

ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ



Đỗ Hải Sơn
Mã học viên: 20025066

BÁO CÁO CUỐI KỲ
LÝ THUYẾT VÀ KỸ THUẬT ANTEN

Millimeter-Wave Massive MIMO:
From Beamforming to Precoding

Giảng viên: TS. Trần Thị Thúy Quỳnh

Hà Nội - 2022

Mục lục

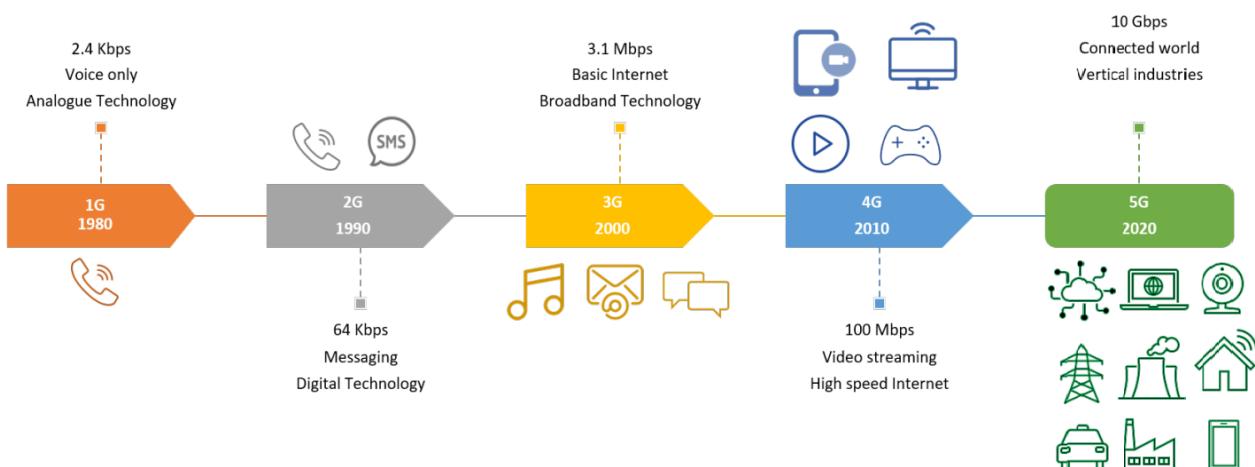
1 Bối cảnh và thách thức	2
1.1 Bối cảnh và lý do ra đời mm-Wave massive MIMO	2
1.2 Thách thức	3
2 Kỹ thuật tạo búp sóng tương tự	4
2.1 Hệ ULA hai anten	4
2.2 Hệ ULA đa anten	5
2.3 Trọng số cho mảng anten ULA	7
2.4 Interference suppression - ZF	8
3 Kỹ thuật tạo búp sóng số	11
3.1 Phân loại các kỹ thuật tạo búp sóng	11
3.2 Từ Beamforming đến Pre-coding	12
4 Các kỹ thuật tạo ma trận tiền xử lý	14
4.1 Mô hình hệ thống	14
4.2 Grid of beams (power optimization)	15
4.3 Grid of beams (SLNR optimization)	15
4.4 Matched filter (MF) precoder (conjugate beamforming)	16
4.5 Zero-forcing (ZF) precoder	16
4.6 MMSE precoder (Kalman filter precoder)	16
5 Hiệu năng của một số bộ tiền mã hóa trong mm-Wave massive MIMO	17
5.1 Mô hình kênh	17
5.2 Kết quả mô phỏng	17
5.2.1 Thay đổi số lượng UE	17
5.2.2 Imperfect CSI	19
5.2.3 Kết quả từ các công bố khác	20
6 Kết luận	22

