

## **LỜI CAM ĐOAN**

Tôi xin cam đoan:

Bản luận văn tốt nghiệp này là công trình nghiên cứu của cá nhân tôi, được thực hiện dựa trên cơ sở nghiên cứu lý thuyết, thực tế dưới sự hướng dẫn của PGS.TS. Trịnh Anh Vũ.

Các số liệu, kết luận của luận văn là trung thực, dựa trên sự nghiên cứu những mô hình, kết quả đã đạt được của các nước trên thế giới và trải nghiệm của bản thân, chưa từng được công bố dưới bất kỳ hình thức nào trước khi trình bày bảo vệ trước “Hội đồng đánh giá luận văn thạc sỹ kỹ thuật”.

Hà nội, Ngày tháng 08 năm 2017

Người cam đoan

## LỜI CẢM ƠN

Đầu tiên, cho phép em được gửi lời cảm ơn sâu sắc đến PGS.TS Trịnh Anh Vũ. Thầy là người luôn theo sát em trong quá trình làm luận văn, Thầy đã tận tình chỉ bảo, đưa ra những vấn đề cốt lõi giúp em củng cố lại kiến thức và có định hướng đúng đắn để hoàn thành luận văn này.

Tiếp đến, em xin được gửi lời cảm ơn đến tất cả quý Thầy Cô đã và đang giảng dạy tại trường Khoa Điện tử - Viễn thông, Trường Đại học Công nghệ đã giúp em có được những kiến thức cơ bản để thực hiện luận văn này. Kính chúc Thầy Cô dồi dào sức khỏe, thành đạt, và ngày càng thành công hơn trong sự nghiệp trồng người của mình.

Cuối cùng, em cũng xin cảm ơn gia đình, các anh chị, bạn bè đã luôn quan tâm, động viên và giúp đỡ em trong thời gian thực hiện luận văn tốt nghiệp.

Xin chân thành cảm ơn!

# Mục lục

<b>CHƯƠNG 1 CƠ SỞ KỸ THUẬT MASSIVE MIMO .....</b>	<b>8</b>
1.1. Mô tả hệ thống Massive MIMO đơn cell.....	8
1.1.1. Hệ thống Multiuser – MIMO.....	9
1.1.2. Hệ thống Massive MIMO đơn cell.....	10
1.2. Hoạt động của hệ thống Massive MIMO.....	13
1.2.1. So sánh giao thức truyền TDD với giao thức FDD.....	13
1.2.2. Nguyên lý hoạt động tổng quan của hệ thống Massive MIMO.....	15
1.3. Hiệu suất phổ và hiệu suất năng lượng .....	17
<b>CHƯƠNG 2 KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN THÔNG LƯỢNG ĐỒNG ĐỀU CHO NGƯỜI DÙNG TRONG HỆ THỐNG MASSIVE MIMO .....</b>	<b>18</b>
2.1 Một số kỹ thuật ước lượng tuyến tính cơ bản.....	18
2.1.1 Tổng quan ước lượng tuyến tính.....	18
2.1.2 Phương pháp MRC.....	19
2.1.3 Phương pháp ZF.....	19
2.1.4 Phương pháp MMSE.....	20
2.1.5 Phẩm chất của các bộ ước lượng tuyến tính.....	20
2.1.6 Ước lượng kênh dùng pilot.....	21
2.2 Mô hình kênh tương đương .....	23
2.3 Tính toán phẩm chất kênh Massive mimo.....	24
2.3.1 Tính chất vector ngẫu nhiên và ma trận ngẫu nhiên.....	24
2.3.2 Tính toán phẩm chất đường xuống.....	25
2.3.3 Tính toán phẩm chất đường lên.....	28
2.4 Kỹ thuật điều khiển thông lượng người dùng đồng đều.....	30
2.4.1. Điều khiển đường xuống.....	30
2.4.2. Điều khiển đường lên.....	31
<b>CHƯƠNG 3 MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ .....</b>	<b>33</b>
3.1 Kịch bản mô phỏng .....	33
3.2 Kết quả mô phỏng .....	33
3.3 Nhận xét kết quả thu được:.....	36

## DANH MỤC CÁC BẢNG

<i>Bảng 1.1: Tổng số kênh truyền yêu cầu cho các hệ thống MIMO.....</i>	<i>15</i>
---	-----------

## DANH MỤC CÁC HÌNH VẼ, ĐỒ THỊ

Hình 1.1 Mô hình MIMO 2x2. [10].....	8
Hình 1.2: Hệ thống Multiuser MIMO [1] .....	9
Hình 1.3: Hệ thống Massive MIMO [1].....	11
Hình 1.4 Mô hình hệ thống đơn cell [5].....	12
Hình 1.5. Cấu trúc ước lượng kênh trong hệ thống FDD.[1].....	14
Hình 1.6 Cấu trúc kênh truyền trong hệ thống TDD. [1] .....	14
Hình 1.7. Mô hình truyền nhận với 3 anten trên trạm và 2 thuê bao.....	16
Hình 3.1. Kết quả mô phỏng với $M=100$ , $K$ thay đổi từ 5 đến 10.....	34
Hình 3.2. Kết quả mô phỏng với $M=200$ , $K$ thay đổi từ 5 đến 10.....	34
Hình 3.3. Kết quả mô phỏng với $K=5$ , $M$ thay đổi từ 100 đến 200.....	35
Hình 3.4. Kết quả mô phỏng với $K=10$ , $M$ thay đổi từ 100 đến 200.....	35

## DANH MỤC THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

<b>CDF:</b> Cumulative Distribution Function	Hàm phân phối tích lũy
<b>FDD:</b> Frequency Division Duplex	Phân chia song công theo tần số
<b>LS:</b> Least Square	Bình phương nhỏ nhất
<b>MIMO:</b> Multiple Input Multiple Output	Nhiều đầu vào nhiều đầu ra
<b>ML:</b> Maximum Likelihood	Khả năng tối đa
<b>MMSE:</b> Minimum mean square error	Trung bình bình phương lỗi tối thiểu
<b>MS:</b> Mobile Station	Máy di động
<b>OFDM:</b> Orthogonal Frequency Division multiple	Đa truy cập phân chia tần số trực giao
<b>TDD:</b> Time Division Duplex	Song công phân chia theo thời gian
<b>ZF:</b> Zero Forcing	Cưỡng bức bằng không

## LỜI MỞ ĐẦU

Ngày nay, sự bùng nổ của các thiết bị di động, cùng với những nhu cầu về dịch vụ ngày càng đa dạng của con người, đang là động lực phát triển mạnh mẽ cho lĩnh vực thông tin di động.

Do tài nguyên vô tuyến dùng cho thông tin di động là giới hạn và đắt đỏ, trong khi nhu cầu sử dụng ngày càng cao, nhiều thách thức đã đặt ra cho các nhà cung cấp dịch vụ cũng như các nhà nghiên cứu. Một trong những giải pháp để nâng cao hiệu quả sử dụng tài nguyên vô tuyến là công nghệ truyền thông vô tuyến sử dụng đa ăngten, hay còn gọi là công nghệ truyền thông đa đầu vào và đa đầu ra (Multiple-Input Multiple-Output hay MIMO) đã được triển khai áp dụng cho mạng 4 G.

Tuy nhiên các thế hệ công nghệ từ 1G-4G mới chỉ tận dụng hết khả năng phân tài nguyên cho nhiều người dùng trên các miền tần số, thời gian, mã trải băng rộng...trong khi chưa tận dụng khả năng phân theo không gian.

Hệ thống Massive MIMO, ứng cử viên cho mạng 5G đã thực hiện được điều này. Theo đó các búp sóng “ảo” được phân đến những người dùng ở các vị trí khác nhau có thể cùng hoạt động trên một khe thời gian - tần số. Công nghệ này đã tạo nên bước phát triển đột phá, đồng thời đem lại hiệu suất phổ và hiệu suất năng lượng tăng lên hàng chục, hàng trăm lần.

Không những thế hệ thống Massive MIMO còn dễ dàng cho phép điều khiển thông lượng (throughput) đồng đều cho người dùng trong cell, điều này là không dễ thực hiện trong các thế hệ công nghệ trước đó do hiệu ứng xa-gần của người dùng đối với trạm cơ sở. Đây cũng chính là vấn đề lựa chọn nghiên cứu trong luận văn này là: kỹ thuật điều khiển thông lượng người dùng đồng đều trong Massive mimo

Sau phần trình bày cách tổng quan về mô hình Massive MIMO cùng cơ chế hoạt động của kỹ thuật này, luận văn đi sâu phân tích cơ chế điều khiển thông lượng đồng đều của hệ thống Massive MIMO trong mô hình đơn cell. Cuối cùng là phần mô phỏng đánh giá cơ chế điều khiển thông qua một số kịch bản hệ thống.

## CHƯƠNG 1 CƠ SỞ KỸ THUẬT MASSIVE MIMO

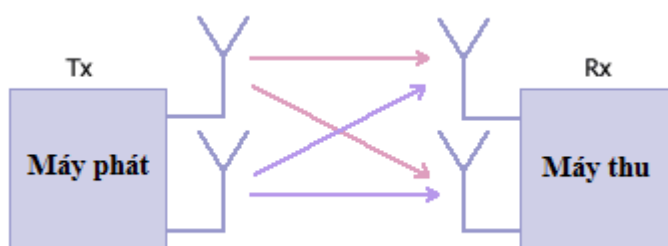
Trong hệ thống truyền thông không dây, giới hạn của hiệu năng hệ thống luôn nằm ở lớp vật lý, do bởi lượng thông tin có thể truyền được giữa hai địa điểm được giới hạn bởi độ khả dụng của phổ tần số, định luật truyền sóng vô tuyến và lý thuyết thông tin.

Do đó có ba phương thức cơ bản để tăng hiệu năng của mạng vô tuyến đó là: tăng mật độ triển khai các điểm truy cập (tức là tăng hệ số sử dụng lại tần số); bổ sung thêm băng tần; hoặc áp dụng kỹ thuật tăng hiệu suất sử dụng phổ. Do việc triển khai thêm các điểm truy cập cũng như cấp phát dải tần mới là tốn kém và không dễ dàng, nên nhu cầu tối đa hóa hiệu suất phổ trên một băng tần cho trước là điều tất yếu.

Kỹ thuật MIMO (Nhiều đầu vào nhiều đầu ra) là phương pháp khả thi nhất để cải thiện hiệu suất phổ bằng cách sử dụng chiều không gian. Trong đó hệ thống Massive MIMO (MIMO cỡ rất lớn) một dạng đặc thù của kỹ thuật MIMO, và là ứng cử viên sáng giá cho mạng thông tin di động thế hệ thứ 5. Phần này mô tả tổng quan mô hình hệ thống Massive MIMO đi từ các phiên bản trước cùng các nguyên lý hoạt động chính được trình bày theo các phần dưới đây.

### 1.1. Mô tả hệ thống Massive MIMO đơn cell

Nguyên lý cơ bản của kỹ thuật MIMO: Bằng cách sử dụng nhiều anten để truyền và nhận tín hiệu ở cả bên phát và bên thu, kỹ thuật MIMO tạo ra nhiều kênh truyền độc lập với nhau. Trong kỹ thuật phân tập không gian này, thông tin được truyền và nhận qua các kênh độc lập để chống lại hiện tượng pha-đỉnh. Độ lợi phân tập ở đây được định nghĩa bằng số anten phát (Tx) nhân với số anten thu (Rx). Mỗi kênh không gian mang các thông tin độc lập với nhau, từ đó tăng được hiệu suất phổ của hệ thống.



