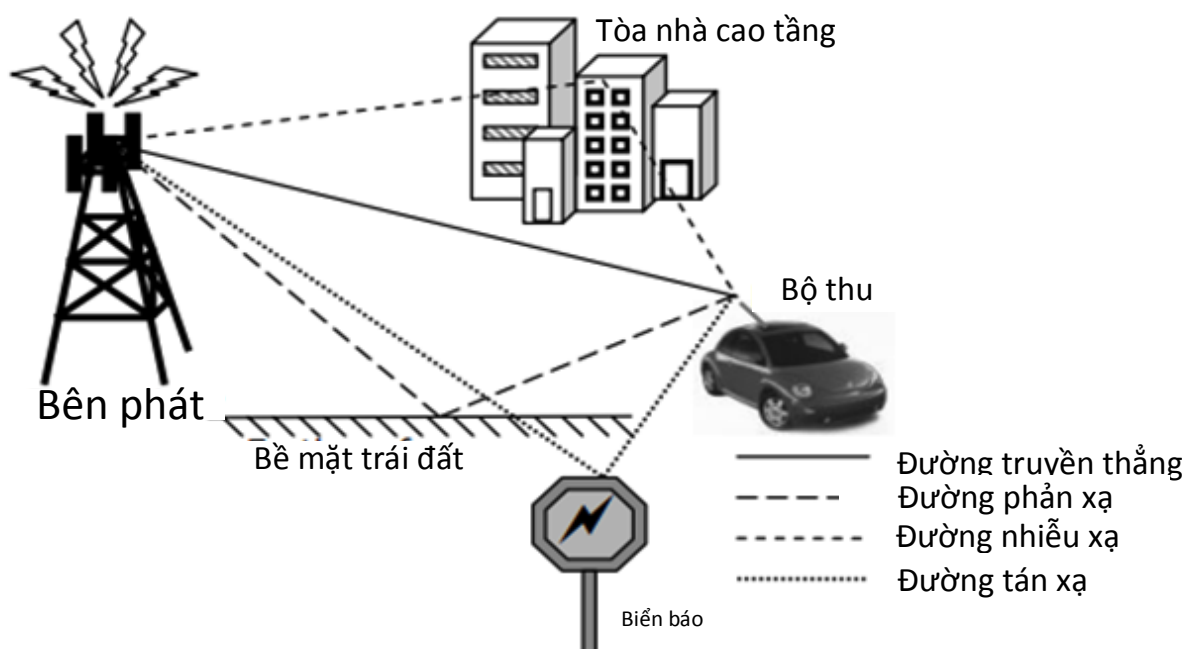
Hình 2.3 Phân bố Lognormal

2.1.3 Hiện tượng kênh đa đường

Các đối tượng nằm xung quanh đường truyền của tín hiệu không dây phản xạ tín hiệu. Một số sóng phản xạ này cũng nhận được ở máy thu. Vì mỗi tín hiệu phản xạ có một đường truyền khác nhau, do vậy khi đến máy thu có biên độ và pha khác nhau

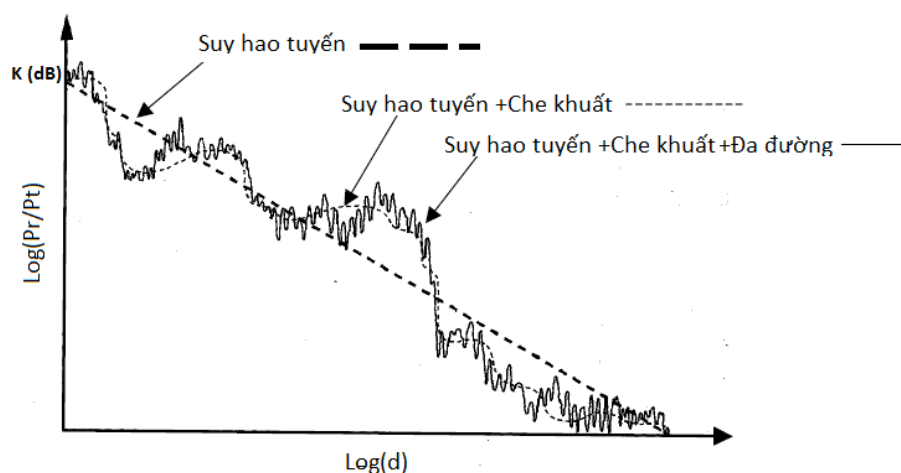
Tùy thuộc vào pha của các tín hiệu phản xạ đến máy thu mà tín hiệu tổng cộng nhận được tại máy thu có thể có công suất tăng hoặc giảm. Ngay cả khi thay đổi một chút ít vị trí máy thu có thể dẫn đến sự khác biệt về pha của các tín hiệu một cách đáng kể và do đó làm thay đổi tổng công suất nhận được. Hiện tượng đa đường được chỉ ra trong hình 2.4.

Ngoài ra khi truyền tín hiệu số, đáp ứng xung có thể bị méo khi qua kênh truyền đa đường so với các đáp ứng xung độc lập khác nhau. Hiện tượng này gọi là đáp ứng xung tán sắc (impulse dispersion). Hiện tượng méo gây ra bởi kênh truyền đa đường thì tuyến tính và có thể được bù lại ở phía thu bằng các bộ cân bằng.



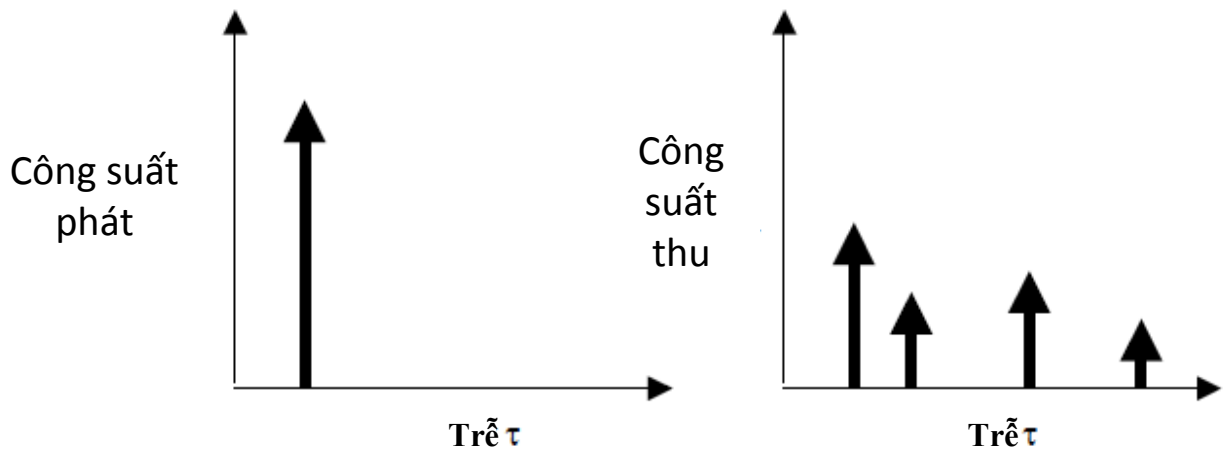
Hình 2.4: Hiện tượng kênh đa đường

Ba thành phần của đáp ứng xung kênh được thể hiện rõ trong hình 2.4. Đường đứt dày biểu thị mức độ suy hao đường truyền. Hiện tượng che khuất lognormal thay đổi tổng mức độ suy hao cho thấy bằng đường nét mỏng. Các hiện tượng đa đường ảnh hưởng tới suy hao được hiển thị bởi các dòng rần rần. Lưu ý rằng các biến thể cường độ tín hiệu do thay đổi nhiều đường tại các khoảng cách trong dải bước sóng tín hiệu.



Hình 2.5 : Suy hao theo khoảng cách

Do các tuyến truyền tin khác nhau có độ dài quãng đường khác nhau do vậy một xung khi đi từ máy phát sẽ gây ra nhiều bản sao được nhận tại máy thu tại các thời điểm khác nhau như chỉ ra trong hình 2.6. Độ trễ tối đa mà tín hiệu cuối cùng nhận được là đáng kể và được gọi là độ giãn trễ tối đa $\tau_{\max}$. Khi $\tau_{\max}$ lớn thì kênh càng có độ tán sắc cao. Thông thường giá trị hiệu dụng τ_{rms} (root mean square – rms) được dùng thay cho $\tau_{\max}$.



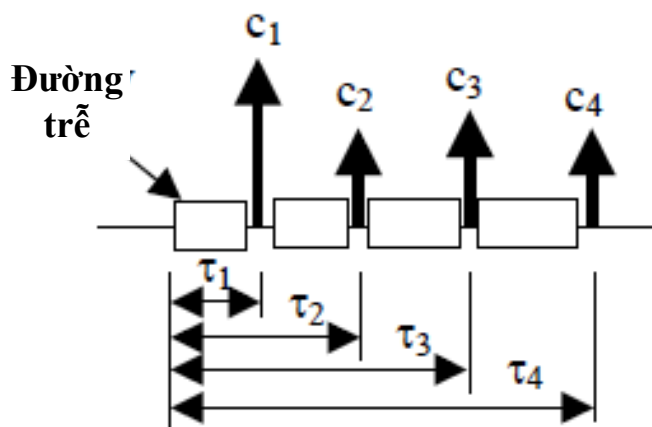
Hình 2.6: Xung tại máy thu và máy phát theo các thời điểm khác nhau

2.1.4 Mô hình tap-delay

Kênh truyền tin thường được mô hình hóa như là các bộ lọc với các tap-delay biểu diễn đặc tính của bộ lọc (kênh). Các tap-delay của bộ lọc giải thích hiện tượng trễ và nguyên nhân gây ra hiện tượng dẫn xung. Mặt khác, giống như vậy, hiện tượng kênh đa đường cũng gây ra hiện tượng dẫn xung, trễ công suất như đã nêu ra trong mục 2.1.3, có một cách để biểu diễn hiện tượng kênh đa đường theo số các xung rời rạc như sau:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \delta(t - t_i) \quad (2.8)$$

Lưu ý rằng đáp ứng xung kênh h thay đổi theo thời gian t . Các hệ số $c_i(t)$ thay đổi theo thời gian. Có N hệ số N trong mô hình trên. Việc lựa chọn giá trị N và giá trị trễ τ_i phụ thuộc vào mức độ kênh đa đường được coi là đáng kể. Về tổng quát, kênh đa đường được mô hình với N đường trễ tương ứng với N -tap. Ví dụ, kênh thể hiện trong hình 2.7 có thể được mô tả bằng mô hình 4-tap.



Hình 2.7 Mô hình hóa tap-delay

Nếu máy phát, máy thu, hoặc thậm chí các đối tượng trong kênh di chuyển, đặc tính của kênh sẽ thay đổi. Khoảng thời gian mà các đặc tính kênh có thể được giả định là không đổi được gọi là thời gian kết hợp (**coherence time**). Đây là một khái niệm đơn giản theo nghĩa là việc đo chính xác thời gian kết hợp đòi hỏi phải sử dụng hàm tự tương quan

Đối với mỗi hiện tượng trong miền thời gian thì có một hiện tượng tương ứng trong miền tần số. Nếu chúng ta nhìn vào biến đổi Fourier về trễ công suất, chúng ta có thể có được sự phụ thuộc tần số của các đặc tính kênh. Dải tần số mà các đặc điểm của kênh vẫn còn được tương tự như nhau được gọi là băng thông kết hợp (**coherence bandwidth**), tương tự như trên đòi hỏi phải xác định tính tương quan của các đặc tính của kênh. Băng thông kết hợp liên quan ngược với độ trễ truyền. Độ truyền trễ càng lớn thì băng thông kết hợp sẽ càng bé hơn và kênh được cho là trở nên có tần số lọc lựa (**frequency selective**).