Danh sách hình vẽ

1	Sự tiến hóa của mạng di động	2
2	Hệ thu gồm 2 anten ULA	4
3	Búp sóng khi thay đổi khoảng cách giữa 2 phần tử trong mảng ULA	5
4	Hệ thu gồm nhiều anten ULA	6
5	Búp sóng khi thay đổi số lượng phần tử anten trong mảng ULA	6
6	Búp sóng khi thay đổi khoảng cách giữa các phần tử anten trong mảng ULA . .	7
7	Tạo hướng cho búp sóng trong mảng ULA	8
8	Mối quan hệ giữa khoảng cách anten, số lượng anten và gain	8
9	Mô hình hệ thống khi tạo búp sóng để khử nhiễu	9
10	Kết quả phổ công suất ở mảng thu để khử nguồn nhiễu	10
11	Analog beamforming	11
12	Digital baseband (transmit) beamforming	12
13	Hybrid beamforming	12
14	Liên hệ giữa beamforming và precoding	13
15	Mô hình hệ thống	14
16	Mô hình Grid of beams	15
17	Mô hình của Zero forcing	16
18	MMSE precoder (Kalman filter precoder)	16
19	So sánh hiệu năng của các bộ tiền mã hóa tuyến tính kênh Gaussian	18
20	So sánh hiệu năng của các bộ tiền mã hóa tuyến tính kênh Rayleigh	19
21	So sánh hiệu năng của các bộ tiền mã hóa khi có sai số trong ma trận kênh . .	20
22	CDF của SINR ứng với các bộ pre-coder khác nhau	20
23	Dung năng kênh ứng với các bộ pre-coder khác nhau	21
24	So sánh hiệu năng ZF và MMSE pre-coder	21
25	CDF của SINR khi ước lượng CSI không hoàn hảo	21

1.1 Bối cảnh và lý do ra đời mm-Wave massive MIMO

Trải qua hơn một thế kỷ phát triển, các thế hệ mạng viễn thông di động của con người ngày càng tiên tiến để phục vụ mục đích truyền tải dữ liệu nhanh và tin cậy. Trên hình 1 [1] là biểu diễn quá trình phát triển của các thế hệ mạng di động. Bắt đầu với thế hệ mạng đầu tiên 1G năm 1979, mục đích lúc bấy giờ chỉ là truyền thoại và những hạn chế về mặt công nghệ nên đây là thế hệ mạng đầu tiên này chỉ sử dụng công nghệ điều chế tương tự. Sau đó 10 năm, thế hệ mạng thứ 2 ra đời (2G - GSM), để đáp ứng nhu cầu truyền tải thêm cả các bản tin, thế hệ mạng này chuyển đổi sang truyền thông tương tự với tốc độ truyền tin cậy đạt 64 Kbps/s. Đến thập niên đầu của thế kỷ 21, nhu cầu của con người là truyền tải các tập tin đa phương tiện cỡ nhỏ như nhạc, ảnh, hay email, do đó thế hệ mạng 3G đã ra đời nhờ phương pháp điều chế CDMA (Code Division Multiple Access) hay HSDPA (High-Speed Downlink Packet Access). Một thập niên sau, 4G ra đời nhờ công nghệ OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) giúp giải quyết bài toán băng thông cho di động nhằm phục vụ nhu cầu streaming video độ nét cao. Và hiện nay, thế hệ mạng tiếp theo 5G đã được ra đời và đưa vào thương mại ở một số nước, trên lý thuyết, tốc độ truyền tải sẽ đạt đến 10 Gbps/s và độ tin cậy cùng độ trễ thấp nhằm đáp ứng các ứng dụng của IoT (Internet of Things), xe tự động lái, nhà máy thông minh, trí tuệ nhân tạo,



Hình 1: Sự tiến hóa của mạng di động

Câu hỏi được đặt ra là bước tiến tiếp theo của viễn thông di động sẽ đến từ đâu:

- Tối ưu hóa miền tần số: OFDM - 1970.
- Tăng chất lượng dịch vụ (QoS): spatial modulation (SM), media-based modulation (MBM),...
- Tăng số lượng thiết bị phục vụ cùng lúc: phân chia lôai tài nguyên tần số (4G).
- Cấu hình mảng anten: MIMO (4G), Massive MIMO [2] (5G), Multi-user Massive MIMO, ...