Hình 1.1 Mô hình MIMO 2x2. [10]

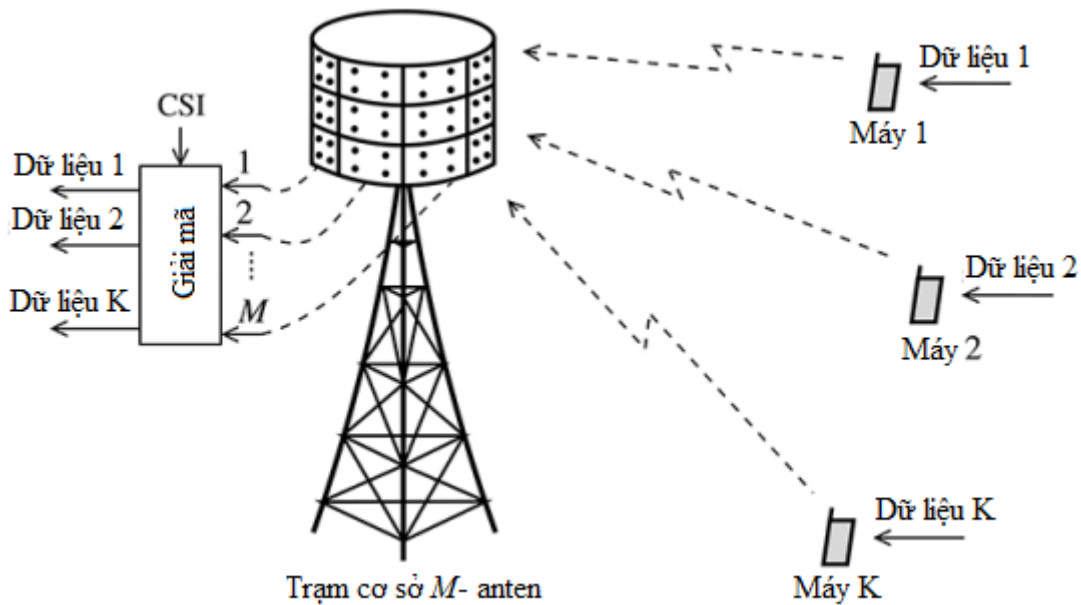
Trong phân tập không gian, nếu sự tán xạ bởi môi trường là đủ lớn, các kênh con độc lập với nhau được tạo ra trong cùng 1 dải tần sẽ tạo ra độ lợi về ghép kênh mà không tốn thêm chi phí về băng thông hay công suất. Phần sau đây trình bày một số phiên bản của hệ thống MIMO bao gồm Multiuser – MIMO (MIMO đa người dùng) và Massive MIMO (hệ thống MIMO cỡ rất lớn).



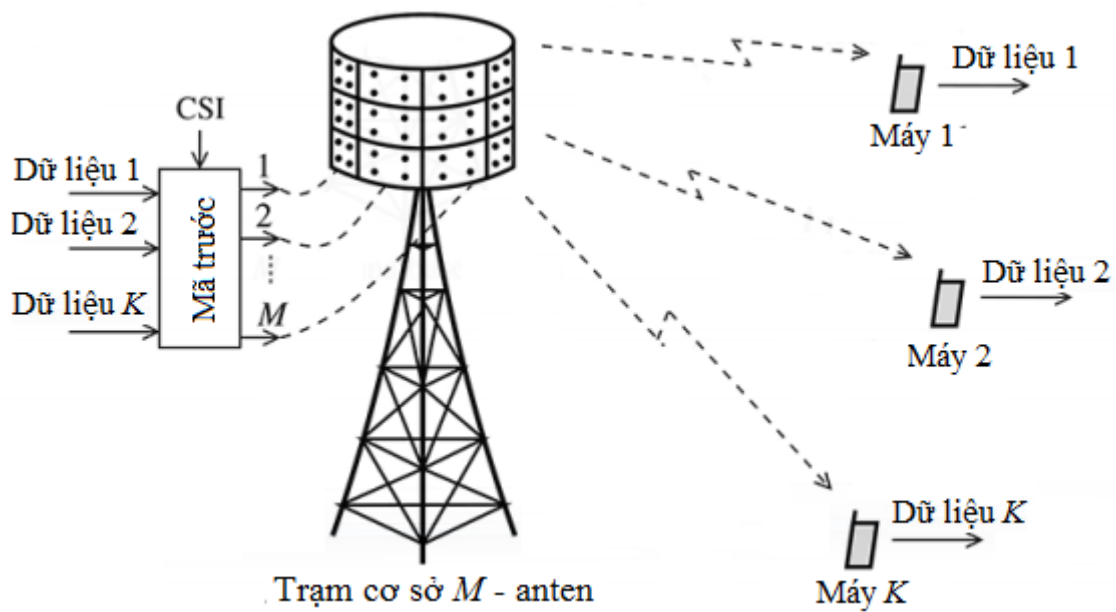
### 1.1.1. Hệ thống Multiuser – MIMO

Ý tưởng về hệ thống Multi user MIMO là một trạm cơ sở phục vụ nhiều đầu cuối sử dụng chung tài nguyên không gian – tần số, khác với hệ thống SU – MIMO (MIMO đơn người dùng) ở chỗ chỉ phục vụ một đầu cuối với nhiều anten.

Giả sử máy đầu cuối là đơn anten, mô hình MU-MIMO bao gồm một trạm phát với  $M$  anten và  $K$  người dùng hoạt động.



a) Đường lên



b) Đường xuống

Hình 1.2: Hệ thống Multiuser MIMO [1]

Hình (1.2) mô tả hệ thống MU-MIMO mô hình đường lên và đường xuống. Trong lý thuyết thông tin, kênh đường lên được gọi là kênh đa truy nhập, kênh đường xuống gọi là kênh quảng bá (broadcast channel). Trong kênh quảng bá, mỗi máy đầu cuối nhận các dữ liệu khác nhau.

Trong cả đường lên và đường xuống, luôn có  $K$  kết nối đồng thời hoạt động tại mỗi kênh không-thời gian. Khác với trường hợp MIMO điểm-điểm, các máy đầu cuối khác nhau không kết hợp với nhau, việc mã hóa và giải mã được thực hiện độc lập. Tại đường lên, mỗi đầu cuối cũng có giá trị công suất riêng, khác với kênh đường xuống là giới hạn công suất được tính bằng tổng công suất phát xạ của tất cả các anten.

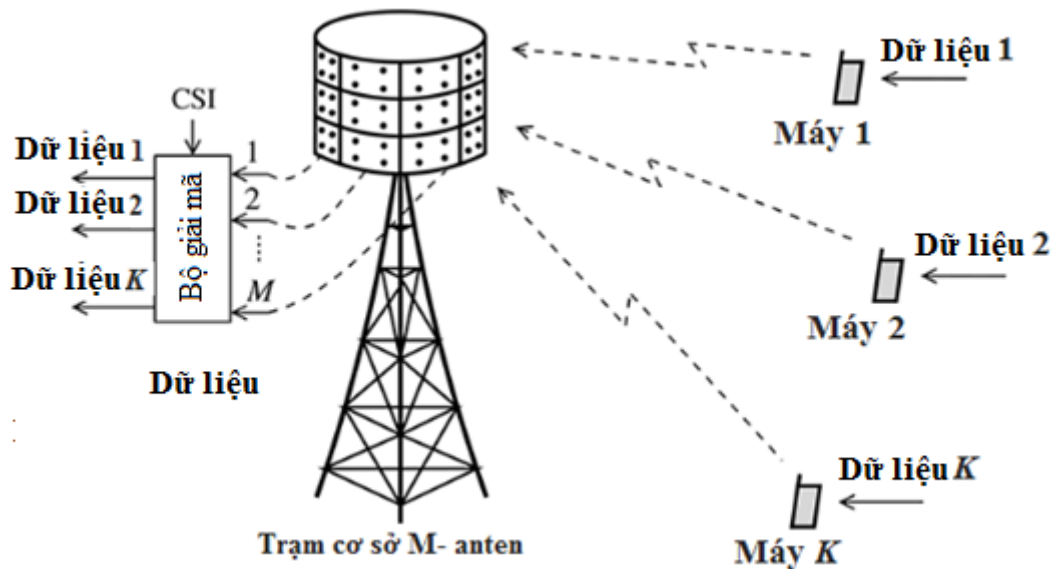
Trên đường lên, trạm phát phải biết thông tin kênh, và mỗi đầu cuối phải được cho biết tốc độ truyền tải cho phép riêng biệt. Trên đường xuống, cả trạm cơ sở và đầu cuối đều phải biết thông tin kênh. Do đó hệ thống MU-MIMO tiêu tốn nhiều tài nguyên cho việc truyền thông tin pilot ở cả hai chiều.

### ***1.1.2. Hệ thống Massive MIMO đơn cell***

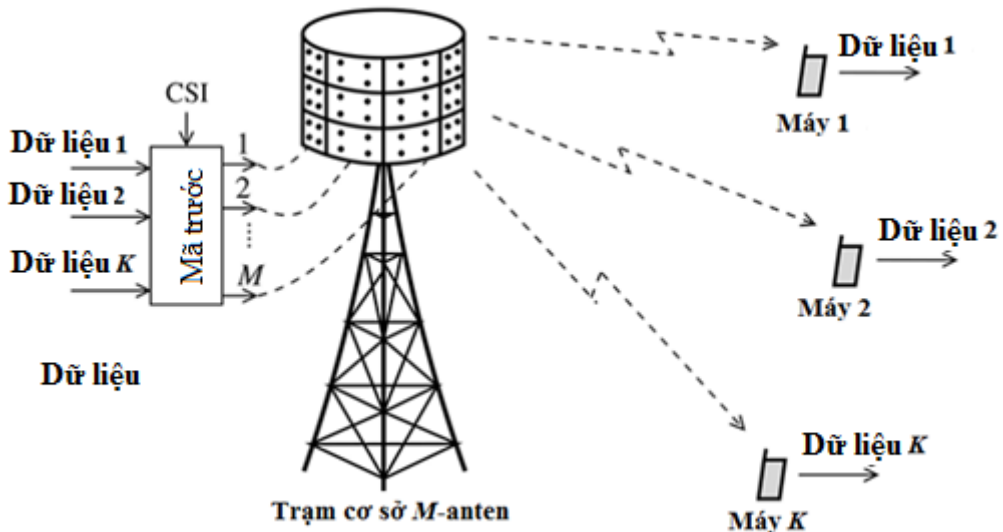
Xét một kênh truyền gồm có anten phát đi tín hiệu  $x(t)$  và đi qua kênh truyền thu được tín hiệu  $y(t)$  ở anten thu. Mối quan hệ giữa  $x(t)$  và  $y(t)$  là tuyến tính theo phương trình của Maxwell, tuy nhiên do những biến động về máy phát, máy thu hay vận tốc vật thể trong thực tế nên mối quan hệ giữa  $x(t)$  và  $y(t)$  cũng thay đổi theo thời gian.

Khác với hệ thống MU-MIMO thông thường ( $M=K$ ), ở hệ thống Massive MIMO số anten tại trạm cơ sở  $M \gg K$ . Ngoài ra có thêm đặc điểm khác biệt so với hệ thống MU-MIMO là:

- Chỉ có trạm cơ sở học thông tin kênh.
- Số anten  $M$  rất lớn hơn  $K$
- Xử lý tuyến tính đơn giản được dùng ở cả đường uplink và downlink



a) Massive MIMO đường lên



b) Massive MIMO đường xuống

Hình 1.3: Hệ thống Massive MIMO [1]

Massive MIMO (mô hình MIMO cỡ rất lớn) là hệ thống mạng MIMO đa người dùng trong đó số anten tại trạm phát là rất lớn so với số lượng người dùng. Phần này mô tả một mô hình mạng viễn thông thu phát tín hiệu đơn giản trên cả đường lên và đường xuống. Để đơn giản chúng ta nghiên cứu trong mô hình mạng đơn tế bào.

Hình (1.3) mô tả một hệ thống Massive MIMO cơ bản. Mỗi trạm cơ sở được trang bị  $M$  anten, phục vụ  $K$  máy đầu cuối đơn anten. Các trạm cơ sở khác nhau hoạt động trong các tế bào khác nhau và không có sự phối hợp giữa các trạm cơ sở.

Trên cả đường truyền lên và đường truyền xuống, các đầu cuối đều sử dụng tối đa tài nguyên không gian- tần số một cách đồng thời. Ở đường lên, trạm cơ sở khôi phục lại

từng tín hiệu riêng rẽ được phát lên bởi đầu cuối. Ở đường xuống, trạm cơ sở phải đảm bảo mỗi đầu cuối chỉ nhận được tín hiệu mong muốn của riêng nó.

Giả sử tất cả  $K$  người dùng sử dụng chung nguồn tài nguyên thời gian- tần số, đồng thời trạm phát và người dùng biết chính xác kênh. Kênh truyền được biết qua pha huấn luyện giữa người dùng và trạm phát với cách thức tùy thuộc và giao thức của hệ thống là FDD (song công phân chia theo tần số) hay TDD (song công phân chia theo thời gian).

Mô hình chuẩn hóa tín hiệu nhận được và SNR:

Ta xét một tín hiệu chuẩn hóa tạp âm nhận được có dạng như sau:

$$y = \sqrt{\rho}gx + n \quad (1.1)$$

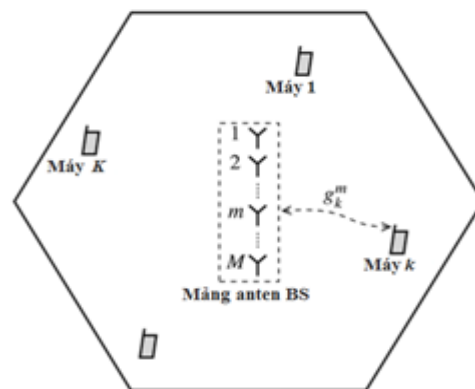
Trong đó  $n$  là tạp âm nhận được và  $p$  là đại lượng vô hướng không đổi và tỉ lệ với tín hiệu phát. Giả thiết trong luận văn này ta coi mỗi tín hiệu phát  $x$  có trung bình không và công suất đơn vị, tức là  $E\{x\} = 0$  và  $E\{|x|^2\} \leq 1$ . Ta cũng giả sử tạp âm  $n$  là một phân phối chuẩn Gauss với phương sai đơn vị, ký hiệu  $w \sim CN(0,1)$  và không phụ thuộc vào  $x$ . Do đó nếu trung bình của  $\beta$  bằng 1, khi đó máy phát sẽ phát với công suất lớn nhất, và  $p$  là trung bình của SNR đo tại máy thu.