2.1.5 Giãn xung do hiệu ứng Doppler

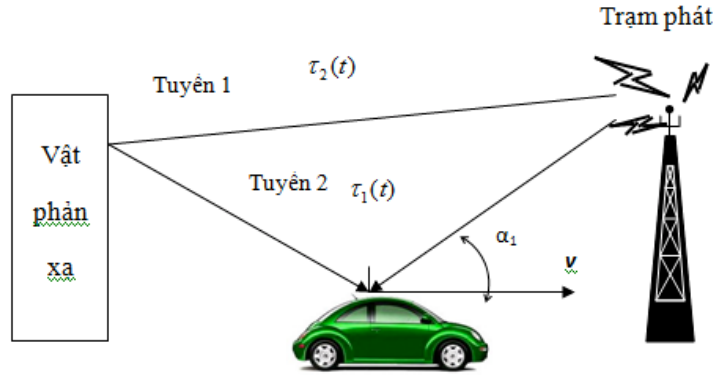
Hiệu ứng Doppler gây ra do sự chuyển động tương đối giữa máy phát và máy thu. Bản chất của hiện tượng này là phổ của tín hiệu thu được bị xô lệch đi so với tần số trung tâm một khoảng gọi là tần số Doppler.

Giả thiết góc tới của tuyến n so với hướng chuyển động của máy thu là α_n , khi đó tần số Doppler của tuyến này là :

$$f_D = \frac{v}{c} f_0 \cos(\alpha_n) \quad (2.9)$$

Trong đó f_0 , v , c lần lượt là tần số sóng mang của hệ thống, vận tốc chuyển động tương đối của máy thu so với máy phát và vận tốc ánh sáng. Nếu $\alpha_n = 0$ thì tần số Doppler lớn nhất sẽ là:

$$f_{Dmax} = \frac{v}{c} f_0 \quad (2.10)$$



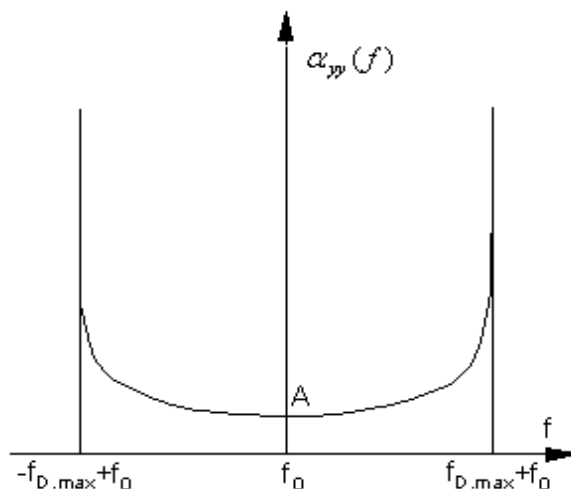
Hình 2.8: Hiện ứng Doppler do di chuyển

Giả thiết tín hiệu đến máy thu bằng nhiều luồng khác nhau với cường độ ngang hàng nhau ở khắp mọi hướng, khi đó phổ của tín hiệu tương ứng với tần số Doppler được biểu diễn như sau:

$$\alpha_n = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{1 - \left(\frac{|f| - f_0}{f_{max}}\right)^2}} & f_0 - f_{Dmax} \leq f \leq f_0 + f_{Dmax} \\ 0 & \text{khác} \end{cases} \quad (2.11)$$

Phổ tín hiệu thu được biểu diễn lại ở hình 2.8 . Mật độ phổ tín hiệu thu bị ảnh hưởng bởi hiệu ứng Doppler do Jake tìm ra năm 1974 và được gọi là phổ Jake. Ý nghĩa của phổ tín hiệu này được giải thích như sau: Giả thiết tín hiệu phát đi ở tần số sóng mang f_0 , khi đó tín hiệu thu được sẽ không nhận được ở chính xác trên tần

số sóng mang f_0 mà bị dịch đi cả về hai phía với độ dịch là $f_{D,max}$ như hình ở 2.5. Sự dịch tần số này ảnh hưởng đến sự đồng bộ của nhiều hệ thống.



Hình 2.9: Mật độ phổ của tín hiệu thu

Hiện tượng kênh đa đường gây ra trễ công suất có hàm phân bố thống kê công suất của kênh theo thời gian đối với một tín hiệu được phát xác theo thời gian. Phổ Doppler có phân bố thống kê công suất của kênh (giống như vậy trên gây trễ công suất) với một tín hiệu được phát tại một tần số f do sự dịch chuyển của các đối tượng (ô tô, điện thoại,...). Trong khi hồ sơ trễ điện là do đa đường, phổ Doppler là do chuyển động của các đối tượng trung gian trong kênh. Phổ công suất Doppler khác zero tại $(f-f_D, f+f_D)$ như trong hình 2.5, trong đó f_D là độ trải tần số Doppler tối đa hoặc độ trải tần số Doppler

Thời gian kết hợp và độ trải tần số Doppler tỷ lệ nghịch nhau:

$$Coher.time = \frac{1}{Doppler Spread}$$

Do vậy, nếu máy phát, máy thu hoặc các đối tượng trung gian di chuyển rất nhanh, độ chênh lệch tần số Doppler lớn và thời gian kết hợp nhỏ, nghĩa là kênh sẽ thay đổi nhanh. Bảng A.2.1 liệt kê các giá trị điển hình cho sự lan truyền Doppler và thời gian kết hợp kênh liên kết cho hai dải tần số của LTE. Lưu ý rằng khi độ di động cao, kênh thay đổi 500 lần/giây, yêu cầu thuật toán ước lượng kênh tốt

Carrier Freq.	Speed	Max Doppler Spread	Coher.Time
2.5 GHz	2 km/h	4.6 Hz	200 ms
2.5 GHz	45 km/h	104.2 Hz	10 ms
2.5 GHz	100 km/h	231.5 Hz	4 ms
5.8 GHz	2 km/h	10.7 Hz	93 ms
5.8 GHz	45 km/h	241.7 Hz	4 ms
5.8 GHz	100 km/h	537 Hz	2 ms

2.2 Kênh AWGN

Kênh AWGN là kênh chứa ồn (hay nhiễu) trắng cộng tính, không chịu tác động bởi các hiện tượng như ảnh hưởng của kênh đa đường, ảnh hưởng của hiệu ứng Doppler ... trong mục 2.1 mà chỉ chịu ảnh hưởng của suy hao đường theo khoảng cách và có tap-delay không đổi.

Nhiều trắng là loại nhiễu phổ biến nhất trong các hệ thống truyền dẫn. Nhiều trắng (*có hàm ý theo tính chất quang ánh sáng trắng là ánh sáng chứa tất cả các màu trong dải nhìn thấy*) nhiễu dải rộng có mật độ phổ công suất phẳng (mật độ phổ công suất không đổi trong toàn bộ tiến trình), nghĩa là tín hiệu nhiễu có công suất bằng nhau trong toàn bộ khoảng băng thông. Hàm mật độ xác suất theo phân bố GAUSS và theo phương thức tác động có tính chất cộng tính nên có thể gọi là nhiễu Gaussian trắng cộng tính.

Hầu hết các loại nhiễu trong hệ thống thông tin vô tuyến đều chứa nhiễu Gauss trắng cộng (AWGN) như biểu thức (2.1) với miền thời gian. Đó là do tại máy thu khi hoạt động sinh ra nhiệt lượng do *chuyển động nhiệt* của các hạt mang điện gây ra là loại nhiễu *trắng* tiêu biểu có phân bố Gauss tác động *cộng* với tín hiệu thu

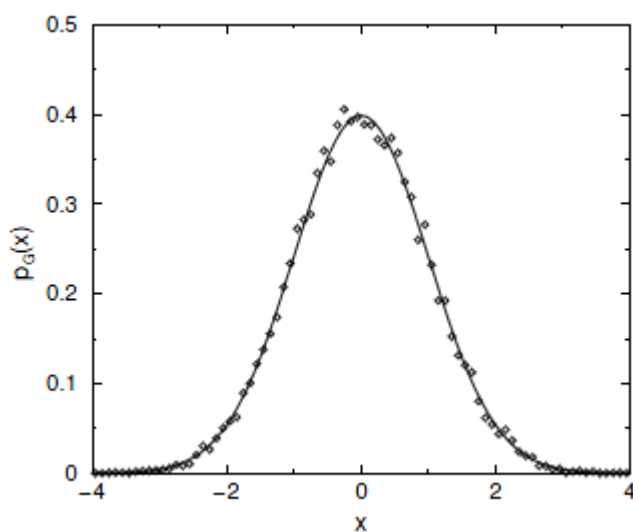
được trên kênh. Đặc biệt, khi số sóng mang phụ con rất lớn thì hầu hết các thành phần nhiễu khác cũng có thể được gọi là nhiễu Gaussian trắng cộng tác động trên từng kênh con vì nếu xét từng kênh con riêng lẻ thì đặc điểm của các loại nhiễu này thỏa mãn điều kiện của nhiễu Gaussian trắng cộng.

Như vậy tín hiệu truyền qua kênh phải thêm vào 1 tín hiệu ngẫu nhiên không mong muốn gọi là nhiễu AWGN với trung bình a , phương sai σ^2 và có phân bố mật độ xác suất được xác định bởi:

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\left(-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (2.12)$$

Với m_μ và σ_μ lần lượt là giá trị trung bình và phương sai của kỳ vọng μ .

Hàm mật độ phổ xác suất của nhiễu Gaussian được trình bày trong hình 2.10:



Hình 2.10 Hàm mật độ phổ công suất của nhiễu Gauss

Tỉ số công suất tín hiệu trên nhiễu thu được (SNR) là tỉ số của công suất nhận trên công suất nhiễu trong băng thông tín hiệu phát. Tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR thường được mô tả theo năng lượng tín hiệu trên mỗi bit E_b hay trên mỗi ký tự E_s

$$SNR = \frac{P_r}{N_0 B} = \frac{E_s}{N_0 B T_s} = \frac{E_b}{N_0 B T_b} \quad (2.13)$$

Với T_s là thời gian ký tự còn T_b là thời gian bit (với điều chế nhị phân $T_s = T_b$ và $E_s = E_b$). Cho xung dữ liệu $1/B$, xung “*raised cosine*” với $B.T_s = 1$, chúng ta có $\text{SNR} = E_s/N_0$ với tín hiệu nhiều mức và $\text{SNR} = E_b/N_0$ với tín hiệu nhị phân.

Với đặc tính công suất, chúng ta quan tâm đến xác suất lỗi P_b như một hàm của SNR trên bit γ_b . Tuy nhiên với tín hiệu M-array (MPAM hoặc MPSK) xác suất bit lỗi phụ thuộc cả xác suất lỗi ký tự P_s và kiểu ánh xạ từ bit sang ký tự. Vì thế thông thường chúng ta tính xác suất lỗi ký tự P_s như một hàm của SNR trên ký tự γ_s dựa trên khái niệm không gian tín hiệu và sau đó có được P_b như một hàm của γ_b dùng một biến đổi chính xác hoặc xấp xỉ. Biến đổi xấp xỉ thường giả sử rằng năng lượng ký tự được chia đều giữa các bit và mã hóa Gray được dùng để một lỗi ký tự tương ứng chính xác một bit lỗi. Những giả sử này với tín hiệu M-array cho ta công thức sau:

$$\gamma_b = \frac{\gamma_s}{\log_2 M} \quad (2.14)$$

$$P_b = \frac{P_s}{\log_2 M}$$

2.3 Kênh Fading Rayleigh

Kênh Fading Rayleigh là kênh chịu tác động bởi tất các hiện tượng như ảnh hưởng của kênh đa đường, ảnh hưởng của hiệu ứng Doppler, ảnh hưởng của suy hao đường theo khoảng cách và có tap-delay thay đổi ngẫu nhiên. Kênh Fading Rayleigh tác động trực tiếp vào tín hiệu (nhân với tín hiệu chứ không phải là công với tín hiệu).