Hai trong số các hướng nghiên cứu thu hút được nhiều sự chú ý nhất trong 3 năm gần đây là:

- Sử dụng dải tần số mm-Wave (≥ 30 GHz) để có thêm băng thông.
→ mm-Wave + massive MIMO = **mm-wave massive MIMO**.
- Tối ưu môi trường truyền bằng cách vật liệu, thiết bị đặc biệt nhằm tăng hiệu suất truyền tải (SNR, SINR).
→ Reconfigurable intelligent surfaces (RIS) [3].

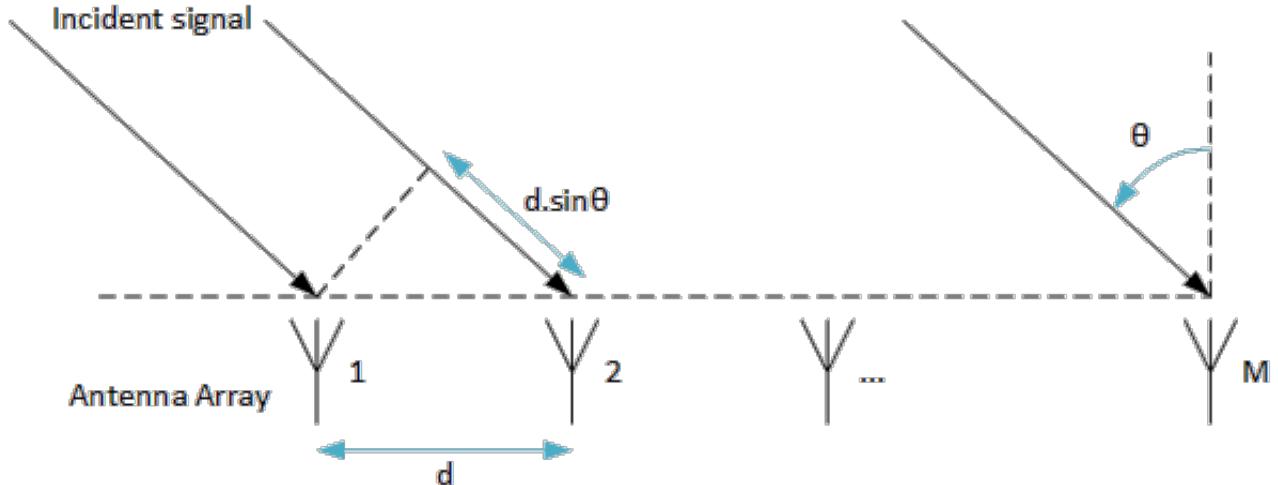
1.2 Thách thức

Tuy các bài báo phân tích lí thuyết và đề xuất thuật toán về mm-wave massive MIMO đã được xuất bản từ đầu những năm 2010, tuy nhiên, vẫn còn nhiều lí do khiến việc triển khai thực tế các hệ thống này còn rất chậm:

- Số lượng người sử dụng ở thời điểm hiện tại là nhỏ và chưa cần thiết phải sử dụng một số lượng anten cực lớn như massive MIMO.
- Việc dẩy băng tần lên mm-wave khiến sự suy hao năng lượng do môi trường hấp thụ trở thành một vấn đề nan giải. Dù có thể khắc phục bằng việc sử dụng công nghệ tạo chùm tia trên massive MIMO, tuy nhiên, nó cũng kéo theo các gánh nặng về đầu tư ban đầu.
- Một trong các yếu tố khách quan chính đó là vấn đề chi phí. Các thiết bị vô tuyến di động hiện tại đa số hoạt động ở tần số dưới 6 GHz. Việc chuyển đổi hoàn toàn lên trên 30 GHz sẽ yêu cầu thay đổi toàn bộ hệ thống bao gồm tất cả trạm cơ sở (BTS) cũng như các thiết bị đầu cuối (UE).
- Mô hình kênh truyền ở mm-wave massive MIMO chuyển từ Rayleigh hay Rician truyền thống sang mô hình kênh thưa, đòi hỏi một lượng tính toán lớn hơn nhiều so với hiện tại. Bài toán tán xạ yếu cũng cần được xem xét, nó dẫn đến việc tuy sử dụng đa anten phát/thu nhưng số đường truyền song song thực tế lại rất nhỏ.