Coi  $g_{mk}$  là hệ số kênh truyền giữa người dùng thứ  $k$  và trạm anten  $m$ . Ta giả sử trạm cơ sở được cấu hình theo anten mảng, do đó kênh truyền giữa các đầu cuối và trạm cơ sở bị ảnh hưởng bởi cùng một hệ số fading cỡ lớn, nhưng khác hệ số fading cỡ nhỏ. Do đó ta có:

$$g_k^m = \sqrt{\beta_k} h_k^m, \quad k=1, \dots, K \quad m=1, \dots, M \quad (1.2)$$

Gọi ma trận  $\mathbf{G}$  là ma trận biểu thị kênh truyền giữa tất cả đầu cuối và trạm cơ sở, ta

$$\text{có: } \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M1} & \cdots & g_{MK} \end{bmatrix}$$



Hình 1.4 Mô hình hệ thống đơn cell [5]

Công thức tổng quát cho tín hiệu nhận được tại đường xuống và đường lên:

Tín hiệu đường xuống có dạng:

$$\mathbf{y}_{d(K \times 1)} = \sqrt{p_d} \mathbf{H}_{(K \times M)} \mathbf{x}_{(M \times 1)} + \mathbf{n}_{(K \times 1)} \quad (1.3)$$

Tín hiệu đường lên nhận được tại trạm phát có dạng sau:

$$\mathbf{y}_{u(M \times 1)} = \sqrt{p_u} \mathbf{H}_{(M \times K)} \mathbf{x}_{(K \times 1)} + \mathbf{n}_{(M \times 1)} \quad (1.4)$$

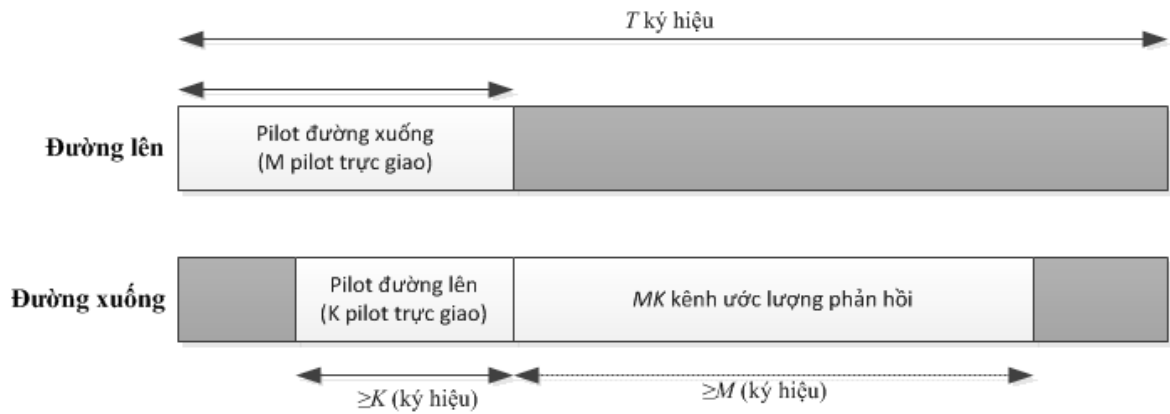
trong đó  $p_u$  và  $p_d$  là tỉ lệ SNR trung bình tương ứng trên đường lên và đường xuống,  $\mathbf{n}$  là vector tạp âm trắng,  $\mathbf{x}$  là vector  $(K \times 1)$  đồng thời phát từ  $K$  người dùng (với đường lên) hoặc là vector  $(M \times 1)$  đồng thời phát từ  $M$  anten trạm cơ sở (đối với đường xuống). Vector tín hiệu nhận được có cùng kích cỡ với vector tạp âm (có bao nhiêu thiết bị nhận thì bấy nhiêu thành phần tạp âm).

## 1.2. Hoạt động của hệ thống Massive MIMO

### 1.2.1. So sánh giao thức truyền TDD với giao thức FDD

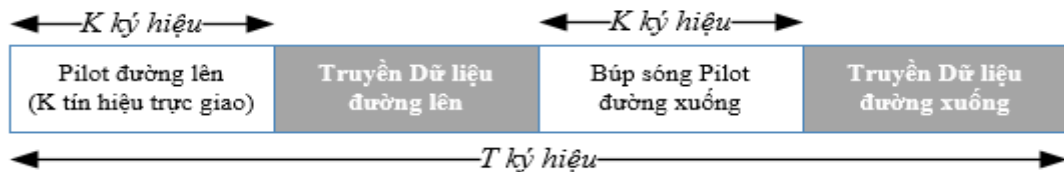
Trong hệ thống Massive MIMO, hàng trăm hoặc hàng nghìn anten tại trạm phát phục vụ đồng thời mười hay hàng trăm người dùng tại cùng một nguồn tài nguyên tần số. Do đó giao thức được lựa chọn sử dụng trong hệ thống Massive MIMO là Giao thức truyền song công phân chia theo thời gian (TDD). [6]

Phân tích: Đối với hệ thống FDD, truyền tín hiệu đường lên và đường xuống sử dụng phổ tần số khác nhau, do đó kênh Uplink và Downlink là bất đối xứng. Tại đường xuống, trạm phát cần thông tin kênh (CSI) để mã trước tín hiệu trước khi phát đến  $K$  người dùng,  $M$  anten tại trạm phát phát  $M$  tín hiệu pilot (tín hiệu hoa tiêu) trực giao với nhau đến  $K$  người dùng. Mỗi người dùng sẽ ước lượng kênh dựa trên pilot nhận được và phản hồi lại  $M$  kênh người dùng đến trạm phát. Quy trình này yêu cầu tối thiểu  $M$  kênh đường xuống và  $M$  kênh đường lên. Tương tự đối với đường lên,  $K$  người dùng phát  $K$  tín hiệu pilot trực giao đến trạm phát, trạm phát ước lượng kênh và phản hồi lại. Do đó tổng quá trình ước lượng kênh trong hệ thống FDD yêu cầu tối thiểu  $M+K$  kênh trên đường lên và  $M$  kênh cho đường xuống.



**Hình 1.5. Cấu trúc ước lượng kênh trong hệ thống FDD.[5]**

Đối với hệ thống TDD, kênh truyền đường lên và đường xuống sử dụng chung dải phổ tần số, nhưng khác khe thời gian. Kênh đường lên và đường xuống có tính đối xứng nên thông tin kênh có được qua đường lên có thể sử dụng luôn cho đường xuống. Trên đường lên  $K$  người dùng phát  $K$  chuỗi pilot trực giao đến trạm phát. Trạm phát sử dụng thông tin kênh này để mã trước tín hiệu gửi xuống và đồng thời tạo búp sóng pilot. Tổng quá trình này cần sử dụng  $2K$  kênh truyền. Như vậy thời gian cần thiết để truyền pilot tỉ lệ với số anten người dùng và không phụ thuộc vào số anten ở trạm cơ sở [3].



**Hình 1.6 Cấu trúc kênh truyền trong hệ thống TDD. [5]**

Bảng 1.1 chỉ ra số lượng kênh truyền cần thiết để phục vụ tín hiệu pilot và thông tin phản hồi trong hệ thống Multi user MIMO và hệ thống Massive MIMO. Dễ nhận thấy hệ thống Massive MIMO với giao thức TDD sử dụng ít tài nguyên nhất, do số lượng kênh truyền cần sử dụng không phụ thuộc vào số anten trạm cơ sở  $M$ . Chính vì vậy hệ thống Massive MIMO có khả năng mở rộng không giới hạn – đây cũng là động lực để nghiên cứu mô hình Massive MIMO.

	FDD		TDD	
	Đường lên	Đường xuống	Đường lên	Đường xuống
<b>Multiuser MIMO</b>	$K$ (pilot) + $M$ (hệ số kênh)	$M$ (pilot)	$K$ (pilot)	$M$ (pilot)
<b>Massive MIMO</b>	$K$ (pilot) + $M$ (hệ số kênh)	$M$ (pilot)	$K$ (pilot)	-

**Bảng 1.1: Tổng số kênh truyền yêu cầu cho các hệ thống MIMO**

Như đã nói thì giao thức truyền FDD phụ thuộc vào số anten trạm phát  $M$ , do đó trong hệ thống Massive MIMO, số anten  $M$  là rất lớn nên giao thức TDD được chọn để ước lượng kênh do không phụ thuộc vào  $M$ .

### **1.2.2. Nguyên lý hoạt động tổng quan của hệ thống Massive MIMO**

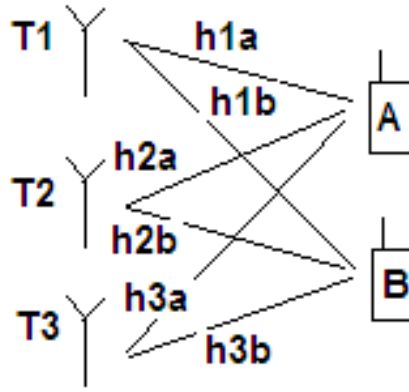
MIMO kích thước lớn dựa trên sự phát triển của kỹ thuật MIMO nói chung trong đó cả đầu phát và đầu thu tín hiệu đều sử dụng nhiều anten có thể để truyền dữ liệu. Có ba cách khai thác kỹ thuật MIMO là: Kỹ thuật mã không – thời gian, kỹ thuật hợp kênh không gian và kỹ thuật mã trước.

Với kỹ thuật mã không – thời gian, chuỗi tín hiệu trước khi phát được mã hóa thành ma trận từ mã theo hai chiều không gian và thời gian (Space – Time encoder). Tín hiệu sau đó được phát đi nhờ  $M$  anten phát, máy thu sử dụng  $N$  anten thu để tách ra chuỗi dữ liệu phát. Kênh tổng hợp giữa máy phát và máy thu có  $M$  đầu vào và  $N$  đầu ra được gọi là kênh MIMO  $M \times N$ . Các ký hiệu trong ma trận từ mã được phối hợp lặp lại, ngoài phân tập thu còn có thêm phân tập phát. Kỹ thuật này làm tăng độ tin cậy, cải thiện lỗi bit.

Với kỹ thuật hợp kênh không gian: Dữ liệu được chia thành  $M$  luồng song song phát trên  $M$  anten. Bên thu sử dụng  $N$  anten thu ( $N > M$ ) thu được các tín hiệu chồng chập ở bên phát. Các thuật toán V-Blast cho phép tách được  $M$  luồng song song ra và sau đó có thể kết hợp kênh làm tăng tốc độ dữ liệu tăng lên  $M$  lần. Kỹ thuật này chỉ đảm bảo phân tập thu, độ tin cậy ít hơn so với kỹ thuật mã không – thời gian nhưng lại có ưu điểm cung cấp tốc độ dữ liệu cao.

Hệ thống Massive MIMO lại khai thác MIMO ở góc độ mã trước. Kỹ thuật này khác với các kỹ thuật trên là bên phát luôn phát biết trước kênh và do đó có thể xử lý bù kênh trước khi phát, tạo sự đơn giản tối đa cho bên thu.  $M$  anten phát ở trạm cơ sở và  $K$  người dùng (mỗi máy đầu cuối 1 anten) với  $M \gg K$ .