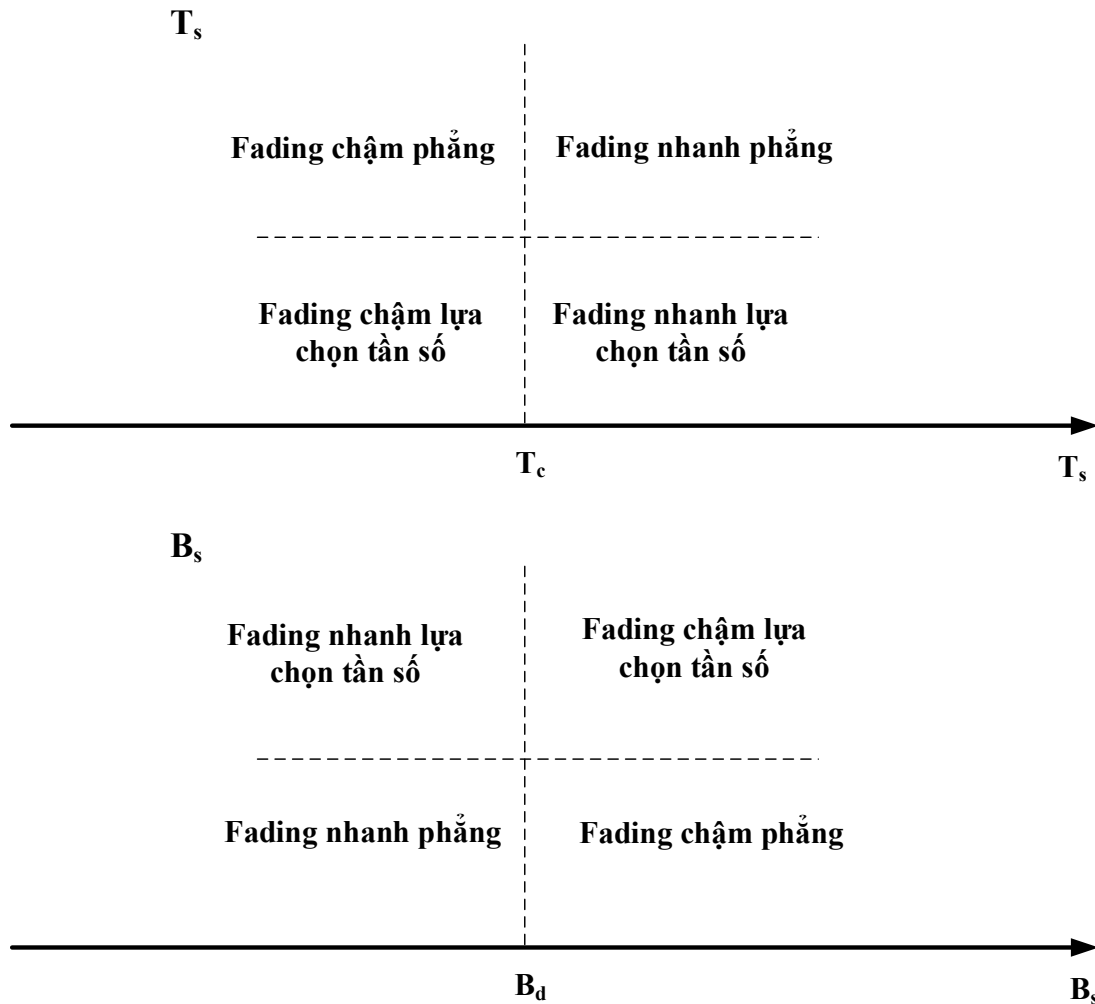
Fading là hiện tượng tín hiệu thu bị “*méo*” một cách bất thường xảy ra đối với các hệ thống vô tuyến do tác động của môi trường truyền dẫn.

Các loại fading được chia ra:

- Fading phẳng
- Fading chọn lọc tần số

- Fading nhanh
- Fading chậm

Chúng được phân loại theo chu kỳ của tín hiệu và băng thông của tín hiệu dải nền như sau:



Hình 2.11: Phân loại fading theo chu kỳ và băng thông

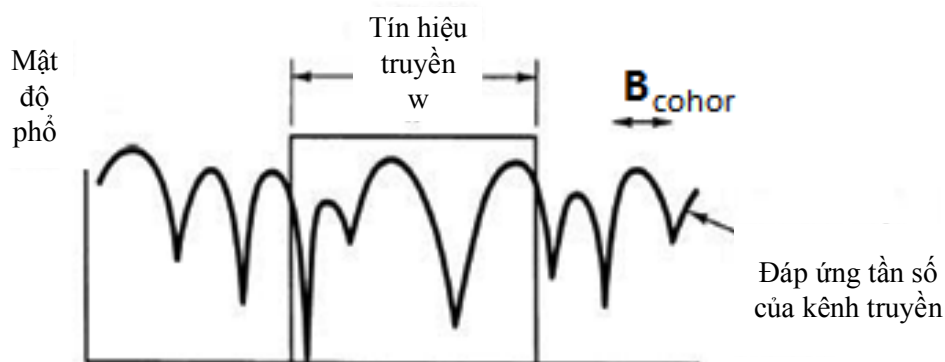
Kênh truyền vô tuyến luôn thay đổi liên tục theo thời gian, vì các vật hay các đối tượng trên đường truyền luôn thay đổi về vị trí, vận tốc..., luôn luôn có những vật thể mới xuất hiện và những vật thể cũ mất đi...Sóng điện từ lan truyền trên đường truyền phản xạ, tán xạ...Qua những vật thể này nên hướng, góc pha, biên độ của

tín hiệu phát đến máy thu cũng luôn thay đổi theo thời gian.

Khi ta truyền tín hiệu với chu kỳ ký hiệu (symbol duration) rất lớn so với thời gian kết hợp thì kênh truyền đó được gọi là kênh truyền chọn lọc thời gian. Ngược lại, khi ta truyền tín hiệu với chu kỳ ký hiệu (symbol duration) rất nhỏ so với thời gian kết hợp thì kênh truyền đó là được gọi là kênh truyền không chọn lọc thời gian hay phẳng về thời gian.

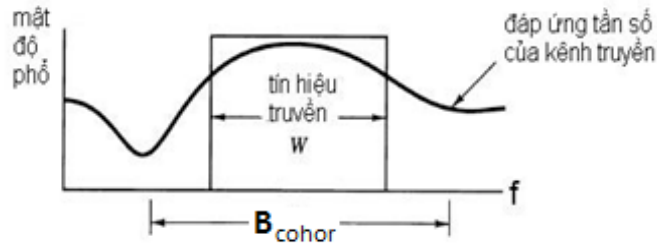
2.3.1 Fading phẳng (Flat Fading)

Mỗi kênh truyền đều tồn tại một khoảng tần số mà trong khoảng đó, đáp ứng tần số của kênh truyền là gần như nhau tại mọi tần số (có thể xem là phẳng), khoảng tần số này được gọi là Coherent Bandwidth và được ký hiệu B_{cohor}



Hình 2.12 Kênh truyền và băng thông kết hợp B_{cohor}

Khi kênh truyền có B_{cohor} lớn hơn nhiều so với băng thông W của tín hiệu phát W , mọi thành phần tần số của tín hiệu được truyền qua kênh chịu sự suy giảm và dịch pha gần như nhau. Chính vì vậy, kênh truyền này được gọi là kênh truyền fading phẳng hoặc kênh truyền không chọn lọc tần số như chỉ ra trong hình 2.13 dưới đây:



Hình 2.13 Kênh truyền fading phẳng ($B_{\text{cohor}} > W$)

Fading phẳng còn là loại fading suy giảm đều mức năng lượng của sóng vô tuyến trên một dải tần số, và đương nhiên sự thay đổi này là không giống nhau đối với các dải tần số khác.

Fading phẳng bù được nhờ tăng công suất phát (hoặc giảm cự ly liên lạc) hoặc sử dụng AGC, có thể khắc phục dễ dàng nhờ AGC (Automatic Gain Control) và fading khi đó không gây ra cái hiện tượng ISI do méo tuyến tính

2.3.2 Fading chọn lọc tần số (Frequency-selective fading)

Trên hình 2.9, ta nhận thấy kênh truyền có B_{cohor} nhỏ hơn nhiều so với băng thông của tín hiệu phát. Do đó, tại một số tần số trên băng tần, kênh truyền không cho tín hiệu đi qua, và những thành phần tần số khác nhau của tín hiệu được truyền đi chịu sự suy giảm và dịch pha khác nhau. Dạng kênh truyền như vậy được gọi là kênh truyền chọn lọc tần số.

Kênh Fading chọn lọc tần số chỉ xảy ra với một kênh tần số mà không xảy ra với kênh lân cận, làm thay đổi tần số sóng mang phụ thuộc tần số. Fading chọn lọc theo tần số (selective fading) không gây ra méo phi tuyến mà gây méo tuyến tính (linear distortion). Để khắc phục fading chọn lọc tần số với các tín hiệu có băng rộng, có các biện pháp cơ bản sau:

- Sử dụng mạch san bằng thích nghi, thường là các ATDE (Adaptive Time Domain Equalizer) với các thuật toán thích nghi thông dụng là cưỡng ép không ZF (Zero Forcing) và sai số trung bình bình phương cực tiểu LMS (Least Mean Square error).

- Sử dụng phân tập (Diversity), bao gồm phân tập không gian với hai hay nhiều anten thu đặt cách nhau đủ xa, phân tập tần số và phân tập góc (angle diversity).
- Sử dụng mã sửa lỗi để giảm BER (vốn có thể lớn do selective fading gây nên).
- Trải phổ tín hiệu (fading chọn lọc thường do hiện tượng truyền dẫn đa đường - multipath propagation - gây nên, trải phổ chuỗi trực tiếp, nhất là với máy thu RAKE, có khả năng tách các tia sóng và tổng hợp chúng lại, loại bỏ ảnh hưởng của multipath propagation).
- Sử dụng điều chế đa sóng mang mà tiêu biểu là OFDM (ngày nay được ứng dụng khắp nơi, trong di động 3G, trong WIFI, WIMAX hay trong truyền hình số mặt đất DVB-T...).

2.3.3 Kênh fading phân bố Rayleigh

Trong một hệ thống vô tuyến di động, một tín hiệu có thể truyền từ máy phát tới máy thu qua nhiều đường phản xạ - hiện tượng này được gọi là truyền sóng đa đường. Hiệu ứng này gây ra sự thay đổi *ngẫu nhiên* về biên độ, pha và góc tới của tín hiệu thu được, và được gọi là Fading đa đường.

Giả sử rằng hệ thống không gian-thời gian bao gồm K người sử dụng, mỗi người sử dụng phát một tín hiệu trên một kênh đa đường rời rạc độc lập với đường truyền L tới máy thu, mỗi tín hiệu có một biên độ, pha và hướng tới riêng. Phân bố của các tham số này phụ thuộc vào loại môi trường thông tin di động.