Kỹ thuật toán búp sóng tương tự được biết đến từ lâu trong các ứng dụng như xác định hướng sóng đến (DoA) hay tạo chùm tia (Analog beamforming) [4] trong viễn thông. Dưới đây tôi sẽ trình bày các nét cơ bản của kỹ thuật này.

2.1 Hệ ULA hai anten



Hình 2: Hệ thu gồm 2 anten ULA

Trên hình 2, một hệ thu cơ bản gồm 2 anten cách nhau khoảng cách d và hướng sóng tới so với góc trực giao là θ . Với giả thiết sóng phẳng, từ đó, thời gian tín hiệu truyền đến anten thứ 2 sẽ trễ so với anten thứ nhất một lượng τ

$$\tau = \frac{d \cdot \sin \theta}{c} \quad (1)$$

do đó, tín hiệu nhận được (y) tại một thời điểm tại một thời điểm là

$$y(t) = s(t) + s(t - \tau) \quad (2)$$

với $s(t) = x(t) \cos(\omega_0 t)$ là tín hiệu nguồn phát. Khai triển phương trình trên ta có

$$y(t) = x(t) \cos(\omega_0 t) + x(t - \tau) \cos[\omega_0(t - \tau)] \quad (3)$$

đặt $\omega_0 \tau = \psi$

$$y(t) \cong x(t) \cos(\omega_0 t) + x(t) \cos(\omega_0 t - \psi) \quad (4)$$

sử dụng định lí Euler, ta thu được dạng cuối cùng:

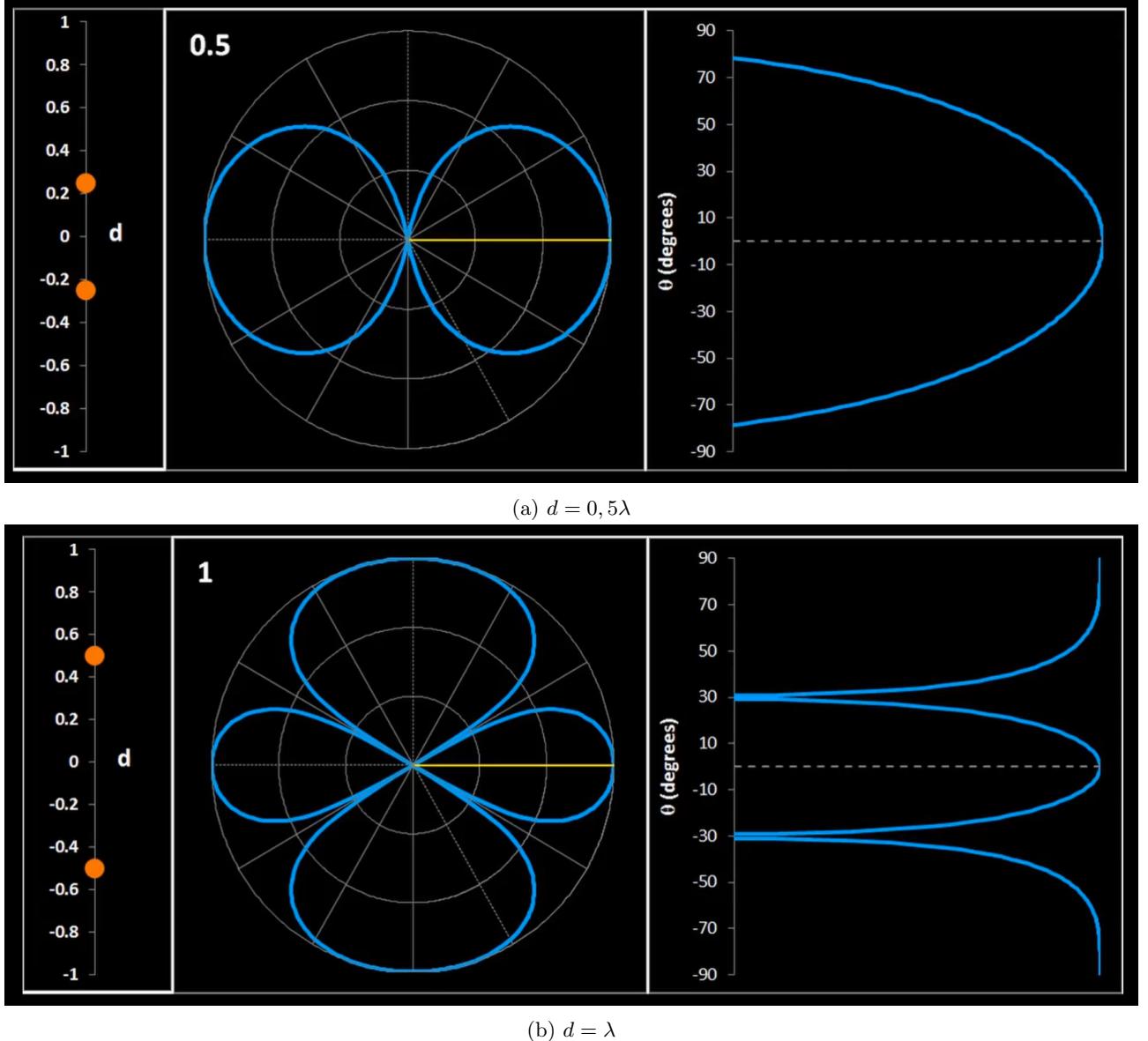
$$y(t) = x(t) + x(t)e^{-j\psi} \quad (5)$$