Để minh họa ta dùng mô hình đơn giản với  $M = 3$  và  $K = 2$



*Hình 1.7. Mô hình truyền nhận với 3 anten trên trạm và 2 thuê bao*

Trạm cơ sở dùng 3 anten T1, T2, T3 quản lý 2 thuê bao di động A và B. Tại thời điểm bắt đầu pha truyền dẫn, các thuê bao A, B gửi pilot đến các anten của trạm cơ sở (có 2 thuê bao thì cần 2 khe thời gian cho pilot). Tiếp đến trạm cơ sở cần một khe thời gian để ước lượng ma trận kênh H dựa trên pilot và tính được ma trận nghịch đảo G của H. Để đơn giản ở đây ta bỏ qua tạp âm Gauss (trên thực tế cộng thêm vào tín hiệu thu)

Ma trận kênh:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h1a & h2a & h3a \\ h1b & h2b & h3b \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{K} \times \mathbf{M}]$$

Ma trận giả nghịch đảo là ma trận  $\mathbf{G} = \mathbf{H}^{-1}$  sao cho

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^{-1} = \begin{bmatrix} h1a & h2a & h3a \\ h1b & h2b & h3b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g11 & g12 \\ g21 & g22 \\ g31 & g32 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Khi có ma trận giả nghịch đảo G, mã trước tiên hành bằng cách nhân 2 dòng dữ liệu (muốn gửi đến 2 thuê bao) với ma trận G này thành ma trận đã mã trước C, đưa ra 3 anten phát đi:

$$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{D} = \begin{bmatrix} g11 & g12 \\ g21 & g22 \\ g31 & g32 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} da1 & da2 & da3 \\ db1 & db2 & db3 \end{bmatrix} = \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c11 & c12 & c13 \\ c21 & c22 & c23 \\ c31 & c32 & c33 \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow T1 \\ \rightarrow T2 \\ \rightarrow T3 \end{matrix} \quad (1.7)$$

Các dòng dữ liệu này khi truyền xuống lại đi qua kênh truyền nên lại được nhân với ma trận kênh truyền, do đó cuối cùng người dùng sẽ nhận được dữ liệu của mình:



$$\mathbf{HC} = \begin{bmatrix} h1a & h2a & h3a \\ h1b & h2b & h3b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c11 & c12 & c13 \\ c21 & c22 & c23 \\ c31 & c32 & c33 \end{bmatrix} = \mathbf{D} = \begin{bmatrix} da1 & da2 & da3 \\ db1 & db2 & db3 \end{bmatrix} \begin{matrix} \rightarrow A \\ \rightarrow B \end{matrix} \quad (1.8)$$

Thời gian xử lý ước lượng kênh và mã trước phải nhỏ hơn thời gian kết hợp kênh (Coherent interval, thời gian này có độ lớn tỉ lệ với nghịch đảo độ trải Doppler) để phần thời gian còn lại dành cho truyền dữ liệu.

### 1.3. Hiệu suất phổ và hiệu suất năng lượng

Sử dụng anten mảng lớn ở trạm phát, như trên đã thấy có thể đồng thời phục vụ được nhiều người dùng với cùng băng tần qua việc phân các đường truyền độc lập như các búp ảo, làm tăng hiệu suất phổ từ 10-100 lần. Ngoài ra mảng anten lớn tại trạm cơ sở cũng đem lại độ lợi công suất thu cũng như tập trung công suất phát đem lại hiệu suất năng lượng tăng đến 10 lần [4]. Những phân tích chi tiết ở chương sau còn cho thấy việc tăng số anten cũng làm tăng bậc tự do trong không gian tín hiệu dẫn đến làm đơn giản phép xử lý tín hiệu dựa vào đặc tính của vectơ và ma trận ngẫu nhiên có độ dài lớn.

## CHƯƠNG 2 KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN THÔNG LƯỢNG ĐỒNG ĐỀU CHO NGƯỜI DÙNG TRONG HỆ THỐNG MASSIVE MIMO

Chương này sẽ trình bày những kỹ thuật cơ bản của hệ thống Massive MIMO trong đường xuống và đường lên đồng thời tính toán phẩm chất của những đường truyền này trong hệ thống đơn cell. Sau đó đề xuất kỹ thuật điều khiển thông lượng đồng đều.

Song trước hết phần đầu chương sẽ điếm lại các kỹ thuật ước lượng tuyến tính cơ bản làm cơ sở cho việc phân tích xử lý tín hiệu đơn giản hiệu quả phía sau.

### 2.1 Một số kỹ thuật ước lượng tuyến tính cơ bản

#### 2.1.1 Tổng quan ước lượng tuyến tính.

Xét phương trình tổng quát.

$$y = Hx + n \quad (2.1)$$

Trong đó:

$x$  là vecto ( $K \times 1$ ), biểu diễn giá trị  $K$  tín hiệu nguồn phát từ  $K$  vị trí khác nhau,  $y$  là vecto ( $M \times 1$ ) biểu diễn các giá trị tín hiệu nhận được từ  $M$  vị trí thu,  $H$  ( $M \times K$ ) là ma trận kênh truyền từ nguồn phát tín hiệu đến nơi thu. Các phần tử ma trận kênh là biến ngẫu nhiên  $CN(0,1)$  có phân bố Rayleigh;  $n$  là vecto tạp âm ( $M \times 1$ ) tại  $M$  đầu thu cũng là biến ngẫu nhiên  $CN(0,1)$  có phân bố Gauss.

Trong phương trình trên:

- Khi biết  $y$ ,  $x$ , ước lượng  $H$  ta gọi là *ước lượng kênh*,  $x$  lúc này đóng vai trò Pilot để dò kênh.
- Khi biết  $y$ ,  $H$ , ước lượng  $x$  ta gọi là *tách dữ liệu*.

Sở dĩ ta dùng từ ước lượng là do không thể tính chính xác đại lượng muốn tìm khi biết 2 đại lượng kia vì có *tạp âm ngẫu nhiên*  $n$  tham gia nên chỉ có thể *ước lượng tốt nhất* theo một chỉ tiêu xác định. Ngoài ra thì chính  $H$  và  $x$  cũng có thể là đại lượng ngẫu nhiên theo một hàm phân bố nào đó và có thể dụng tính chất phân bố của nó để ước lượng là bài toán quan trọng trong kỹ thuật viễn thông.

Về phương pháp luận, nếu không quan tâm đến phân bố riêng của  $H$  và  $x$ , 2 bài toán trên là đối ngẫu với sự tham gia của tạp âm: đó là biết 2 đại lượng, ước lượng đại lượng thứ 3.

Chú ý là ở mỗi bài toán đều có thể dùng 3 phương pháp ước lượng tuyến tính điển hình khác nhau như trình bày dưới đây, nên ta chỉ cần xét bài toán biết trước  $y$ ,  $H$  ước lượng  $x$ .

Trong cả 3 phương pháp này,  $\mathbf{x}$  được tính thông qua phép nhân vecto quan sát  $\mathbf{y}$  (thu được) với 1 ma trận xử lý  $\mathbf{A}$  theo (2.1), nên gọi là ước lượng *tuyến tính*.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{y} \quad (2.2)$$

Ba phương pháp đó là:

- Ước lượng  $\hat{\mathbf{x}}$  sao cho tỷ số tín trên tạp (SNR) cực đại, còn gọi là MRC (Tổng hợp tỷ số cực đại)
- Ước lượng  $\hat{\mathbf{x}}$  sao cho sai lệch so với *vecto quan sát*  $\mathbf{y}$  nhỏ nhất, còn gọi là ZF hay LS

$$\hat{\mathbf{x}} = \min_{\hat{\mathbf{x}}} |\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}|^2 \quad (2.3)$$

- Ước lượng  $\hat{\mathbf{x}}$  sao cho sai lệch so với *vecto nguồn tín hiệu*  $\mathbf{x}$  nhỏ nhất, còn gọi là MMSE

$$\hat{\mathbf{x}} = \min_{\hat{\mathbf{x}}} E(|\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}|^2) \leftrightarrow \mathbf{W} = \min_{\mathbf{W}} E(|\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{y}|^2) \quad (2.4)$$

Phương pháp ZF tốt khi tạp âm ảnh hưởng nhỏ, ma trận kênh  $\mathbf{H}$  có giá trị lớn, trong khi phương pháp MMSE hiệu quả hơn khi ảnh hưởng của tạp âm lớn, ma trận kênh  $\mathbf{H}$  nhỏ.

### 2.1.2 Phương pháp MRC

Phương trình (2.2) trở thành:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{y} = \mathbf{A}(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{A}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{A}\mathbf{n} \quad (2.5)$$

Ở đây giả thiết tín hiệu nguồn  $\mathbf{x}$  và tạp âm  $\mathbf{n}$  đều có phương sai bằng 1. Số hạng đầu ứng với phần tín hiệu mong muốn, số hạng 2 là phần tín hiệu không mong muốn. Khi các kênh truyền không tương quan với nhau

$$SNR_{\hat{\mathbf{x}}_k} = \frac{E[(\mathbf{A}\mathbf{H}\mathbf{x})_k(\mathbf{A}\mathbf{H}\mathbf{x})_k^H]}{E[(\mathbf{A}\mathbf{n})_k(\mathbf{A}\mathbf{n})_k^H]} = \frac{(\sum_i a_{ki}h_{ik})^2}{\sum_i a_{ki}^2} \leq \sum_i h_{ik}^2 \quad \text{với } E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H]=1 \quad (2.6)$$

Bất đẳng thức trên là bất đẳng thức Chebysev, đẳng thức xảy ra khi đã biết kênh truyền sẽ cho:

$$SNR_{\hat{\mathbf{x}}_k} \max \text{ khi } a_{ki} = h_{ik}^*$$

$$\text{Hay } \mathbf{A} = \mathbf{H}^H \quad [7] \quad (2.7)$$

### 2.1.3 Phương pháp ZF

Đặt  $\Delta = |\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}|^2 = |\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}|^H |\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}| = \mathbf{y}^H \mathbf{y} - \hat{\mathbf{x}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{y} - \mathbf{y}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{x}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}} \quad (2.8)$

Lấy đạo hàm  $\Delta$  theo  $\hat{\mathbf{x}}$  và cho bằng 0 (để tìm cực tiểu), và sử dụng tính chất toán với ma trận.

$$\frac{\partial AB}{\partial A} = B \text{ và } \frac{\partial A^H B}{\partial A} = 0$$

$$\text{Ta được } \frac{\partial \Delta}{\partial \hat{x}} = -\mathbf{y}^H \mathbf{H} + \hat{\mathbf{x}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} = 0$$

$$\text{Từ đây } \hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y}$$

$$\text{Hay } \mathbf{A} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^\dagger \text{ [7]} \quad (2.9)$$

$\mathbf{H}^\dagger$  được gọi là ma trận giả đảo bên trái (chú ý là suy ra bên trái hay bên phải tùy thuộc  $M > K$  hay  $K > M$ ) khi nhân với  $\mathbf{y}$ . Khi  $\mathbf{H}$  là ma trận vuông  $\mathbf{H}^\dagger = \mathbf{H}^{-1}$

#### 2.1.4 Phương pháp MMSE

$$\begin{aligned} \text{Đặt } \Delta &= E(|\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{y}|^2) = E([\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{y}][\mathbf{x} - \mathbf{A}\mathbf{y}]^H) \\ &= E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) - \mathbf{A}E(\mathbf{y}\mathbf{s}^H) - E(\mathbf{x}\mathbf{y}^H)\mathbf{A}^H + \mathbf{A}E(\mathbf{y}\mathbf{y}^H)\mathbf{A}^H \end{aligned}$$

Khi đạo hàm theo  $\mathbf{A}^H$  chỉ còn số hạng thứ 3 và 4 trong đó:

$$E(\mathbf{x}\mathbf{y}^H) = E(\mathbf{x}(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n})^H) = E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)\mathbf{H}^H$$

$$E(\mathbf{y}\mathbf{y}^H) = E((\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n})(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n})^H) = \mathbf{H}E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)\mathbf{H}^H + E(\mathbf{n}\mathbf{n}^H)$$

$$\text{Do đó: } \frac{\partial \Delta}{\partial \mathbf{A}^H} = -E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)\mathbf{H}^H + (\mathbf{H}E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)\mathbf{H}^H + N_0\mathbf{I}_M)\mathbf{A} = 0 \quad (2.10)$$

$M$  là độ dài vecto  $\mathbf{y}$ ,  $\mathbf{x}$  và  $\mathbf{n}$ . Thông thường  $E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) = \mathbf{I}_M$   $E(\mathbf{n}\mathbf{n}^H) = N_0\mathbf{I}_M = I_M$

Giải phương trình (2.10) ta suy ra:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{I}_M)^{-1}\mathbf{H}^H, \quad \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{y} \text{ [7]} \quad (2.11)$$

So với phương pháp ZF thì ma trận ước lượng tuyến tính có thêm số hạng  $\mathbf{I}_M$  ở mẫu số.

#### 2.1.5 Phẩm chất của các bộ ước lượng tuyến tính

Phương pháp đánh giá phẩm chất của các bộ ước lượng tuyến tính chính là tính SNR trung bình nhận được sau xử lý của mỗi phương pháp.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{y} = \mathbf{A}(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (2.12)$$

Cụ thể

$$\hat{x}_k = a_k \mathbf{y} = a_k (\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = a_k \sum_i h_i^T x_i + a_k n = a_k h_k^T x_k + a_k \sum_{k \neq i=1}^K h_i^T x_i + a_k n$$

Số hạng đầu là tín hiệu có ích, số hạng 2 là kết quả nhiễu giữa các tín hiệu nguồn, số hạng 3 là tạp âm.