Hướng tới phụ thuộc vào ba thành phần khác nhau là:

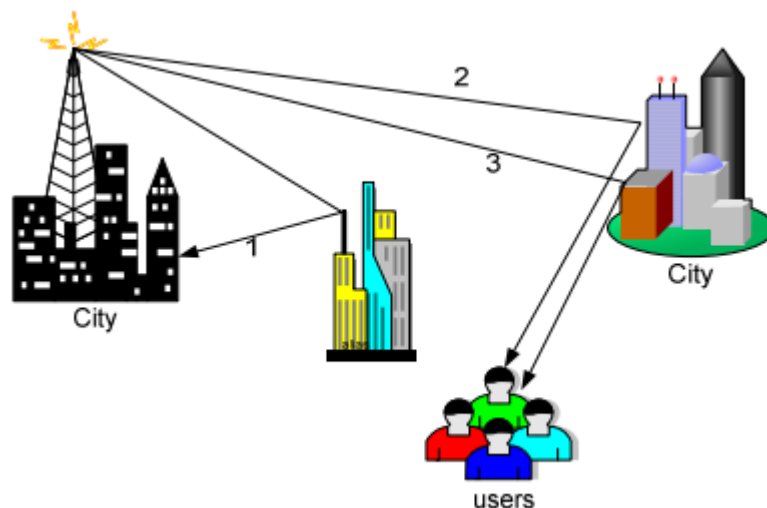
- Tán xạ tại đầu cuối di động (hiện tượng nhiễu xạ này cũng thường bị ảnh hưởng bởi tốc độ di động)
- Tán xạ tại trạm gốc.
- Các vật tán xạ ở xa. Loại tán xạ này có thể xuất hiện trong các môi trường thành thị và nông thôn do các vật thể có cấu trúc lớn như núi đồi, các toà nhà, ... và có ảnh hưởng nhất định tới kênh thông tin di động kể cả khi các vật tán xạ này ở xa so với trạm gốc và máy di động. Nếu các vật tán xạ này nằm trong tầm nhìn thẳng đối với cả trạm gốc và máy di động thì chúng có thể có vai trò giống như các vật phản

xạ rời rạc hoặc vật phản xạ tập trung theo nhóm. Khi các vật phản xạ được nhóm lại, ăng ten trạm gốc hoặc máy di động có thể xem như các thành phần tán xạ như ở điểm 1 và điểm 2 nêu trên.

Ta thấy rằng, mô hình phân bố của môi trường tán xạ chiếm một vai trò quan trọng trong việc thiết kế hệ thống. Nhiều mô hình phân bố của môi trường tán xạ khác nhau đã được đề xuất, với các thuộc tính và độ chính xác khác nhau. Một số mô hình đã được phát triển cho thực tế, còn hầu hết mô hình khác có xu hướng phục vụ cho mục đích mô phỏng.

Hàm truyền đạt của kênh thực chất là một quá trình xác suất phụ thuộc cả thời gian và tần số. Biên độ hàm truyền đạt của kênh tại một tần số nhất định sẽ tuân theo phân bố Rayleigh nếu các điều kiện dưới đây của môi trường truyền dẫn được thỏa mãn:

- + Môi trường truyền dẫn bao gồm cả tuyến trang tầm nhìn thẳng (LOS) lẫn các tuyến trong tầm che khuất (NLOS), có nghĩa là không có tuyến có công suất tín hiệu vượt trội.
- + Tín hiệu ở máy thu nhận được từ vô số các hướng phản xạ và nhiễu xạ khác nhau (đa đường).



Hình 2.14: Rayleigh Fading

Hàm phân bố Rayleigh dựa trên hai biến ngẫu nhiên Gauss (biến số thực) do độ suy hao đường che khuất dựa trên biến ngẫu nhiên phân bố Gauss. Các biến phân bố Rayleigh là đại lượng phức biểu diễn sự thay đổi về cả cường độ, pha/tần số tín hiệu.

Đối với hai biến Gauss ngẫu nhiên bất kì X và Y , cả hai biến đều có trung bình zero, phương sai σ^2 và do đó $Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$ là phân bố Rayleigh còn Z^2 có phân bố hàm mũ. Nếu ta gọi $h_I = X$ và $h_Q = Y$ là độ lợi kênh thực và phức sao cho độ lợi kênh Rayleigh có dạng $h = h_I + jh_Q$ thì

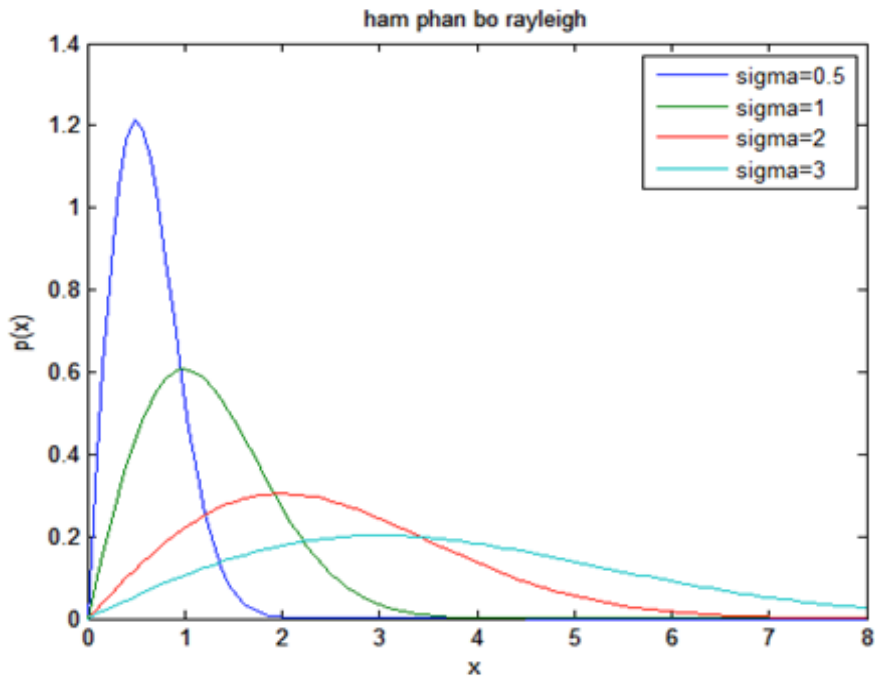
$$r = Z = \sqrt{h_I^2 + h_Q^2} \quad (2.15)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{h_Q}{h_I}\right)$$

Hàm phân bố mật độ xác suất (pdf) của kênh Rayleigh là

$$f(r, \varphi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-r^2/(2\sigma^2)} \quad r \geq 0, \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi \quad (2.16)$$

Trong đó $P_r = \sum_n E[\alpha_n^2] = 2\sigma^2$ là công suất trung bình tín hiệu nhận được tức là công suất nhận được dựa trên suy hao đường và chỉ với che khuất



Hình 2.15: Hàm phân bố xác suất Rayleigh

[dựa theo Yong Soo Cho – MIMO Wireless Communication with MATLAB 2010]

Hàm phân bố mật độ xác suất (pdf) của kênh Rayleigh theo độ lợi và pha kênh là

$$\begin{cases} f(r) = \int_0^{2\pi} f(r, \varphi) d\varphi = \frac{r}{\sigma_h^2} e^{-r^2/(2\sigma_h^2)} & r \geq 0 \\ f(\varphi) = \int_0^{\infty} f(r, \varphi) dr = \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (2.17)$$

Như vậy độ lớn các hệ số kênh là biến ngẫu nhiên với phân bố Rayleigh còn pha cũng là biến ngẫu nhiên nhưng có phân bố đều.

Với σ độ lệch chuẩn, hình 2.15 biểu diễn các đường cong xác suất Rayleigh $p(r=x)$ theo $x=r$ theo các giá trị $\sigma = [0.5 \ 1 \ 2 \ 3]$. Chương trình MatLab xác định các hệ số kênh Rayleigh

```
function h = Ray_model(L)
```

```
% Rayleigh channel model
```

% Input : L = Number of channel realizations

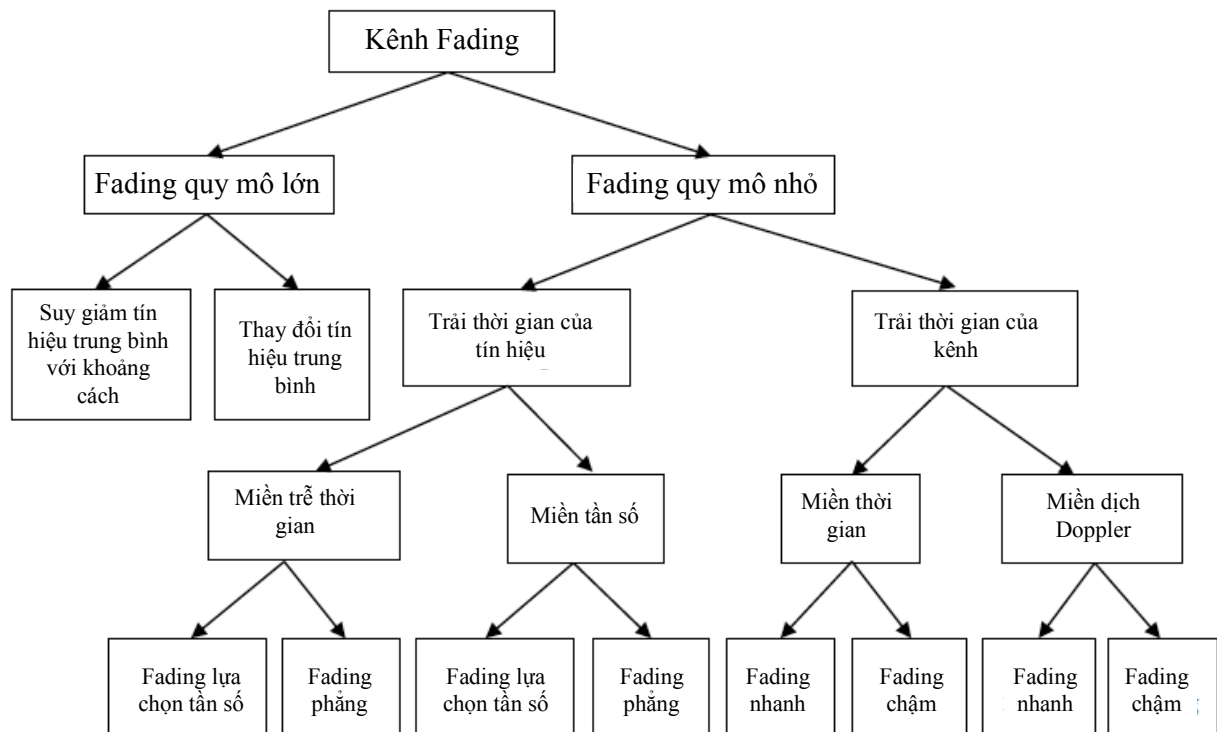
% Output: h = Channel vector

*h = (randn(1,L)+j*randn(1,L))/sqrt(2);*

Người ta cũng có thể phân hai loại fading: fading quy mô lớn và fading quy mô nhỏ như hình 2.12. Fading quy mô lớn thể hiện sự suy hao đường do chuyển động trên diện rộng, khi một máy phát và (hoặc) máy thu di động di chuyển qua một khoảng cách dài, dẫn đến sự thăng giáng nhanh hình bao tín hiệu nhận được. Trong truyền thông di động, fading quy mô lớn xảy ra trong môi trường đô thị, ngoài trời (out door) và trong nhà (in door). Suy hao đường trung bình của kênh fading quy mô lớn tỷ lệ với khoảng cách $d\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n$ do đó

$$PL(d)dB = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.18)$$

Fading quy mô nhỏ (SSF) đề cập đến sự thay đổi lớn về biên độ và pha của tín hiệu do sự thay đổi nhỏ về vị trí của máy phát hoặc máy thu. SSF có hai biểu hiện: thời gian lan truyền của tín hiệu và độ lệch thời gian của kênh do kênh đa đường và Doppler. Cả hai hiện tượng đều có thể được mô tả trong miền thời gian hoặc miền tần số,