Dưới dạng tổng quát, các phương trình như trên được gọi là hệ số mảng ($AF(\theta)$):

$$y(t) = \sum_{i=1}^2 x(t)e^{j(i-1)\psi} \quad \psi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \quad (6)$$

$$y(t) = x(t) \sum_{i=1}^2 e^{j(i-1)\psi} \quad y(t) = x(t)AF(\theta) \quad (7)$$

từ đó, với khoảng cách của 2 anten là khác nhau, sẽ cho ra búp sóng thu/phát là khác nhau, ví dụ như trên hình 3 là búp sóng của mảng anten khi $d = 0,5\lambda$ và $d = \lambda$. Nhận thấy, thay vì chỉ có một búp trung tâm duy nhất tại góc 90° , nhưng khi tăng khoảng cách giữa các phần tử anten, búp chúng sẽ hẹp lại và xuất hiện các búp sóng phụ.

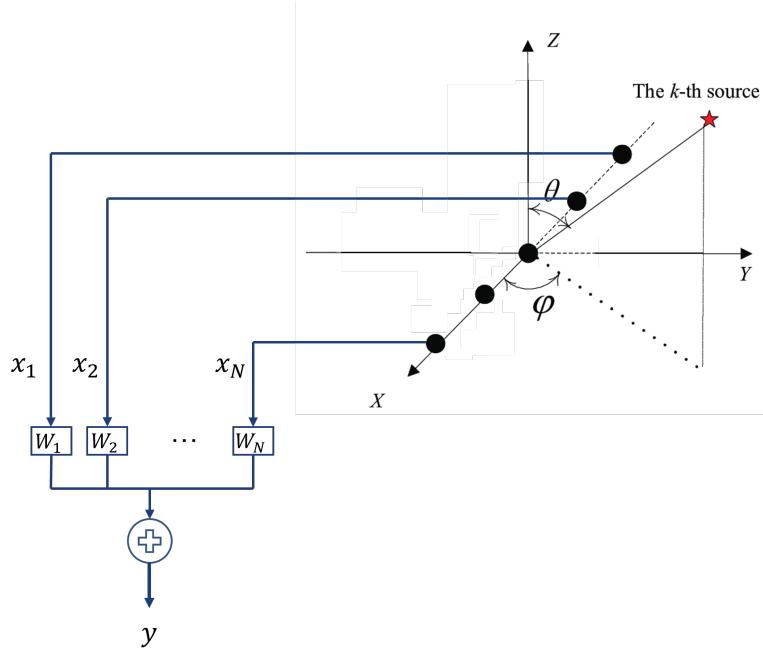


Hình 3: Búp sóng khi thay đổi khoảng cách giữa 2 phần tử trong mảng ULA

2.2 Hệ ULA đa anten

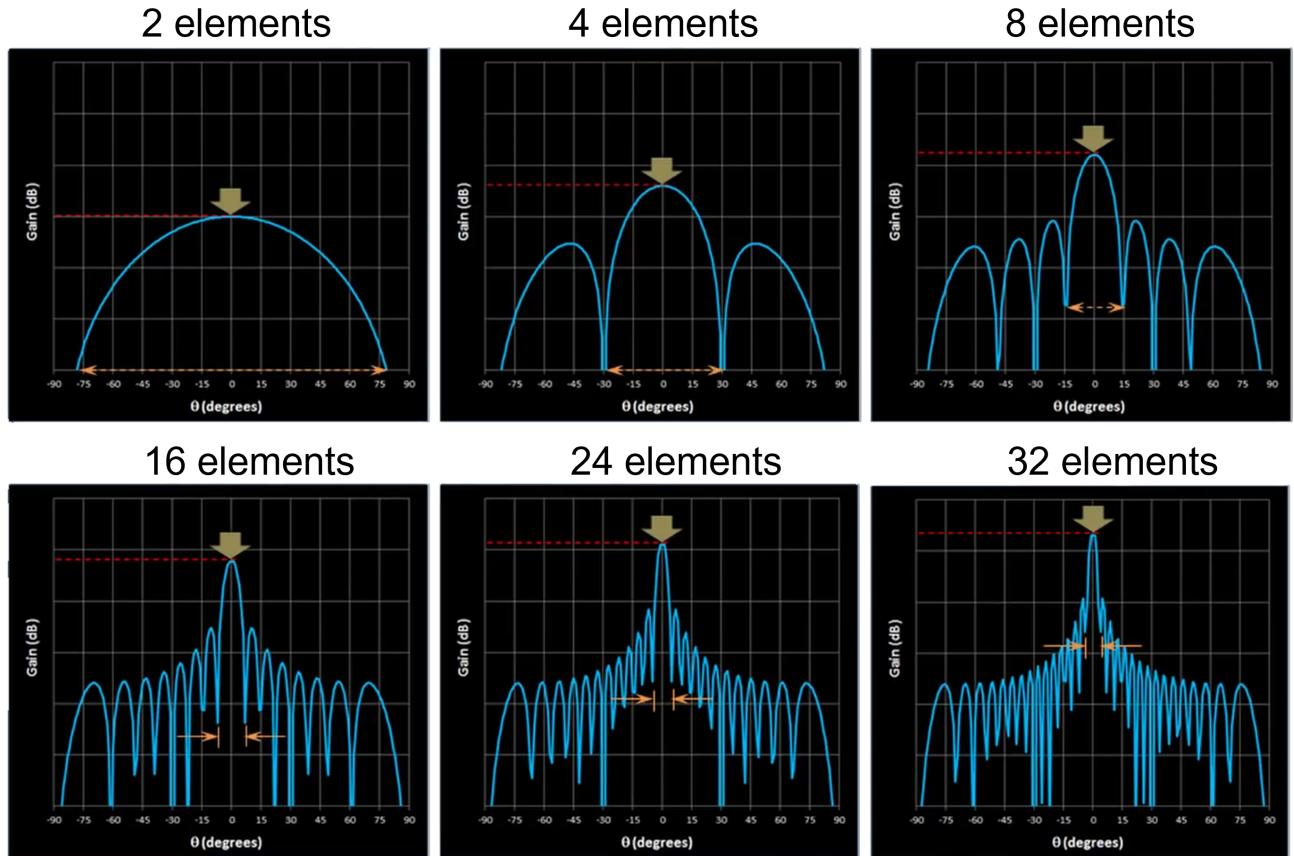
Trong trường hợp tổng quát, một hệ ULA gồm nhiều anten như hình 4, hệ số mảng sẽ được biểu diễn dưới dạng