Lần lượt phương sai của tín hiệu có ích, nhiễu và tạp âm được tính như sau:

$$\sigma_x^2 = \mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H \quad \text{với } \mathbf{R}_{xx} = \rho_k h_k h_k^H \quad (2.13)$$

$$\sigma_l^2 = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ll}\mathbf{A}^H \quad \text{với } \mathbf{R}_{ll} = \sum_{k \neq i=1}^K \rho_i h_i h_i^H$$

$$\sigma_n^2 = \mathbf{A} \mathbf{R}_{nn} \mathbf{A}^H \quad \text{với} \quad \mathbf{R}_{nn} = \sigma_n^2 \mathbf{I}$$

Từ đây có thể tính được tỷ số SINR

$$\text{SINR} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_I^2 + \sigma_n^2} \quad (2.14)$$

Biểu thức tính SINR là phức tạp đối với ZF và MMSE vì phép tính trung bình có liên quan đến phân bố Wishart là nghịch đảo của phân bố  $h^2$  (với  $h$  có phân bố Rayleigh).

### 2.1.6 Ước lượng kênh dùng pilot

#### Mô hình toán học

Các tín hiệu pilot được phát đi cần trực giao với nhau. Giả sử tín hiệu pilot được phát bởi máy di động thứ  $k$  là  $\boldsymbol{\varphi}_k$  có kích cỡ  $(\tau \times 1)$  có hệ số công suất là  $\sqrt{\rho_p}$ , và là cột thứ  $k$  của ma trận unitary  $\boldsymbol{\Psi}$  ( $\tau \times K$ ), sao cho  $\tau \geq K$ .

vector pilot  $\boldsymbol{\varphi}_k$  ( $\tau \times 1$ ) có thể biểu diễn là

$$\boldsymbol{\varphi}_k = [\sqrt{\rho_p} \eta_1 \quad \sqrt{\rho_p} \eta_2 \quad \dots \quad \sqrt{\rho_p} \eta_\tau] \quad (2.15)$$

với  $\eta_i$  là các bit của pilot có  $\eta_i^2 = 1$  ( $i=1, 2, \dots, \tau$ )

Để dùng ma trận pilot  $\boldsymbol{\Psi}$  ( $\tau \times K$ ) với tính chất unitary  $\boldsymbol{\Psi} \boldsymbol{\Psi}^H = \mathbf{I}_K$  đồng thời do:

$$\boldsymbol{\varphi}_k \boldsymbol{\varphi}_k^H = \rho_p \tau_p \quad (2.16)$$

Nên phương trình thu ở trạm cơ sở đưa thêm hệ số  $\sqrt{\rho_p \tau_p}$  như sau:

$$\mathbf{Y}_p = \sqrt{\rho_p \tau_p} \mathbf{H} \boldsymbol{\Psi} + \mathbf{n}_p \quad (2.17)$$

Viết tường minh với  $K=2$  ( cho 2 máy thu là A, B) với  $M$  anten thu là:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & \dots & y_{1\tau} \\ y_{21} & \dots & y_{2\tau} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{M1} & \dots & y_{M\tau} \end{bmatrix} = \sqrt{\rho_p \tau_p} \begin{bmatrix} h_{1A} & h_{1B} \\ h_{2A} & h_{2B} \\ \dots & \dots \\ h_{MA} & h_{MB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{A1} & \dots & \varphi_{A\tau} \\ \varphi_{B1} & \dots & \varphi_{B\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & \dots & n_{1\tau} \\ n_{21} & \dots & n_{2\tau} \\ \dots & \dots & \dots \\ n_{M1} & \dots & n_{M\tau} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$\mathbf{Y}_p$  là ma trận  $(M \times \tau)$  ghi kết quả đo được khi bên phát phát pilot.

Để ước lượng kênh theo phương pháp MMSE ta sử dụng công thức (2.11)

$$\mathbf{A} = (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{H}^H, \quad \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{y} \quad (2.19)$$

với  $\mathbf{H}$  đóng vai trò  $x$  phải ước lượng, còn  $\sqrt{\rho_p \tau_p} \psi^H$  đóng vai trò kênh đã biết

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{A} \mathbf{Y}_p^T \\
&= \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p} \begin{bmatrix} \varphi_{A1}^* & \varphi_{B1}^* \\ \varphi_{A\tau}^* & \varphi_{B\tau}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & \dots & y_{M1} \\ y_{1\tau} & y_{2\tau} & \dots & y_{M\tau} \end{bmatrix}}{\rho_p \tau_p \begin{bmatrix} \varphi_{A1} & \varphi_{A\tau} \\ \varphi_{B1} & \varphi_{B\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{A1}^* & \varphi_{B1}^* \\ \varphi_{A\tau}^* & \varphi_{B\tau}^* \end{bmatrix} + N_0 \mathbf{I}_K} \\
&= \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p} \begin{bmatrix} \varphi_{A1}^* & \varphi_{B1}^* \\ \varphi_{A\tau}^* & \varphi_{B\tau}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & \dots & y_{M1} \\ y_{1\tau} & y_{2\tau} & \dots & y_{M\tau} \end{bmatrix}}{\rho_p \tau_p \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + N_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Từ đây với  $N_0=1$  ta có

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \hat{h}_{1A} & \hat{h}_{2A} & \dots & \hat{h}_{MA} \\ \hat{h}_{1B} & \hat{h}_{2B} & \dots & \hat{h}_{MB} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{1 + \rho_p \tau_p} \begin{bmatrix} \varphi_{A1} & \varphi_{A\tau} \\ \varphi_{B1} & \varphi_{B\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} & \dots & y_{M1} \\ y_{1\tau} & y_{2\tau} & \dots & y_{M\tau} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

Hay viết gọn lại:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}} &= \mathbf{A} \mathbf{Y}_p^T = \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1} \psi^T \mathbf{Y}_p^T = \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1} \mathbf{y}_p = \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1} (\sqrt{\rho_p \tau_p} \mathbf{H} + \mathbf{w}) \\
\hat{\mathbf{H}} &= \frac{\rho_p \tau_p}{\rho_p \tau_p + 1} \mathbf{H} + \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1} \mathbf{w}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Với  $\mathbf{Y}_p^T$  có kích thước  $\tau \times M$  là ma trận đo được,  $\mathbf{y}_p$  có kích cỡ  $K \times M$  là ma trận tính được sau khi nhân  $\mathbf{Y}_p^T$  với ma trận pilot

Do  $\mathbf{H}$  và  $\mathbf{w}$  không tương quan nên:

$$E[\hat{\mathbf{H}}^2] = E \left[ \left( \frac{\rho_p \tau_p}{\rho_p \tau_p + 1} \right)^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] + E \left[ \left( \frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1} \right)^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H \right] = \frac{\rho_p \tau_p}{\rho_p \tau_p + 1} \tag{2.23} \tag{3}$$

Để chuẩn hóa kênh ước lượng được có tính chất  $CN(0,1)$ , ta đặt:

$$\mathbf{z} = \frac{\hat{\mathbf{H}}}{\sqrt{E[\hat{\mathbf{H}}^2]}} = \frac{\frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1} \mathbf{y}_p}{\sqrt{\frac{\rho_p \tau_p}{\rho_p \tau_p + 1}}} = \frac{\mathbf{y}_p}{\sqrt{\rho_p \tau_p + 1}} \tag{2.24} \tag{3}$$

Kênh ước lượng sẽ được biểu diễn thành:

$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{E[\hat{\mathbf{H}}^2]} \mathbf{Z} = \sqrt{\frac{\rho_p \tau_p}{\rho_p \tau_p + 1}} \mathbf{Z} = \sqrt{k^p} \mathbf{Z} \quad (2.25)$$

Chú ý  $\mathbf{Z}$  ở đây sẽ là  $CN(0,1)$ , được chuẩn hóa sau khi đo kênh chính xác cộng với tạp âm ở thời điểm đo,  $\sqrt{k^p}$  biểu diễn như hệ số suy giảm kênh bổ sung do ước lượng kênh gần đúng.

Sai số ước lượng kênh có phương sai là

$$E[\varepsilon^2] = E[(\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}})^2] = E\left[\left(\frac{1}{\rho_p \tau_p + 1}\right)^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H\right] + E\left[\left(\frac{\sqrt{\rho_p \tau_p}}{\rho_p \tau_p + 1}\right)^2 \mathbf{w}\mathbf{w}^H\right] \quad (2.26)$$

$$\rightarrow E[\varepsilon^2] = \frac{1}{\rho_p \tau_p + 1}$$

## 2.2 Mô hình kênh tương đương

Phương trình qua kênh tổng quát:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H}^T \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.27)$$

với các kích thước lần lượt là  $\mathbf{y}(M \times 1)$ ,  $\mathbf{H}(M \times K)$ ,  $\mathbf{x}(K \times 1)$ ,  $\mathbf{n}(M \times 1)$ .

Nếu không biết kênh chính xác mà chỉ có ước lượng được  $\hat{\mathbf{H}}$  qua pilot thì đặt  $\mathbf{H} = \hat{\mathbf{H}} + \varepsilon$  phương trình này có thể viết lại thành:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \hat{\mathbf{H}}^T \mathbf{x} + \sqrt{\rho} \varepsilon^T \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{\rho} \hat{\mathbf{H}}^T \mathbf{x} + \mathbf{v} = \sqrt{\rho k^p} \mathbf{Z}^T \mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (2.28)$$

Ta được một phương trình tương đương, trong đó kênh được *biết chính xác* chính là kênh ước lượng  $\mathbf{Z}$  có tính chất  $CN(0,1)$  đóng vai trò như  $\mathbf{H}$  chính xác.  $\mathbf{v}$  là *tạp âm tương đương* có cộng thêm sai số ước lượng kênh.

*Nhận xét:* Phương trình (2.28) thuận tiện sử dụng cho các kỹ thuật xử lý sau này.

Áp dụng mô hình kênh tương đương vào đường truyền viễn thông thực tế của hệ Massive MIMO có tính đến suy hao đường truyền, có thể thay thế biểu diễn kênh  $\mathbf{h}_{km}$  nói trên thành  $\sqrt{\beta_k} \mathbf{h}_{km}$ , ở đó

- Hệ số  $\beta_k$  diễn tả suy giảm công suất *chung* theo khoảng cách từ máy MS  $k$  đến các anten  $m$  của BS (do khoảng cách giữa các anten  $m$  là nhỏ so với khoảng cách này nên suy giảm công suất giống nhau), suy giảm này thay đổi chậm theo thời gian (có phân bố logarit chuẩn).
- Thừa số  $\mathbf{h}_{km}$  còn lại diễn tả biến đổi nhanh theo thời gian (phân bố Rayleigh) là  $CN(0,1)$ .

Ta có biểu diễn kênh thực tế:

$$\mathbf{g}_{km} = \sqrt{\beta_k} \mathbf{h}_{km} \quad (2.29)$$

Các tính toán như mô hình toán học ở trên được giữ nguyên cho  $\mathbf{h}$ , chỉ cần bổ sung thêm thừa số  $\sqrt{\beta}$  (do là thừa số biến đổi chậm) ngoài ra công suất tín trên tập ở nơi thu là  $\rho$  khi chuẩn hóa tập âm bằng 1 được thay bằng  $P\beta$  (với  $P$  là công suất ở máy phát tính theo tập âm máy thu chuẩn hóa).

Theo đó:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{g}}_{km} &= \sqrt{\beta_k} \hat{\mathbf{h}}_{km} = \sqrt{\beta_k k_{\beta_k}^p} \mathbf{z}_{km} \\ E[\hat{\mathbf{g}}_{km}^2] &= \beta_k E[\hat{\mathbf{h}}_{km}^2] = \beta_k k_{\beta_k}^p \quad \text{với } k_{\beta_k}^p = \frac{\rho_p \tau_p}{1 + \rho_p \tau_p} = \frac{P_p \beta_k \tau_p}{1 + P_p \beta_k \tau_p} \\ E[\varepsilon_k^2] &= \frac{\beta_k}{P_p \tau_p \beta_k + 1} = \beta_k (1 - k_{\beta_k}^p) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Phương pháp ước lượng được sử dụng là MRT/MRC (ở đường lên là MRC và đường xuống là MRT) và Zero Forcing.