SSF do kênh đa đường

KÊNH FADING PHẪNG

- 1 BW của tín hiệu < BW của kênh
- 2 Trễ trái < chu kỳ tín hiệu

KÊNH FADING LỰA CHỌN TẦN SỐ

- 1 BW của tín hiệu > BW của kênh
- 2 Trễ trái > chu kỳ tín hiệu

SSF do kênh hiệu ứng Doppler

FADING NHANH

1. Trễ Doppler cao
2. Thời gian kết hợp < chu kỳ tín hiệu
3. Những thay đổi về kênh nhanh hơn thay đổi về tín hiệu gốc

FADING CHẬM

- 1 Trễ Doppler thấp
- 2 Thời gian kết hợp > chu kỳ tín hiệu
- 3 Những thay đổi về kênh chậm hơn thay đổi về tín hiệu gốc

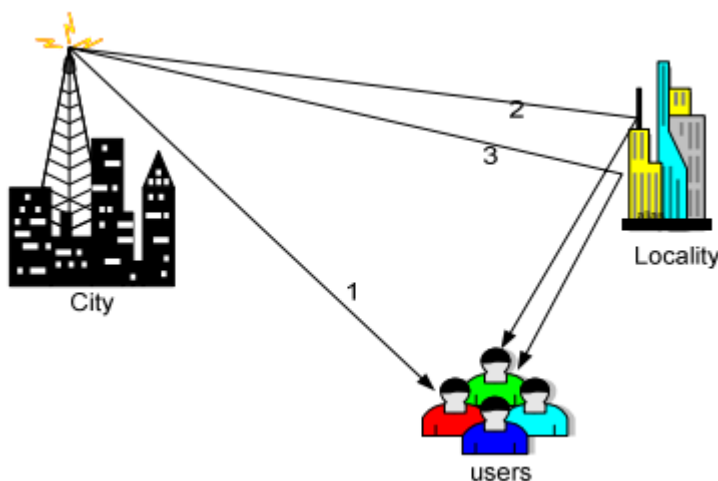
Mức độ SSF của kênh phụ thuộc nhiều vào mức độ ảnh hưởng kênh đa đường và hiệu ứng Doppler.

2.3.4 Kênh fading theo phân bố khác

2.3.4.1 Phân bố Ricean

Trong trường hợp fading Rayleigh, không có thành phần tín hiệu đến trực tiếp máy thu mà không bị phản xạ hay tán xạ (thành phần light-of-sight LOS) với công suất vượt trội. Khi có thành phần này, phân bố sẽ là Ricean. Trong trường hợp này, các thành phần đa đường ngẫu nhiên đến bộ thu với những góc khác nhau được xếp chồng lên tín hiệu LOS. Tại ngõ ra của bộ tách đường bao, điều này có ảnh hưởng như là cộng thêm thành phần không đổi vào các thành phần đa đường ngẫu nhiên.

Giống như trong trường hợp dò sóng sin trong khi bị nhiễu nhiệt, ảnh hưởng của tín hiệu LOS (có công suất vượt trội) đến bộ thu cùng với các tín hiệu đa đường (có công suất yếu hơn) sẽ làm cho phân bố Ricean rõ rệt hơn. Khi thành phần LOS bị suy yếu, tín hiệu tổng hợp trông giống như nhiễu có đường bao theo phân bố Rayleigh. Vì vậy, phân bố bị trở thành phân bố Rayleigh trong trường hợp thành phần LOS mất đi.



Hình 2.16: Rician Fading

Hàm mật độ phân bố xác suất của phân bố Ricean:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & (A \geq 0, r \geq 0) \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

A: Biên độ đỉnh của thành phần tầm nhìn thẳng (light-of-sight-LOS).

I_0 : Là hàm Bessel sửa đổi loại 1 bậc 0.

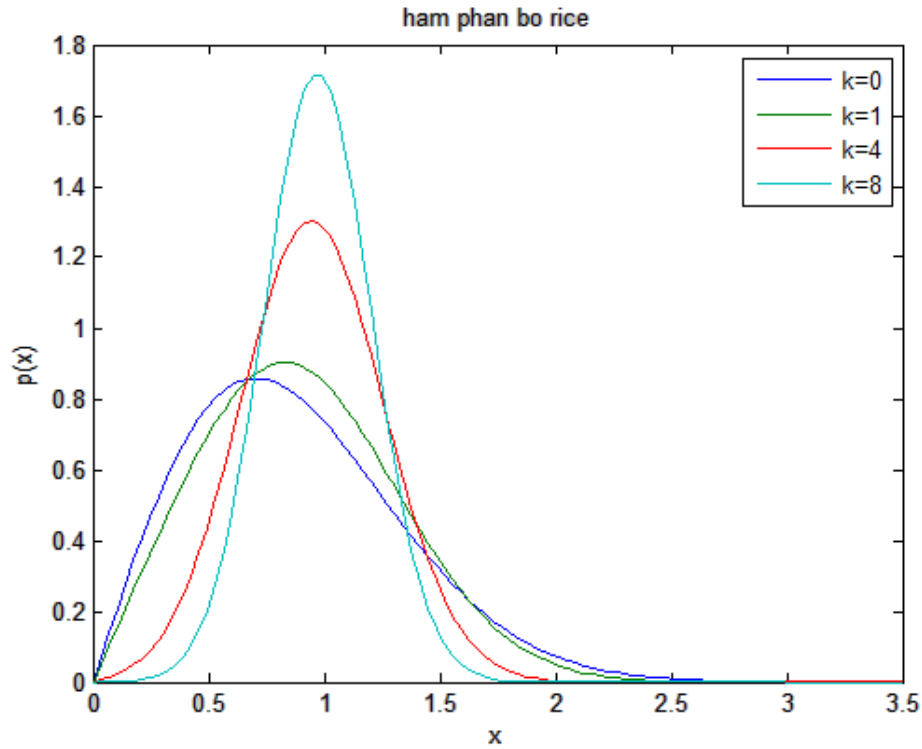
Phân bố Ricean thường được mô tả bởi thông số k được định nghĩa như là tỉ số giữa công suất tín hiệu xác định (thành phần light-of-sight) và công suất các thành phần đa đường:

$$k = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.20)$$

k xác định phân bố Ricean và được gọi là hệ số Ricean. Khi đó hàm mật độ phân bố xác suất của phân bố Ricean trở thành [3]:

$$p(r) = \begin{cases} 2r(K+1)e^{-(K+(K+1)r^2)} I_0\left(2r\sqrt{K(K+1)}\right) & , \quad r \geq 0 \\ 0 & , \quad r < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Khi $A \rightarrow 0$, $k \rightarrow 0$ ($-\infty$ dB) thành phần light-of-sight bị suy giảm về biên độ, phân bố Ricean trở thành phân bố Rayleigh. Hình 2.13 mô tả hàm phân bố xác suất Ricean.



*Hình 2.17: Hàm phân bố xác suất Rice theo các giá trị k
[dựa theo Yong Soo Cho – Mimo Wireless Communication with MATLAB 2010]*

2.3.4.2 Phân bố Nakagami

Có một mô hình kênh có thể bao gồm cả hai mô hình trên trong một số trường hợp cụ thể đó là mô hình Nakagami- m .

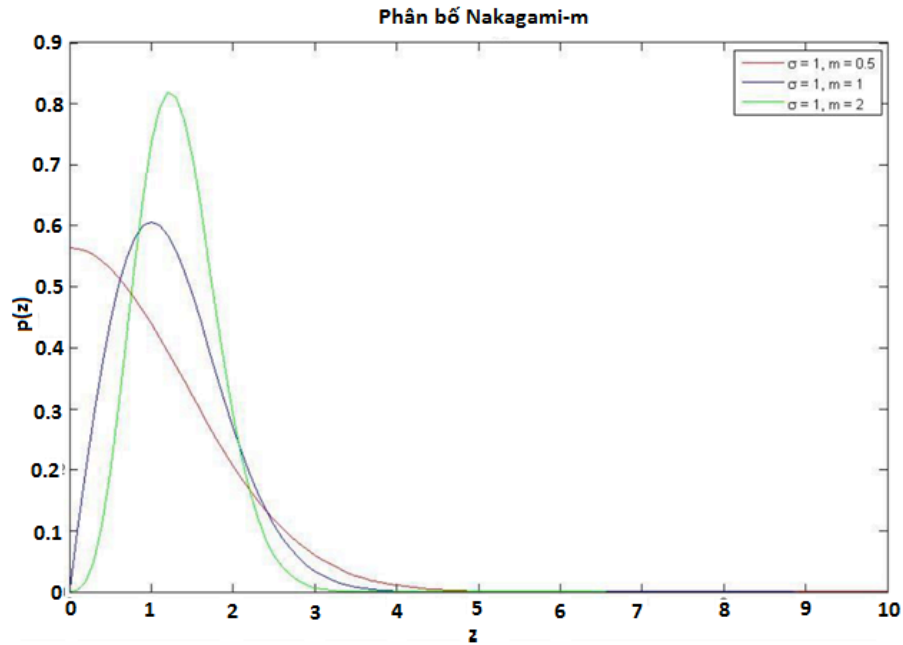
Hàm mật độ của đường bao được biểu diễn như sau

$$P_Z(Z) = \frac{2m^m Z^{2m-1}}{\Gamma(m)P_r^m} e^{\left[-\frac{mZ^2}{P_r}\right]} \quad m \geq 0.5 \quad (2.22)$$

Với $\Gamma(\cdot)$ là hàm gama. Khi giá trị $m = 0.5$ phân bố Nakagami có dạng một nửa phân bố Gauss. Phân bố Nakagami trở thành Reyleigh đối với $m=1$, và đối với $m > 1$ giá trị Nakagami trở thành Rician. Hàm mật độ xác suất Nakagami thì đủ tổng quát để bao gồm cả phân bố Rayleigh và Rician.