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N w_n e^{j \frac{2\pi}{\lambda} x_n \sin \theta \cos \phi} \quad (8)$$



Hình 4: Hệ thu gồm nhiều anten ULA

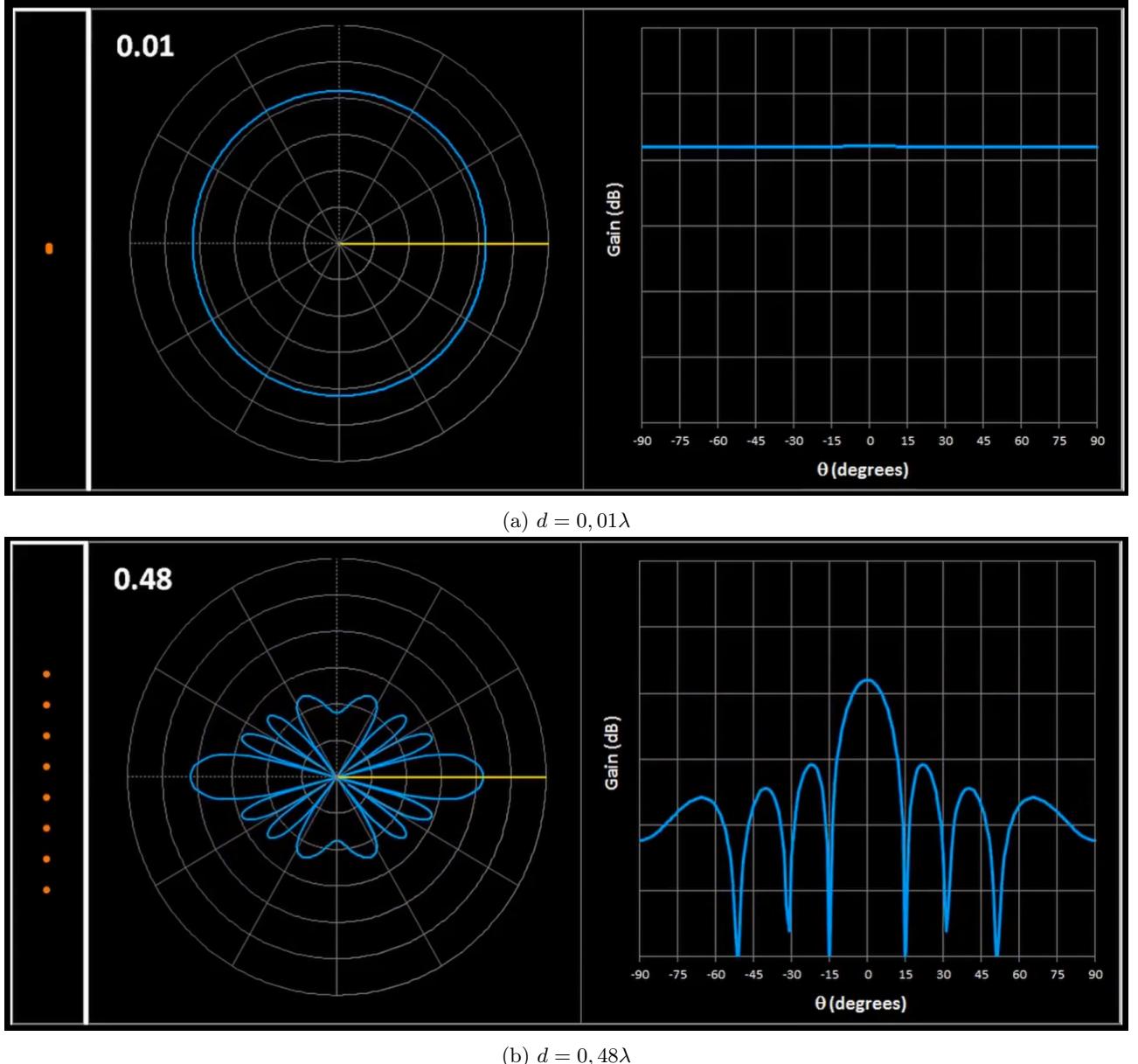
với w_n là trọng số ta có thể thêm vào để thay đổi hướng của búp sóng chính. Trước hết, xem xét việc tăng số lượng phần tử anten đến độ rộng búp sóng chính như trên hình 5, kết quả mô phỏng cho thấy khi tăng số lượng anten trong mảng và độ hẹp của búp sóng chính và hệ số khuếch đại của toàn mảng anten.