### 2.3 Tính toán phẩm chất kênh Massive mimo.

#### 2.3.1 Tính chất vector ngẫu nhiên và ma trận ngẫu nhiên

Hệ thống Massive mimo dựa trên yêu cầu  $M \gg K$ , tức là số vecto trạm cơ sở lớn hơn nhiều lần số máy di động được phục vụ. Từ yêu cầu này có thể sử dụng tính chất toán học liên quan đến các phần tử của vecto ngẫu nhiên và ma trận ngẫu nhiên có phân bố xác định như sau: [1]

Nếu  $\mathbf{p}, \mathbf{q}$  là 2 vector ngẫu nhiên, độc lập có  $M$  phần tử và

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{p}_i\} &= E\{\mathbf{q}_i\} = 0, \\ E\{|\mathbf{p}_i|^2\} &= \sigma_p^2, E\{|\mathbf{q}_i|^2\} = \sigma_q^2 \end{aligned}$$

Thì:

$$\begin{aligned} \frac{1}{M} \mathbf{p}^H \mathbf{p} &\xrightarrow{a.s.} \sigma_p^2; \frac{1}{M} \mathbf{p}^H \mathbf{q} \xrightarrow{a.s.} 0 \\ &\text{khi } M \rightarrow \infty \\ \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{p}^H \mathbf{q} &\xrightarrow{d} CN(0, \sigma_p^2 \sigma_q^2) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Nếu  $\mathbf{Z}$  là ma trận kênh ( $2 \times M$ ), (ở đây để dễ theo dõi ta cho  $K=2$ ) có các hàng của  $\mathbf{Z}$  là các vecto độc lập ngẫu nhiên, và  $\varepsilon$  là sai số ước lượng kênh có tính chất như (2.31), thì



$$\log_{M \rightarrow \infty} \text{var}[ZZ^H] = \begin{bmatrix} M^2 + M & M \\ M & M^2 + M \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\log_{M \rightarrow \infty} \text{var}(\varepsilon Z^H) = \begin{bmatrix} M\beta_A(1 - k_{\beta_A}^p) & M\beta_A(1 - k_{\beta_A}^p) \\ M\beta_B(1 - k_{\beta_B}^p) & M\beta_B(1 - k_{\beta_B}^p) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

### 2.3.2 Tính toán phẩm chất đường xuống

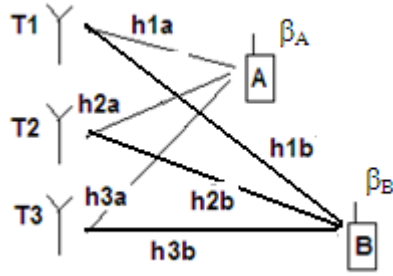
Đường xuống của hệ thống Massive MIMO được mã trước với ma trận A được xác định tùy theo phương pháp MRT hay ZF. Trong luận văn này để đơn giản ta chỉ tập trung theo kỹ thuật MRT. Phương trình có dạng:

$$\mathbf{y}_{dl} = \sqrt{E_{dl}/(KM)} \mathbf{G} \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.34)$$

Ở đây  $E_{dl}$  là công suất tổng của BS, khi không điều khiển, công suất này chia đều cho  $K$  dòng dữ liệu và  $M$  anten,  $\mathbf{G}$  là ma trận kênh có tính đến suy hao công suất.

Để dễ theo dõi phân tích ta lần lượt xét 2 trường hợp: đầu tiên BS biết kênh chính xác sau đó BS không biết kênh chính xác mà phải ước lượng qua Pilot sau đó rút ra một số nhận xét.

#### a) Khi trạm cơ sở biết kênh chính xác.



Ma trận kênh có các phần tử là

$$\mathbf{G}_{km} = \beta_m^{1/2} \mathbf{H}_{km} \quad [5] \quad (2.35)$$

$\mathbf{H}$  biến đổi nhanh có tính chất  $CN(0,1)$  và phân bố Rayleigh,  $\beta_m$  biến đổi chậm, phân bố logarit chuẩn, có phương sai  $\beta_m$

Để dễ theo dõi ta tường minh cho  $K=2$ , ma trận tín hiệu nhận được là

$$\begin{bmatrix} y_A \\ y_B \end{bmatrix} = \sqrt{E_{dl}/(2 \cdot M)} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_A} h_{1A} & \sqrt{\beta_A} h_{2A} & \dots & \sqrt{\beta_A} h_{MA} \\ \sqrt{\beta_B} h_{1B} & \sqrt{\beta_B} h_{2B} & \dots & \sqrt{\beta_B} h_{MB} \end{bmatrix} \mathbf{A} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_A \\ n_B \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_A \\ y_B \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{2M}} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{\beta_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1A} & h_{2A} & \dots & h_{MA} \\ h_{1B} & h_{2B} & \dots & h_{MB} \end{bmatrix} \mathbf{A} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_A \\ n_B \end{bmatrix}$$

Khi biết kênh  $\mathbf{H}$  chính xác, mã trước theo kỹ thuật MRT

A được chọn là:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{H}^H \quad (2.36)$$

Nhằm chuẩn hóa  $\log_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \left[ \left( \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} \right) \left( \mathbf{H}^H \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} \right)^H \right] = \log_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} [\mathbf{H}^H \mathbf{H}] = \mathbf{I}_K$

Áp dụng tính chất ma trận ngẫu nhiên đối với  $M$  rất lớn, thay vào phương trình ta có:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_A \\ \mathbf{y}_B \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{2M}} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{\beta_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1A} & h_{2A} & \dots & h_{MA} \\ h_{1B} & h_{2B} & \dots & h_{MB} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{1A}^* & h_{1B}^* \\ h_{2A}^* & h_{2B}^* \\ \dots & \dots \\ h_{MA}^* & h_{MB}^* \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_A \\ n_B \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_A \\ \mathbf{y}_B \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{2M}} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{\beta_B} \end{bmatrix} [\mathbf{H}\mathbf{H}^H] \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_A \\ n_B \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Áp dụng tính chất ma trận ngẫu nhiên như ở phần (2.3.1) đối với ma trận kênh  $\mathbf{H}$  được coi là biết chính xác:

$$\log_{M \rightarrow \infty} \text{var}[\mathbf{H}\mathbf{H}^H] = \begin{bmatrix} M^2 + M & M \\ M & M^2 + M \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Ta tính được

$$\begin{bmatrix} E[y_A^2] \\ E[y_B^2] \end{bmatrix} = \frac{E_{dl}}{2M} \begin{bmatrix} \beta_A & 0 \\ 0 & \beta_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M^2 + M & M \\ M & M^2 + M \end{bmatrix} \frac{1}{M} \begin{bmatrix} E[x_A^2] \\ E[x_B^2] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E[n_A^2] \\ E[n_B^2] \end{bmatrix}$$

Tại đầu thu máy di động A:

$$\begin{aligned} E[y_A^2] &= \left( \frac{E_{dl}\beta_A}{2} + \frac{E_{dl}\beta_A}{2M} \right) E[x_A^2] + \frac{E_{dl}\beta_A}{2M} E[x_B^2] + E[n_A^2] \\ &= \frac{E_{dl}\beta_A}{2} E[x_A^2] + \frac{E_{dl}\beta_A}{2M} (E[x_A^2] + E[x_B^2]) + E[n_A^2] \end{aligned}$$

Do đó tỷ số tín trên tạp của máy A là

$$\text{SINR}_A = \frac{\frac{E_{dl}\beta_A}{2}}{1 + \frac{E_{dl}\beta_A}{M}} \quad (2.39)$$

Tổng quát với  $K$  máy thu ( $K \ll M$ ), ta có tỉ số SINR của máy thu  $K$  được tính bằng:

$$SINR_k = \frac{\frac{E_{dl}\beta_k}{K}}{1 + \frac{E_{dl}\beta_k}{M}} = E_{dl}\beta'_k \quad (2.40)$$

Nhận xét:

- Khi  $M \rightarrow \infty$ ,  $SINR_A \rightarrow E_{dl}\beta_A/K$ . Số hạng thứ 2 trong mẫu là  $(K-1)$  thành phần gây nhiễu từ dữ liệu người dùng khác
- SNR đường xuống máy  $k$  không phụ thuộc vào các đường truyền đến máy khác mà chỉ phụ thuộc đường truyền  $k$

**b) Khi trạm cơ sở BS không biết kênh  $G$  chính xác**

Lúc này trạm cơ sở phải ước lượng kênh  $\hat{G}$  thông qua pilot đường lên

Phương trình đường xuống có mã trước  $A$  được viết lại là:

$$\mathbf{y}_{dl} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{KM}} \mathbf{G} \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{KM}} \hat{\mathbf{G}} \mathbf{A} \mathbf{x} + \sqrt{\frac{E_{dl}}{KM}} \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.41)$$

Theo kết quả các mục trước:

$$\hat{g}_{km} = \sqrt{\beta_k} \hat{h}_{km} = \sqrt{\beta_k k_{\beta_k}^p} z_{km} = \mathbf{d}_k^{1/2} z_{km}$$

$$\mathbf{y}_{dl} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{KM}} \mathbf{D}^{1/2} \mathbf{Z} \mathbf{A} \mathbf{x} + \sqrt{\frac{E_{dl}}{KM}} \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.42)$$

Ma trận  $A$  theo phương pháp MRT được xác định là:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{Z}^H \quad (2.43)$$

Minh họa với  $K=2$  (kênh A và B) và biến đổi như trường hợp biết kênh  $Z$  chính xác:

$$\begin{bmatrix} y_A \\ y_B \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_{dl}}{2M}} \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_A k_{\beta_A}^p} & 0 \\ 0 & \sqrt{\beta_B k_{\beta_B}^p} \end{bmatrix} [\mathbf{Z} \mathbf{Z}^H] \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{E_{dl}}{2M^2}} \boldsymbol{\varepsilon} \mathbf{Z}^H \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_A \\ n_B \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Áp dụng các phương trình tính phương sai cho  $[\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H]$  và  $[\varepsilon\mathbf{Z}^H]$ , đồng thời do tính độc lập thống kê của các thành phần trong tổng ta tính được

Từ đây:

$$\begin{aligned} E[\mathbf{y}_A^2] &= \left( \frac{E_{dl}\beta_A k_{\beta_A}^p}{2} + \frac{E_{dl}\beta_A k_{\beta_A}^p}{2M} \right) \mathbf{x}_A^2 + \frac{E_{dl}\beta_A k_{\beta_A}^p}{2M} \mathbf{x}_B^2 + \frac{E_{dl}}{2M} \beta_A (1 - k_{\beta_A}^p) \mathbf{x}_A^2 \\ &\quad + \frac{E_{dl}}{2M} \beta_A (1 - k_{\beta_A}^p) \mathbf{x}_B^2 + \mathbf{n}_A^2 \\ &= \frac{E_{dl}\beta_A k_{\beta_A}^p}{2} E[\mathbf{x}_A^2] + \frac{E_{dl}\beta_A}{2M} E[\mathbf{x}_A^2 + \mathbf{x}_B^2] + E[\mathbf{n}_A^2] \end{aligned}$$

Ta có:

$$SINR_A = \frac{E_{dl}\beta_A k_{\beta_A}^p / 2}{1 + \frac{E_{dl}\beta_A}{M}} = E_{dl}\beta'_A \quad (2.45)$$

Tổng quát nếu có  $K$  người dùng với  $K \ll M$

$$SINR_k = \frac{E_{dl}\beta_k k_{\beta_k}^p / K}{1 + \frac{E_{dl}\beta_k}{M}} = E_{dl}\beta'_k \quad (2.46)$$

Khi  $M \rightarrow \infty$ ,  $SINR_k \rightarrow \frac{E_{dl}\beta_k}{K} k_{\beta_k}^p$

Nhận xét: so với trường hợp biết kênh chính xác, SNR có thêm hệ số  $k_{\beta_k}^p$  diễn tả suy giảm kênh bổ sung do ước lượng kênh không chính xác. Hệ số này cũng phụ thuộc  $\beta_k$ , song khi  $P_p \beta_k \tau_p$  lớn hơn 1 nhiều thì hệ số này xấp xỉ 1 và không phụ thuộc nhiều vị trí MS.

### 2.3.3 Tính toán phẩm chất đường lên

Ta cũng giới hạn xử lý đường lên áp dụng kỹ thuật thu MRC tại trạm cơ sở sau khi biết kênh. Ta cũng phân làm hai trường hợp: biết kênh chính xác và ước lượng gần đúng dùng pilot sau đó so sánh với nhau.