Với $m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}$ thì phân bố trên xấp xỉ là Rician fading với tham số K . Khi $m \rightarrow \infty$ thì không có fading. Hàm phân bố công suất cho Nakagami fading như sau

$$P_{z^2}(x) = \left(\frac{m}{P_r}\right)^m \frac{x^{m-1}}{(m)} \exp\left(\frac{-mx}{P_r}\right) \quad (2.23)$$



Hình 2.18 : Phân bố Nakagami-m

[dựa theo Yong Soo Cho – MIMO Wireless Communication with MATLAB 2010]

2.4 Kết luận chương

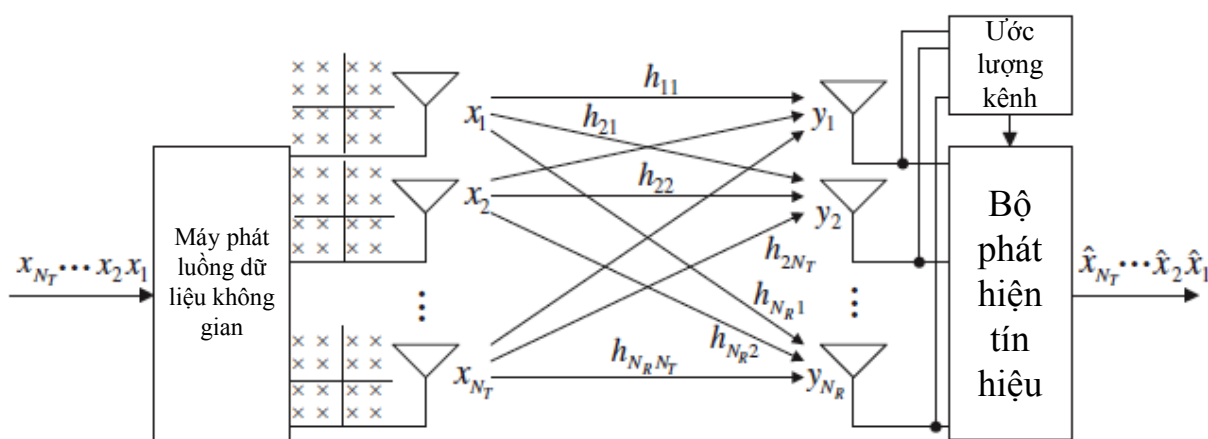
Chương 2 đã nêu lên các hiện tượng ảnh hưởng đến chất lượng của kênh truyền, đó là hiệu ứng đa đường, hiệu ứng Doppler, suy hao đường truyền và hiệu ứng che khuất, từ đây muốn cải thiện chất lượng kênh truyền thì cần phải khắc phục các hiện tượng này, do vậy mà nhiều kỹ thuật đã ra đời.

Tùy theo mức độ ảnh hưởng của kênh đến chất lượng tín hiệu nhận được, các mô hình phân bố kênh Rayleigh, Rician và Nakagami đã được trình bày.

CHƯƠNG 3: MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH FADING TỚI ĐIỀU CHẾ KHÔNG GIAN

3.1 Giới thiệu

Phần mềm được sử dụng là Matlab phiên bản 9 dùng để mô phỏng và khảo sát hiệu năng của các phương pháp truyền thông. Hiệu năng của hệ thống dựa việc xem xét dung lượng hệ thống hoặc xem xét ảnh hưởng của tỉ số lỗi bit (BER) theo SNR trong truyền thông qua môi trường fading, nhiều lối vào, nhiều lối ra với các kĩ thuật phân tập không gian khác nhau.



Hình 3.1: Hệ thống MIMO-SM

Hiệu năng của hệ thống truyền thông dựa trên MIMO với các kĩ thuật phát/thu phân tập khác nhau, các kĩ thuật điều chế khác nhau và với các môi trường (mô hình kênh khác) khác nhau đạt được không như nhau. Trong phạm vi của luận văn giới hạn xem xét ảnh hưởng của kênh fading tới điều chế không gian trên cơ sở lựa chọn phân tập phát dựa trên hợp kênh không gian 4x4 với kĩ thuật thu phân tập MRC (tổ hợp tỷ số tối đa) và phương pháp điều chế M-QAM.

Mô hình hệ thống hợp kênh không gian (SM) được mô tả trong hình 3.1

Phương pháp phát hiện tín hiệu tuyến tính xử lý tất cả các tín hiệu truyền là nhiễu, ngoại trừ luồng mong muốn từ ăng-ten truyền đích. Do đó, các tín hiệu nhiễu từ các

ăngten truyền khác được giảm thiểu hoặc vô hiệu hóa trong quá trình phát hiện tín hiệu mong muốn từ ăng-ten truyền mong muốn. Để tạo thuận lợi cho việc phát hiện các tín hiệu mong muốn từ mỗi ăng ten, ảnh hưởng của kênh được đảo ngược bởi một ma trận trọng số $\mathbf{W}$ như vậy

$$\hat{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \cdots \tilde{x}_{N_T}]^T = \mathbf{W}\mathbf{r} \quad (3.1)$$

Khi đó mỗi biểu tượng tín hiệu được phát hiện đưa ra bởi một sự kết hợp tuyến tính của các tín hiệu nhận được. Các phương pháp phát hiện tuyến tính tiêu chuẩn bao gồm kỹ thuật zero-forcing (ZF) và kỹ thuật sai số bình phương trung bình tối thiểu (MMSE).

3.2 Kịch bản mô phỏng

Với giả thiết kịch bản mô phỏng:

$N_t = 4$ anten phát

$N_r = 4$ anten thu

Phân tập phát: hợp kênh không gian

Phân tập thu: MRC

Kênh truyền: kênh Fading (Rayleigh và Rician)

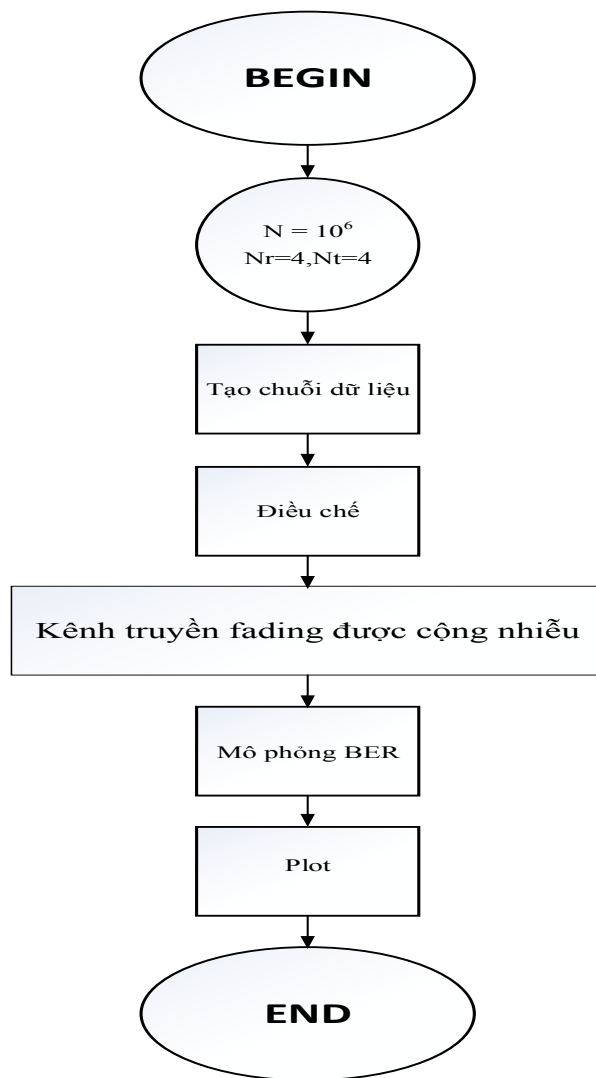
. Điều chế là: 16-QAM.

Phương pháp detect: MMSE

Dữ liệu dạng nhị phân

Số lượng dữ liệu: 10^6

Sơ đồ tiến trình mô phỏng của chương trình nhìn chung là tương tự nhau đối với từng kênh truyền awgn, fading có và không có ảnh hưởng cộng của nhiễu.



Hình 3.2 : Flowchat giải thuật mô phỏng

Bước 1: Tạo chuỗi dữ liệu phát ngẫu nhiên.

Bước 2: Tạo các hệ số kênh Fading

Bước 3: Xác định tỷ số E_b/N_0

Bước 4: Nhân các kí tự với kênh truyền và thêm vào ồn Gaussian trắng cộng tính (điều chế SM).

Bước 5: Chọn nhánh thu, cân bằng các kí tự nhận được với MRC.

Bước 6: Tiến hành phát hiện tín hiệu - giải mã và đếm số bit lỗi.

- Lặp lại tiến trình với các giá trị khác nhau của Eb/No rồi dựng biểu đồ mô phỏng và lý thuyết.

3.3. Mô phỏng kênh Fading

Nhìn chung, môi trường truyền sóng cho bất kỳ kênh không dây nào trong nhà hoặc ngoài trời có thể phải tuân theo hoặc truyền sóng đường tầm nhìn thẳng (LOS: Line-of-Sight) hoặc truyền sóng đường không nhìn thấy (NLOS). Như được mô tả trong phần trước, hàm mật độ xác suất của tín hiệu nhận được trong môi trường LOS có hiện tượng đa đường theo phân bố của Rician hay fading lọc lựa tần số, trong khi đó trong môi trường NLOS theo phân bố Rayleigh.

Lưu ý rằng bất kỳ tín hiệu nhận được trong môi trường truyền cho một kênh không dây có thể được xem như là tổng của các tín hiệu nhận được từ một số vô hạn các tín hiệu phản xạ do hiện tượng đa đường. Theo lý thuyết giới hạn trung tâm, tín hiệu thu được có thể được biểu diễn bởi một biến ngẫu nhiên Gaussian. Nói cách khác, một kênh không dây phụ thuộc vào các môi trường fading có thể được biểu diễn bởi một biến ngẫu nhiên Gaussian, phức $W_1 + jW_2$, trong đó W_1 và W_2 là các biến ngẫu nhiên độc lập và phân bố đồng nhất (iid) Gauss với giá trị trung bình zero và phương sai σ^2 . Đặt X là biên độ của biến ngẫu nhiên Gauss phức $W_1 + jW_2$, sao cho $X = \sqrt{W_1^2 + W_2^2}$. Chú ý rằng X là biến Rayleigh ngẫu nhiên với hàm mật độ xác suất (PDF):

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (3.2)$$

trong đó $2\sigma^2 = E\{X^2\}$. Hơn nữa, X^2 được biết đến như một biến ngẫu nhiên chi-square (χ^2). Để chương trình mô phỏng với kênh Rayleigh thì phải tạo ra hai biến ngẫu nhiên phân bố đồng nhất (i.i.d) với trung bình zero, phương sai đơn vị, Z_1 và Z_2 , bằng cách sử dụng hàm "randn" đã được xây dựng trong MATLAB®. Lưu ý rằng biến ngẫu nhiên X Rayleigh với PDF trong phương trình trên có thể được biểu diễn bởi

$$X = \sigma \cdot \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \quad (3.3)$$

Với $Z_1 \sim \mathcal{N}(0,1)$ và $Z_2 \sim \mathcal{N}(0,1)$

Trong môi trường tầm nhìn thấy (LOS) tồn tại một con đường truyền tín hiệu mạnh, không bị mất mát do phản xạ, nhiễu xạ và tán xạ, biên độ của tín hiệu thu được có thể được biểu diễn bằng $X = c + W_1 + jW_2$, trong đó thành phần c biểu diễn biên độ tín hiệu LOS, trong khi đó W_1 và W_2 là các biến ngẫu nhiên Gaussian, phân bố đồng nhất (i.i.d) với trung bình zero và phương sai σ^2 như trong môi trường NLOS. Người ta đã biết rằng X là biến ngẫu nhiên của Rician môi trường truyền NLOS và LOS với hàm mật độ xác suất (PDF):

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{x \cdot c}{\sigma^2}\right) \quad (3.4)$$

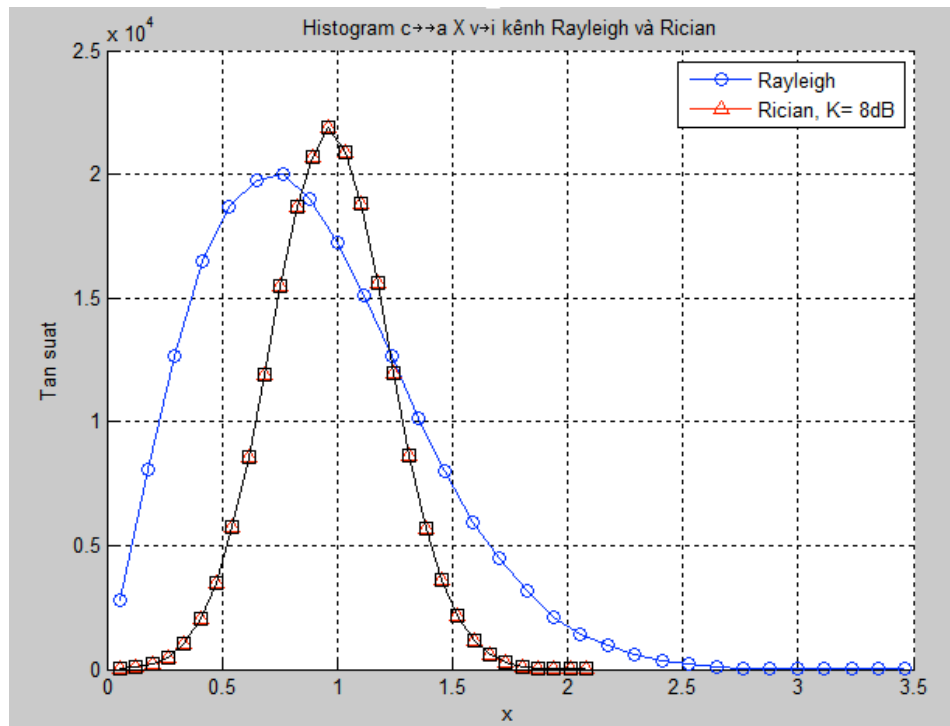
Trong đó $I_0(.)$ là hàm Bessel loại một bậc zero được biến đổi. Lưu ý rằng công thức trên đây có thể được biểu diễn dưới dạng Rician K-factor được định nghĩa

$$K = \frac{x^2}{2\sigma^2} \quad (3.5)$$

Trong trường hợp $K = 0$ tức là không có thành phần LOS, Phương trình trên sẽ trở thành phương trình Rayleigh PDF như trong môi trường không phải LOS.

Khi $K \rightarrow \infty$, phương trình trên có xu hướng là PDF Gaussian. Nói chung, trên thực tế giả sử là $K > 15\text{dB}$ cho kênh Gaussian. Chương trình dưới đây trong môi trường MATLAB được sử dụng để tạo các kênh Fading **Rayleigh** và kênh Rician để giúp đánh giá ảnh hưởng môi trường kênh Fading tới hiệu năng truyền thông dựa trên hợp kênh không gian (SM)

Tần suất đối với X tương ứng với các kênh fading Rayleigh và Rician được biểu diễn bởi hình 3.3 dưới đây:



Hình 3.3: Histogram kênh Rayleigh và Rician

Chương trình xác định phân bố kênh Rayleigh và Rician được miêu tả bằng đoạn chương trình dưới đây:

```
% plot_Ray_channel.m
```

```
clear, clf
```

```
N=200000;
```

```
level=30;
```

```
K_dB = [8];
```

```
gss=['k-s', 'b-o', 'r-^'];
```

```
% F_Rayleigh model
```

```
Rayleigh_ch=F_Ray_model(N
```

```
[temp,x]=hist(abs(Rayleigh_ch(1,:)),level);
```

```
plot(x,temp,gss(1,1));
```

```
hold on
```

```
% S_Rayleigh model
```



```

for i=1:length(K_dB);
    S_Ray_ch(i,:) = S_Ray_model(K_dB(i),N);
    [temp x] = hist(abs(S_Ray_model( (i,:))),level)
    plot(x,temp,gss(1,3))
end
xlabel('x'),
ylabel(' Tần suất ')
legend('Rayleigh',' Rician, K = 8dB')
-----

function H=S_Ray_model(K_dB,L)
% S_Ray_channel model
% Input : K_dB = K factor[dB]
% Output: H = Channel vector
    K = 10^(K_dB/10);
    H = sqrt(K/(K+1)) + sqrt(1/(K+1))*Ray_model(L);
-----

function H=F_Ray_model(L)
% F_Rayleigh channel model
% Input : L = Number of channel realizations
% Output: H = Channel vector
    H = (randn(1,L)+j*randn(1,L))/sqrt(2);

```

3.4 Chương trình mô phỏng:

3.4.1 Giải thuật phát hiện (detected) dựa trên MMSE-VBlast

Hiện nay có 3 loại máy thu phổ biến, thông dụng sử dụng các kĩ thuật maximum likelihood (ML), zero forcing (ZF) và minimum mean square error (MMSE) để phát hiện tín hiệu không bị mã hóa (chưa xem xét đến việc mã tín hiệu). Cụ thể,

giải thuật ML tìm kiếm tất cả các chòm sao vector để tìm ra xác suất tín hiệu được phát hiện có thể xảy ra nhiều nhất trong tín hiệu nhận được (truyền tín hiệu), giải thuật dựa trên ML có độ phức tạp tính toán cao. Trong khi đó phương pháp ZF và MMSE được coi là đơn giản hơn nhưng đòi hỏi phát hiện lặp và quá trình sắp xếp lại, có khả năng phát hiện tín hiệu với lỗi chấp nhận được. MMSE có độ phức tạp cao hơn không nhiều so với ZF, tuy nhiên có hiệu suất phát hiện cao hơn nhiều so với ZF. Gần đây, MMSE V-Blast dựa trên tổ hợp tỷ số tối đa (maximum Ratio Combine – MRC) đã được đề xuất trong một số nghiên cứu và ứng dụng cho SM.

Phương pháp phát hiện dựa trên lỗi bình phương trung bình tối thiểu (MMSE) sử dụng cách tiếp cận giảm bớt các vấn đề nâng cao ồn bằng cách tính công suất ồn khi xây dựng các ma trận lọc nhờ sử dụng tiêu chuẩn hiệu năng cơ sở MMSE. Các vector ước tính được tạo ra bởi một ma trận lọc MMSE sẽ trở thành

$$\tilde{\mathbf{x}} = [(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + (\sigma^2 \mathbf{I})^{-1})] \mathbf{H}^H \mathbf{r} \quad (3.6)$$

Trong đó σ^2 là phương sai ồn, $\mathbf{r}$ là tín hiệu thu, $\mathbf{H}$ là ma trận kênh đã được biết (CSI). Đại lượng được thêm vào $1/SNR = \sigma^2$ (trong trường hợp công suất phát đơn vị) mang lại sự cân bằng nhiễu. Cụ thể, khi SNR lớn, bộ phát hiện MMSE hội tụ đến bộ phát hiện ZF, nhưng ở mức SNR thấp, nó sẽ tránh được các giá trị riêng tồi tệ nhất do bị nghịch đảo. Tại SNR thấp, MMSE trở thành bộ lọc kết hợp (Matched Filter):

$$[(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + (\sigma^2 \mathbf{I})^{-1})] \mathbf{H}^H \approx \sigma^2 \mathbf{H}^H$$

Tại SNR cao, MMSE trở thành ZF:

$[(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + (\sigma^2 \mathbf{I})^{-1})] \mathbf{H}^H \approx (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$	(3.7)
---	-------

Giải thuật phát hiện dựa trên MMSE được thực hiện như sau

Thủ tục

- 1: Khởi động: Lỗi vào $\mathbf{H}, \mathbf{r}, \sigma, \mathbf{U}$
- 2: $\mathbf{H}^{(1)} = [(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + (\sigma^2 \mathbf{I})^{-1})] \mathbf{H}^H$
- 3: $\mathbf{r}^{(1)} = \mathbf{r}$

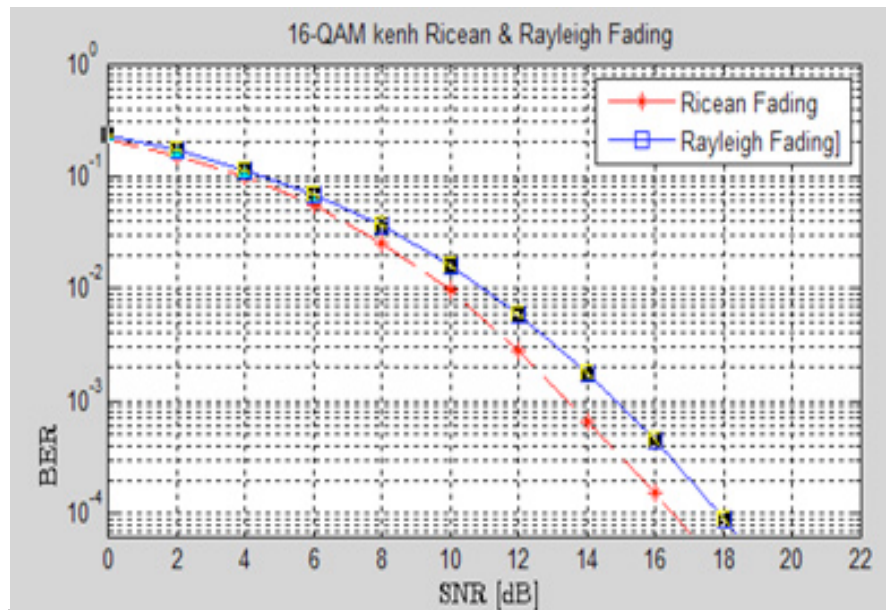
Đệ quy:

- 4: For $i = 1, \dots, N_T$
- 5: $G_i = H_i^\dagger$
- 6: $k_i = \arg \min \|g_i^{(j)}\|^3$
- 7: $W_i = j_i^{(k_i)}$
- 8: Trao đổi cột k_i và i trong U
- 9: $\tilde{x}_i = W_i r$
- 10: $\hat{x}_i = Q(\tilde{x}_i)$
- 11: $r_{i+1} = r_i - h_i \hat{x}_i$
- 12: $H_{i+1} = H_i^{\bar{k}_i}$
- 13: Chấm dứt
- 14: Lối ra U

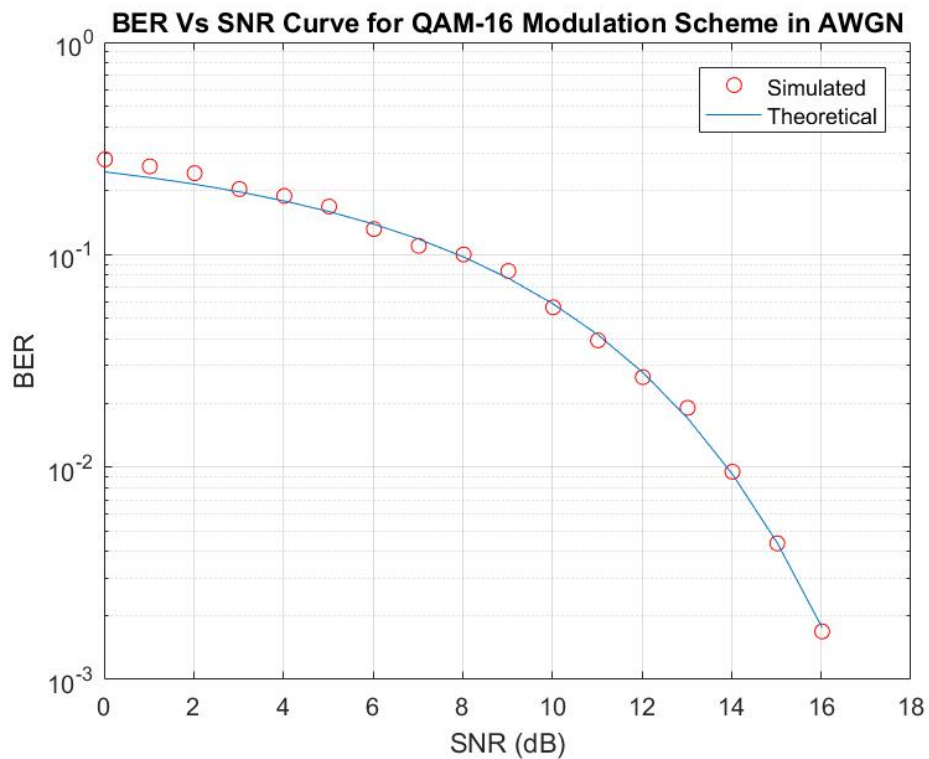
3.4.2 Kết quả mô phỏng

Trong phần này, chúng ta hiển thị kết quả mô phỏng liên quan đến hiệu năng của hợp kênh không gian (SM) trên kênh Rayleigh và Rician fading. Bên cạnh đó SM trên kênh Gauss với các điều chế M-QAM được xem xét đối chứng. Trong mô phỏng, chúng ta giả định rằng máy thu có biết rõ trạng thái kênh (CSI) và kênh fading giữa anten phát và anten thu được là độc lập với nhau

Chúng ta cũng giả định rằng tổng công suất phát từ bốn anten cho cơ chế SM cũng giống như công suất phát từ anten cơ chế truyền đơn lối vào đơn lối ra (SISO). Đối với máy thu phân tập dựa trên MRC được chuẩn hoá bằng một.