#### a) Trường hợp trạm cơ sở biết kênh $G$ chính xác

Gọi  $A$  là ma trận xử lý vecto tín hiệu  $y$  nhận được:

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{y} = \mathbf{A}(\sqrt{P}\mathbf{G}^T \mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{A} \left( \mathbf{H} \begin{bmatrix} \sqrt{P_A\beta_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{P_B\beta_B} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \mathbf{n} \right) \quad (2.47)$$

Xử lý theo MRC: Chọn  $\mathbf{A} = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{H}^H$  để chuẩn hóa tập âm

$$\hat{\mathbf{x}} = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \begin{bmatrix} \sqrt{P_A \beta_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{P_B \beta_B} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{H}^H \mathbf{n}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_A \\ \hat{x}_B \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \begin{bmatrix} \sqrt{P_A \beta_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{P_B \beta_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{M}} \mathbf{H}^H \mathbf{n}$$

Cũng sử dụng tính chất ma trận ngẫu nhiên

$$\log_{M \rightarrow \infty} \text{var}[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] = \begin{bmatrix} M^2 + M & M \\ M & M^2 + M \end{bmatrix}$$

$$\log_{M \rightarrow \infty} \text{var}[\mathbf{H}^H \mathbf{n}] = \begin{bmatrix} M & M \\ M & M \end{bmatrix}$$

$$E[\hat{x}_A^2] = P_A \beta_A M x_A^2 + P_A \beta_A x_A^2 + P_B \beta_B x_B^2 + 1$$

Suy ra:

$$SINR_A = \frac{P_A M \beta_A}{1 + P_A \beta_A + P_B \beta_B} \quad (2.48)$$

Tổng quát:

$$SINR_k = \frac{P_k M \beta_k}{1 + \sum_{k'=1}^K P_{k'} \beta_{k'}} \quad (2.49)$$

Nhận xét: Công thức này cho thấy M anten ở trạm thu tạo nên độ lợi công suất cho tín hiệu có ích. Hoặc đặt  $P = MP_k$  ( $P_k$  là công suất phát từ máy di động k)

$$SINR_k = \frac{P \beta_k}{1 + \frac{P}{M} \sum_{k'=1}^K P_{k'} \beta_{k'}} \quad (2.50)$$

Biểu diễn này cho thấy khi có nhiều trạm anten ở BS sẽ làm cho đại lượng nhiễu xuyên kênh tiến đến 0 ở mẫu số. Ngoài ra khác với đường truyền xuống có công suất tổng tại BS, đường lên có công suất phát tùy thuộc các máy di động riêng rẽ, đồng thời phẩm chất một đường lên còn phụ thuộc giá trị suy hao các đường truyền  $\beta_k$  khác (do có nhiều thành phần người dùng cùng đi vào một máy thu gây nên nhiễu xuyên kênh).

**b) Trường hợp trạm cơ sở không biết kênh chính xác mà ước lượng theo MMSE dùng pilot**

Vấn dùng kỹ thuật thu MRC, chọn A là:

$$\mathbf{A} = \frac{\mathbf{Z}^H}{\sqrt{M}} \quad (2.51)$$

Tín hiệu ước lượng

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{up} &= \mathbf{A}\mathbf{y}_{up} = \mathbf{A}(\sqrt{P}\mathbf{G}\mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{A}(\sqrt{P}\hat{\mathbf{G}}\mathbf{x} + \sqrt{P}\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \\ &= \frac{\mathbf{Z}^H}{\sqrt{M}}(\sqrt{P}\mathbf{D}^{1/2}\mathbf{Z}\mathbf{x} + \sqrt{P}\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{x} + \mathbf{n}) \end{aligned}$$

Viết tường minh cho K=2

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{x}_A \\ \hat{x}_B \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{M}}\mathbf{Z}^H\mathbf{Z} \begin{bmatrix} \sqrt{P_A\beta_A k_A^p} & 0 \\ 0 & \sqrt{P_B\beta_B k_B^p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{M}}\mathbf{Z}^H\boldsymbol{\varepsilon} \begin{bmatrix} \sqrt{P_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{P_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{M}}\mathbf{Z}^H\mathbf{n} \\ &+ \frac{1}{\sqrt{M}}\mathbf{Z}^H\boldsymbol{\varepsilon} \begin{bmatrix} \sqrt{P_A} & 0 \\ 0 & \sqrt{P_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{M}}\mathbf{Z}^H\mathbf{n} \end{aligned}$$

Áp dụng tính chất tính phương sai của ma trận ngẫu nhiên ta cũng nhận được:

$$\begin{aligned} E[\hat{x}_A^2] &= MP_A\beta_A k_A^p x_A^2 + P_A\beta_A k_A^p x_A^2 + P_B\beta_B k_B^p x_B^2 + P_A\beta_A(1 - k_A^p)x_A^2 \\ &+ P_B\beta_B(1 - k_B^p)x_B^2 + 1 \\ SNIR_A &= \frac{MP_A\beta_A k_A^p}{1 + P_A\beta_A + P_B\beta_B} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Tổng quát cho  $K \ll M$  người dùng:

$$SNIR_k = \frac{MP_k\beta_k k_k^p}{1 + \sum_{k'=1}^K P_{k'}\beta_{k'}} \quad (2.53)$$

Nhận xét: So với biết kênh chính xác, ở đây có thêm hệ số suy giảm do ước lượng kênh  $k_k^p$ .

## 2.4 Kỹ thuật điều khiển thông lượng người dùng đồng đều

### 2.4.1. Điều khiển đường xuống

Từ công thức phẩm chất đường xuống (2.40) nhận được khi không điều khiển, ta có công thức tổng quát tính SINR cho máy thu trong trường hợp biết kênh không chính xác:

$$SINR_k = \frac{E_{dl}\beta_k k_{\beta_k}^p / K}{1 + \frac{E_{dl}\beta_k}{M}} = E_{dl}\beta'_k \quad (2.54)$$

Với

$$\beta'_k = \frac{\beta_k k_{\beta_k}^p / K}{1 + \frac{E_{dl}\beta_k}{M}}$$

Tại trạm cơ sở sau khi xác định các  $\beta'_k$  dùng pilot đường lên, hệ số điều khiển công suất đường xuống cho dòng dữ liệu đến người thứ  $k$  được xác định đơn giản là phân công suất cho các dòng dữ liệu tỷ lệ nghịch với suy hao đường truyền. Tức là hệ số nhân với các dòng dữ liệu cho người dùng  $k$  là

$$\eta_k = \sqrt{E_{dl}} \left( \frac{1}{\beta'_k} / \left( \frac{1}{\beta'_1} + \frac{1}{\beta'_2} + \dots + \frac{1}{\beta'_K} \right) \right)^{1/2} \quad (2.55)$$

Khi đó SNR ở mỗi máy thu đầu cuối  $k$  sau khi điều khiển công suất có cùng giá trị là

$$SNR_k = \frac{E_{dl}}{\frac{1}{\beta'_1} + \frac{1}{\beta'_2} + \dots + \frac{1}{\beta'_K}} \quad (2.56)$$

Dễ thấy rằng nếu không điều khiển, công thức trên coi các  $\beta_k$  giá trị bằng nhau và:

$$\eta_k = \sqrt{E_{dl}/K} \quad (2.57)$$

Ta trở lại phương trình ban đầu khi không điều khiển.

Khi hệ thống có nhiễu hơn tạp âm, có thể xấp xỉ

$$SINR_k = \frac{E_{dl}}{\frac{1 + \frac{E_{dl}\beta_k}{M}}{\beta_k k_{\beta_k}^p}} \approx \frac{M k_{\beta_k}^p}{K} > \gamma \quad (2.58)$$

Với  $\gamma$  là SINR tối thiểu ở máy thu di động, đây là mối liên hệ đơn giản cần chú ý khi thiết kế hệ thống.

#### 2.4.2. Điều khiển đường lên

Từ công thức tính toán phẩm chất đường lên:

$$SINR_k = \frac{MP_k\beta_k k_k^p}{1 + \sum_{k'=1}^K P_{k'}\beta_{k'}} \quad (2.59)$$

Ta thấy  $k_k^p$  là từ pha huấn luyện không tham gia gây nhiễu đồng kênh, nếu coi giá trị này là bằng nhau khi ước lượng các kênh truyền, còn  $M$  là tham số cần chú ý khi thiết kế, ta có:

$$\sum_{k=1}^K SINR_k = Mk_k^p \frac{\sum_{k'=1}^K P_{k'}\beta_{k'}}{1 + \sum_{k'=1}^K P_{k'}\beta_{k'}} \approx Mk_k^p \quad (2.60)$$

Điều khiển sao cho  $SINR_k$  đồng đều sẽ cho:

$$SINR_k = \frac{Mk_k^p}{K} > \gamma \quad (2.61)$$

Biểu thức trên liên hệ 3 đại lượng:  $M$  là số anten của trạm cơ sở,  $K$  là số người dùng đồng thời cực đại,  $\gamma$  là SNIR tối thiểu của đường lên. Do  $k_k^p < 1$ , nên yêu cầu thiết kế là:  $M > K\gamma$ . Điều kiện này nhất quán với công thức (2.58) trong phần điều khiển đường xuống.

Khi số người dùng  $k < K$  ta cũng có SINR đồng đều song  $SINR_k > \gamma$

Dễ dàng thấy rằng để  $k_k^p$  đồng đều trong pha huấn luyện, từ công thức xác định hệ số  $k_k^p$  điều khiển công suất này phải thực hiện:  $P_k\beta_k = C$ . (hằng số này phụ thuộc độ nhạy của đầu thu tại trạm cơ sở). Đây chính là công thức mà thuật toán điều khiển công suất phát của máy di động cần thực hiện:

Sau khi trạm cơ sở xác định kênh truyền  $\beta_k$  từ pilot. Nó sẽ thông báo giá trị này trên đường xuống. Căn cứ vào đây máy di động điều khiển công suất phát của mình theo công thức trên:  $P_k = C/\beta_k$

Với thuật toán điều khiển công suất nói trên, các nguồn lực sẽ được phân bổ sao cho đảm bảo thông lượng người dùng tại mọi vị trí được đảm bảo đồng đều trong đường lên.



## CHƯƠNG 3 MÔ PHỎNG VÀ ĐÁNH GIÁ

### 3.1 Kịch bản mô phỏng

Thực hiện mô phỏng hệ thống đơn cell với  $M$  anten ở trạm cơ sở,  $K$  người dùng được phân bố đồng đều trong cell ( $M \gg K$ ). Kết quả mô phỏng là đồ thị hàm CDF của thông lượng người dùng trung bình dựa theo công thức:

$$C_k = \log_2(1 + SINR_k) \quad (3.1)$$

ứng với 2 trường hợp: Có điều khiển công suất và không có điều khiển.

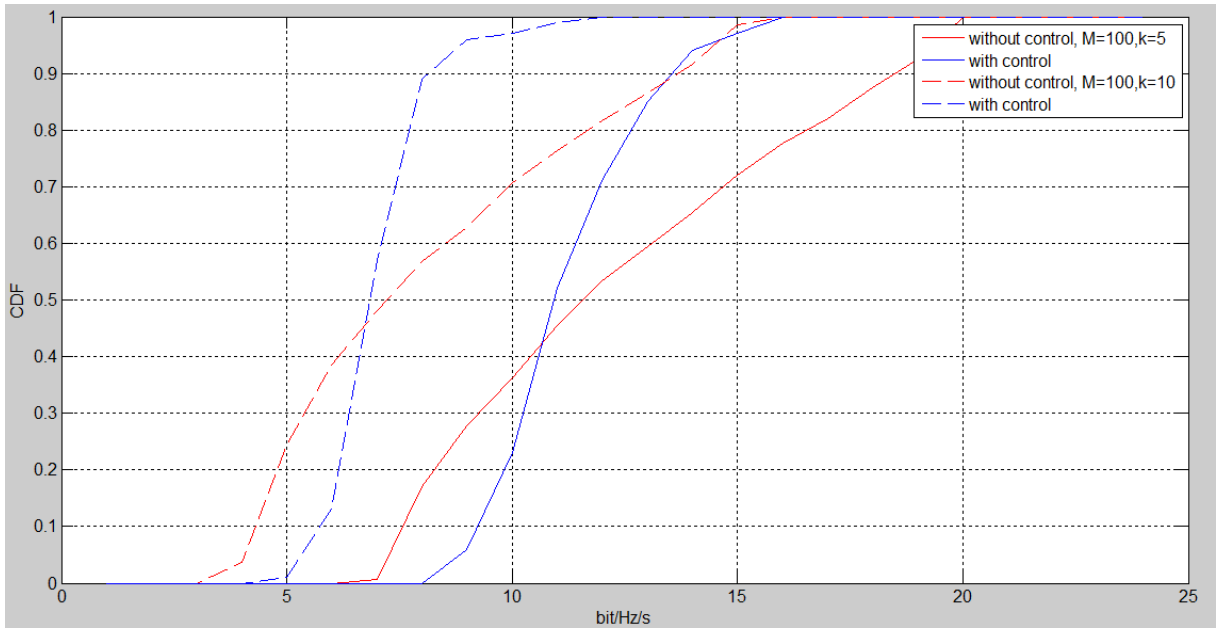
Trong mô phỏng này ta thực hiện thuật toán điều khiển công suất đường xuống theo công thức (2.58)

Các bước mô phỏng như sau:

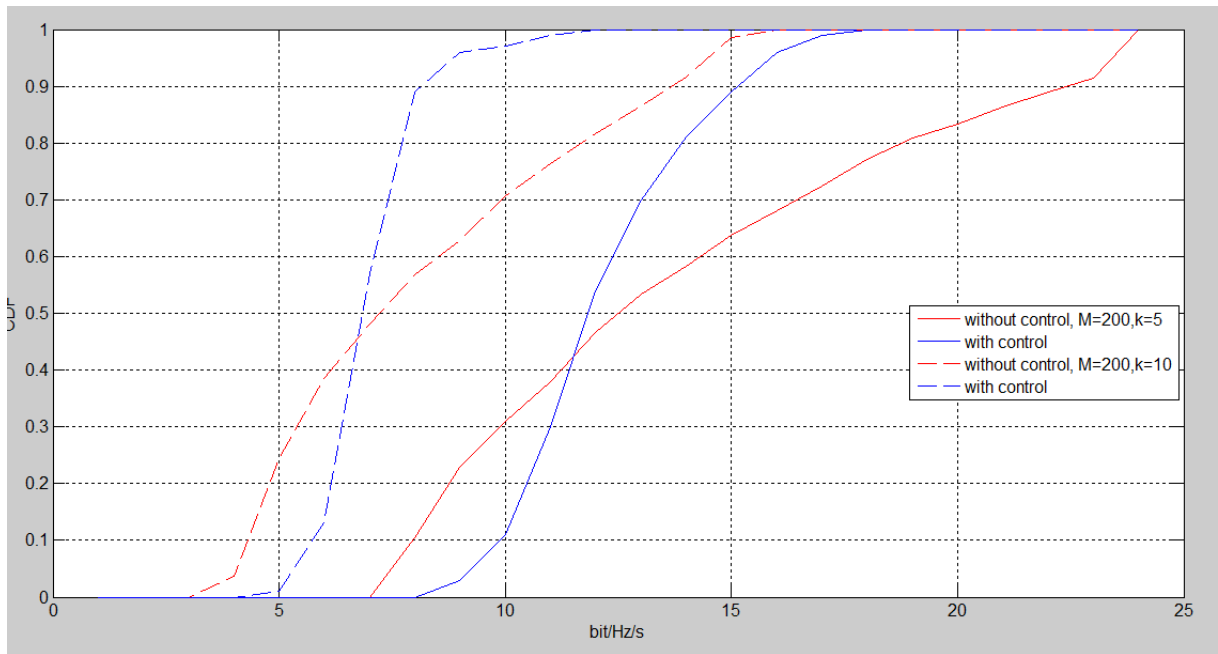
1. Gieo ngẫu nhiên  $N = 100$  lần, các vị trí của  $K$  người dùng, theo phân bố đồng đều trong cell có bán kính  $r = 1000m$ . Các vị trí này không gần hơn bán kính quá  $r_h = 100m$ .
2. Tính SINR của người dùng thứ  $k$  sử dụng công thức  $\beta_k = z/(r_k/r_h)^\alpha$ , với  $r_k$  là bán kính từ vị trí người dùng  $k$  đến trạm cơ sở,  $\alpha = 3.5$  là hệ số suy hao truyền sóng,  $z = 10^{\sigma/10}$  với  $\sigma = 6.5$  (dB) độ lệch chuẩn do hiệu ứng che khuất.
3. Tính dung năng của từng người theo công thức (3.1) rồi sau đó tính hàm phân phối tích lũy CDF thông qua lệnh histogram trong Matlab.

### 3.2 Kết quả mô phỏng

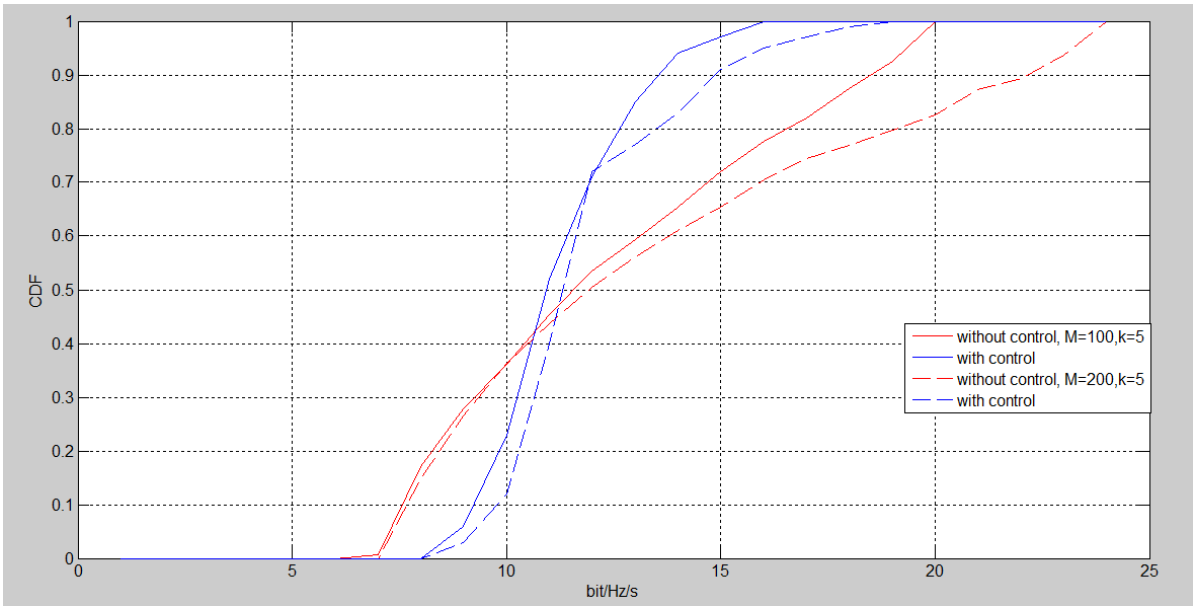
Thực hiện mô phỏng với tham số  $M$  thay đổi từ 100 đến 200,  $K$  thay đổi từ 5 đến 10 chia ra 4 trường hợp, ta được các kết quả như sau:



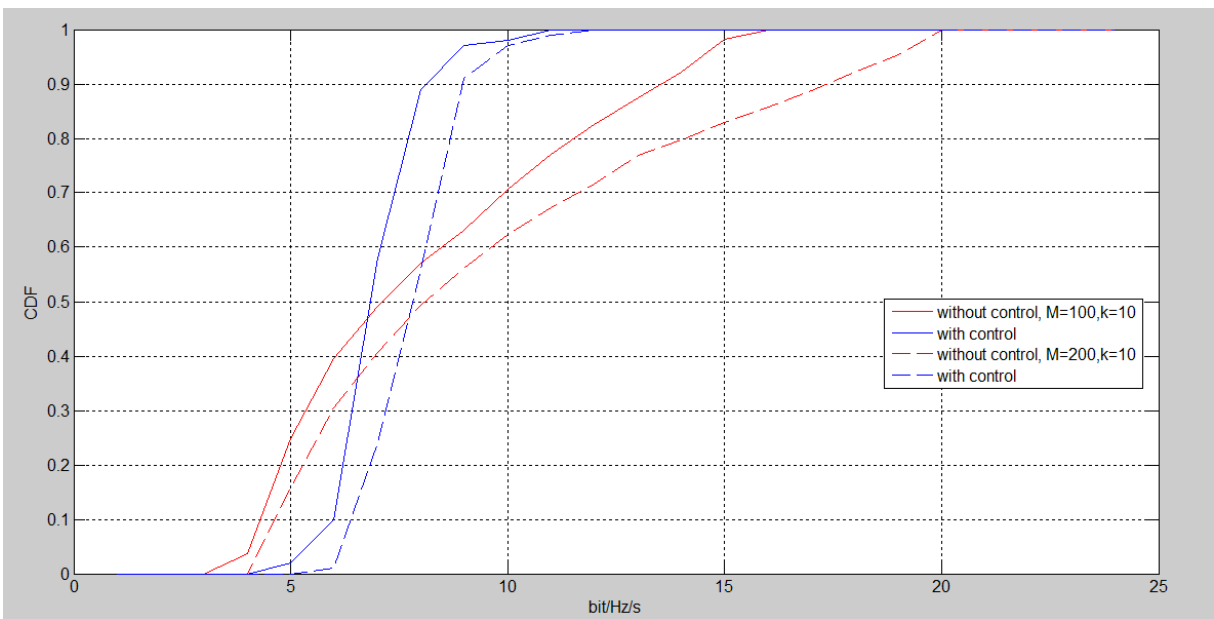
Hình 3.1. Kết quả mô phỏng với  $M=100$ ,  $K$  thay đổi từ 5 đến 10



Hình 3.2. Kết quả mô phỏng với  $M=200$ ,  $K$  thay đổi từ 5 đến 10



*Hình 3.3. Kết quả mô phỏng với  $K=5$ ,  $M$  thay đổi từ 100 đến 200*



*Hình 3.4. Kết quả mô phỏng với  $K=10$ ,  $M$  thay đổi từ 100 đến 200*

### 3.3 Nhận xét kết quả thu được:

Khi sử dụng điều khiển công suất, hàm CDF không trải ra mà tập trung vào một khoảng giá trị nhất định, điều này thể hiện dung năng của người dùng là tương đối đồng đều.

Khi  $M = 100$ , và  $K$  giảm từ 10 xuống 5 users, ta thấy đồ thị đường cong dịch mạnh sang bên phải. Điều này nghĩa là tổng công suất chia cho càng ít người dùng thì dung năng mỗi user nhận được càng lớn.

Khi  $M$  tăng từ 100 đến 200,  $K$  giữ nguyên bằng 10, dung năng của mỗi user được tăng lên do bởi nhiễu giữa các luồng thông tin giảm xuống, SINR tăng nhưng không nhiều.

## KẾT LUẬN

Như vậy, hệ thống Massive MIMO đã đưa ra một triển vọng hấp dẫn cho mạng viễn thông vô tuyến trong tương lai. Về mặt lý thuyết, dung lượng của hệ thống có thể tăng lên chỉ với việc thêm các ăngten ở trạm gốc, tức là Massive MIMO có thể mang lại hiệu suất sử dụng phổ vô tuyến cao hơn. Bên cạnh đó, Massive MIMO còn giúp giảm công suất phát của ăngten ở cả trạm gốc cũng như ở đầu cuối, điều này có ý nghĩa về mặt kinh tế, thân thiện với môi trường và giảm ảnh hưởng của bức xạ điện từ đối với sức khỏe người sử dụng.

Ngoài ra khi sử dụng các bộ tiền mã hóa đường xuống và thu tổ hợp đường lên tuyến tính đã cho phép xử lý đơn giản và hiệu quả khi số anten trạm cơ sở lớn, dẫn đến tạp âm nhiệt, nhiễu, sai số ước lượng kênh bị triệt tiêu. Điều duy nhất hệ thống bị chi phối là ảnh hưởng bởi nhiễu pilot khi dùng lại các pilot từ các cell lân cận sử dụng cùng băng tần. Đây là mô hình Massive MIMO đa cell được coi là đối tượng nghiên cứu tiếp theo của học viên trong tương lai.

Nội dung chính của luận văn là đưa ra cơ chế điều khiển công suất đơn giản cho hệ thống Massive MIMO nhằm đảm bảo thông lượng đồng đều cho người dùng trong mô hình đơn cell sau khi tính toán phẩm chất kênh truyền khi không điều khiển. So với một số công trình công bố về điều khiển tối ưu với những thuật toán Max-min... và các điều kiện ràng buộc phức tạp, luận văn nhắm tới mục tiêu điều khiển khiêm tốn là công bằng giữa những người dùng do đó thuật toán điều khiển đơn giản hơn. Trong khi điều khiển đường xuống phụ thuộc công suất tổng của trạm BS và điều khiển là bài toán phân chia công suất tỷ lệ nghịch với suy hao đường truyền từ trạm cơ sở đến người dùng, thì điều khiển đường lên liên quan đến công suất phát của máy di động. Công suất này cũng tỷ lệ nghịch với suy hao đường truyền biết được khi ước lượng kênh truyền nhờ pilot trong pha huấn luyện. Hướng nghiên cứu tiếp theo sẽ mở rộng bài toán với mô hình đa cell, trong đó có ảnh hưởng của nhiễu pilot dùng lại để đảm bảo mô hình gần với thực tế hơn.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Thomas L. Marzetta, Erik G. Larsson, Hong Yang, Hien Quoc Ngo, “Fundamentals of Massive MIMO”, Cambridge University Press.
- [2]. Thomas L. Marzetta, “Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station antennas”. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11):3590-3600
- [3]. Quynh Trang Pham, Trinh Anh Vu: “Downlink Control for Uniform User Capacity in A Single-cell Massive MIMO System, submitted Hội thảo quốc gia 11/2017
- [4]. Hien Quoc Ngo, Erik G.Larsson, Thomas L. Marzetta, “Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO Systems”.
- [5]. Hien Quoc Ngo: “Fundamentals and System Design”, Linköping Studies in Science and Technology, Dissertations, No. 1642
- [6]. Erik G. Larsson, “Very Large MIMO System: Opportunities and Challenges”, Linköping University.
- [7]. Muaayed AL-Rawi, “Massive MIMO System: An Overview”, International Journal of Open Information Technologies ISSN: 2307-8162 vol. 5, no. 2, 2017.