Hình 3.4: So sánh ảnh hưởng kênh Rayleigh và Ricean Fading tín hiệu 16-QAM



Hình 3.5: BER vs. SNR kênh Gauss, 16QAM

* Nhận xét

Với kênh truyền AWGN thông thường tỷ lệ lỗi bit là thấp nhất, tỷ lệ lỗi bit đạt được 10^{-4} tại $\text{SRN} \sim 14$ dB. Trong khi đó để đạt được tỷ lệ lỗi bit 10^{-4} kênh fading Rayleigh trong điều chế không gian cần độ lớn tín hiệu trên nhiễu ~ 19 dB, bên cạnh đó nếu xét thêm ồn trong môi trường truyền kênh Rician Fading cần tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu lên tới ~ 22 dB để đạt được tỷ lệ lỗi bit thấp 10^{-4} .

BER cho SM với điều chế 16 QAM (4 bit), mang lại hiệu suất phổ 3 bit/s/Hz và một số kênh truyền khác nhau được hiển thị trong hình 3.4. BER của cơ chế SM trong môi trường kênh Gauss với điều chế QPSK, 16-QAM, 64 QAM và 256-QAM được sử dụng để so sánh lợi ích của việc mã hóa chòm sao. Sự đánh đổi giữa dung lượng (hay SNR) và BER cho phép lựa chọn, xem xét phương thức điều chế tùy theo điều kiện kênh để đạt được giá trị BER có thể chấp nhận được.

Ta thấy rằng nếu như trong kênh truyền AWGN, xác suất lỗi giảm theo hàm mũ khi tỷ số tín hiệu trên nhiễu (theo dB) tăng thì trong kênh truyền Rayleigh, xác suất lỗi giảm tuyến tính khi tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR tăng. Ta thấy tín hiệu qua kênh fading có tỷ lệ lỗi bit khá lớn. Điều này là do tín hiệu ngoài ảnh hưởng của nhiễu Gauss còn chịu ảnh hưởng của multipath fading và hiệu ứng Doppler. BER được mô phỏng trong kênh truyền Fading Rayleigh có giá trị khá lớn so với kênh truyền AWGN nhưng vẫn hoàn toàn phù hợp với lý thuyết.

Mở rộng ra, đối với kênh truyền Rician khi $k = 0$, ta thấy rằng khi k tăng thì kênh truyền Rician trở thành kênh truyền Rayleigh. Giá trị k càng lớn thì kênh truyền càng có tính chất như kênh truyền AWGN, nghĩa là xác suất lỗi có xu hướng giảm theo hàm mũ khi giá trị của k tăng.

Trong trường hợp kết quả mô phỏng kênh truyền Nakagami-m với các giá trị khác nhau của m và M . Ta thấy rằng khi $m=1$, kết quả mô phỏng giống như trường hợp kênh truyền Rayleigh như ở trên. Tuy nhiên, khi giá trị của m càng lớn thì kênh truyền càng giảm mức độ fading.

3.5 Kết luận chương

Từ các kết quả mô phỏng có thể rút ra kết luận là kênh fading có ảnh hưởng không tốt với cả phương pháp điều chế không gian (như với điều chế không gian 4 anten phát và 4 anten thu được sử dụng phổ biến hiện nay với mạng LTE-A). Hiện tượng này gây ra sự suy giảm và biến dạng của tín hiệu đầu ra so với chuỗi tín hiệu đầu vào.

Bản thân điều chế không gian đã là 1 phương pháp được sử dụng để làm giảm hiện tượng fading không mong muốn. Tuy nhiên, đối với những khu vực chịu ảnh hưởng nặng của hiện tượng này, chúng ta cần sử dụng thêm các phương pháp khác như:

- Phân tập theo tần số: Sử dụng kỹ thuật OFDM – SM thay vì cho MQAM-SM như đã trình bày trong luận văn này. Với OFDM-SM, bên cạnh độ lợi phân tập không gian còn có độ lợi phân tập tần số do đó hiệu năng của OFDM-SM về cả dung lượng, hiệu suất phổ sẽ được nâng cao hơn nhiều. Khả năng xử lý tín hiệu được nâng cao để giảm ảnh hưởng của kênh đến tín hiệu
- Tính toán ảnh hưởng của Fading trong thiết kế bằng cách sử dụng các mã sửa lỗi hoặc mã trước (precode).

KẾT LUẬN VÀ HƯỚNG PHÁT TRIỂN ĐỀ TÀI

Qua các phân tích lý thuyết cùng kết quả mô phỏng, có thể khẳng định điều chế không gian là kỹ thuật rất hiệu quả trong việc giảm ảnh hưởng của Fading lên tín hiệu, nâng cao độ lợi hệ thống, cải thiện đáng kể chất lượng cũng như dung lượng hệ thống, cho phép khai thác hiệu quả thành phần không gian – không làm hao tổn tài nguyên tần số, thời gian như các phương pháp phân tập khác.

Điều chế không gian cũng cải thiện tốt xác suất lỗi trong điều kiện kênh truyền có Fading. Độ lợi thu được của phương pháp phân tập anten lên đến hàng chục dB. Đây là thông số thể hiện rõ tính ưu việt của kỹ thuật điều chế không gian ứng dụng vào các hệ thống truyền thông, đặc biệt là các hệ thống thông tin di động vốn đòi hỏi các yêu cầu về nâng cao dung lượng, chất lượng dịch vụ, tiết kiệm năng lượng sử dụng, thu gọn kích thước thiết bị máy đầu cuối.

Đối với phân tập phía thu thì phương pháp MRC cho phép cải thiện chất lượng tín hiệu tốt hơn nhiều so với các phương pháp EGC và SC, phù hợp với các phân tích lý thuyết. Tuy nhiên, độ phức tạp trong thi công phương pháp MRC cao hơn nhiều so với SC hay EGC. Điều này đòi hỏi phải có những đánh giá chuyên sâu về hiệu quả kinh tế khi lựa chọn phương pháp kết hợp để triển khai thực tế.

Độ lợi S/N được cải thiện đáng kể khi tăng số lượng anten. Tuy nhiên, cùng với sự gia tăng của số anten thì độ gia tăng độ lợi hệ thống có xu hướng giảm. Kết quả phân tích cho thấy độ gia tăng độ lợi tốt nhất khi tăng từ 1 lên 2 anten. Đây cũng là một ưu điểm đáng quan tâm cho việc ứng dụng kỹ thuật phân tập anten vào thực tế, đặc biệt khi triển khai trên máy đầu cuối của mạng di động. Số anten không nhiều sẽ giúp tiết kiệm chi phí và độ phức tạp thi công, đáp ứng được yêu cầu giảm kích thước máy đầu cuối mà vẫn đảm bảo ứng dụng kỹ thuật phân tập anten vào nâng cao chất lượng dịch vụ.

Ngược lại với phân tập thu mà chúng ta đang sử dụng rộng rãi trong các hệ thống di động tế bào, phân tập phát vẫn còn nhận được rất ít sự chú ý do việc thực hiện phân tập anten phát là khác rất nhiều so với phân tập anten thu và việc khai thác phân tập phát cũng có những khó khăn:

- Thứ nhất, vì các tín hiệu phát từ nhiều anten sẽ được trộn với nhau về mặt không gian trước khi tới được các bộ thu, hệ thống yêu cầu bổ sung thêm một số bộ xử lý tín hiệu ở cả phía thu và phía phát để tách được các tín hiệu thu và lợi dụng được phân tập.
- Thứ hai, phía thu thường ước lượng được các kênh Fading còn phía phát thì không giống như ở phía thu, không có được các thông tin tức thời về kênh nếu như không có thông tin phản hồi từ phía thu tới phía phát.

Tuy nhiên, phân tập phát có khả năng làm tăng đáng kể dung lượng và chất lượng của kênh. Đối với phân tập phát, sẽ dễ dàng lắp đặt nhiều anten phát trên trạm thu phát và cũng dễ dàng sử dụng các nguồn ngoài cho nhiều anten phát. Phân tập phát làm giảm yêu cầu nguồn xử lý của các bộ thu và kết quả là các cấu trúc hệ thống đơn giản hơn, tiêu thụ nguồn thấp hơn và chi phí thấp hơn. Hơn thế nữa, phân tập phát có thể kết hợp với phân tập thu để tăng chất lượng của hệ thống.

*** Hướng phát triển đề tài:** Kỹ thuật phân tập không gian hay phân tập anten hiện đang rất được quan tâm và ứng dụng vào hệ thống MIMO nhờ khả năng khai thác hiệu quả thành phần không gian trong nâng cao chất lượng và dung lượng hệ thống, giảm ảnh hưởng của Fading, đồng thời tránh được hao phí băng thông tần số – một yếu tố rất được quan tâm trong hoàn cảnh tài nguyên tần số ngày càng khan hiếm. Đặc biệt, việc ứng dụng mô hình phân tập anten vào các hệ thống mới như MIMO-OFDM là hoàn toàn phù hợp.

- Một hướng phát triển khác của đề tài là tập trung các ứng dụng của điều chế không gian trong việc nâng cao chất lượng truyền dẫn thông tin di động

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- [1] Nguyễn Thị Hương, Đồ án “ *Mã khối không thời gian trực giao và điều chế lười*” – Đại học Công Nghệ, Trường Đại học Quốc Gia Hà Nội
- [2] Trương Tấn Quang, Đồ án “ *Tổng quan hệ thống MIMO và kỹ thuật OFDM*” – Đại học Khoa học tự nhiên, Trường Đại học Quốc Gia TP Hồ Chí Minh

Tiếng Anh

- [3] Y. Dai, “*A comparative study of QRD-M detection and sphere decoding for MIMO-OFDM systems*”, in IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005
- [4] G. J. Foschini, “*Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas*,” Bell Labs Technical Journal, vol. 1, no. 2, pp. 41 - 59, 1996.
- [5] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, “*From theory to practice: An overview of mimo space-time coded wireless systems*”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 21, pp. 281 - 302, April 2003.
- [6] T. L. Marzetta and B. M. Hochwald, “*Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in rayleigh at fading*”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45, pp. 139 - 157, January 1999.
- [7] C. E. Shannon, “*A mathematical theory of communication*”, Bell Labs Technical Journal, vol. 27, pp. 379 – 423 and 623 - 656, October 1948.
- [8] E. Telatar, “*Capacity of multi-antenna gaussian channels*,” European Transactions on Telecommunications, vol. 10, pp. 585 - 595, November 1999.