Hình 5: Búp sóng khi thay đổi số lượng phần tử anten trong mảng ULA

Trong trường hợp thay đổi khoảng cách giữa các phần tử anten trong mảng, như trong hình

6, nhận thấy không có sự thay đổi về mặt hệ số khuếch đại, nhưng độ hẹp búp sóng sẽ giảm đáng kể từ $d = 0,01\lambda$ đến $d = 0,48\lambda$.



Hình 6: Búp sóng khi thay đổi khoảng cách giữa các phần tử anten trong mảng ULA

2.3 Trọng số cho mảng anten ULA

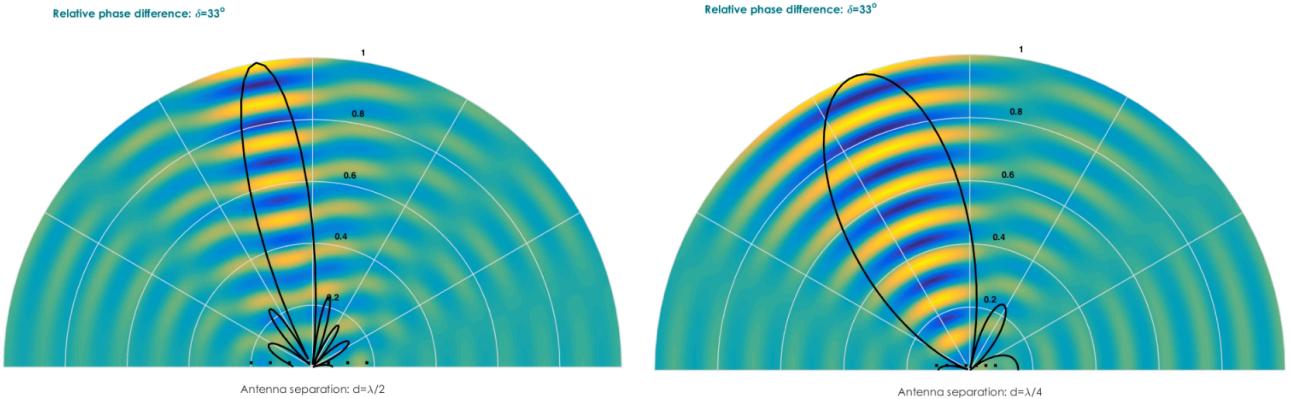
Như trên hình 4, nếu có thêm các bộ trọng số w_n vào mảng anten, ta hoàn toàn có thể điều khiển được hướng của búp sóng chính [5], phương trình tổng quát như sau:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{W}(\Theta)\mathbf{s}(t) \quad (9)$$

trong đó,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \dots \\ x_M(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}(\theta_1) & \dots & \mathbf{w}(\theta_D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ \dots \\ s_D(t) \end{bmatrix} \\ \mathbf{w}(\theta) &= \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_1 \sin \theta)} \\ \dots \\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(\bar{x}_M \sin \theta)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

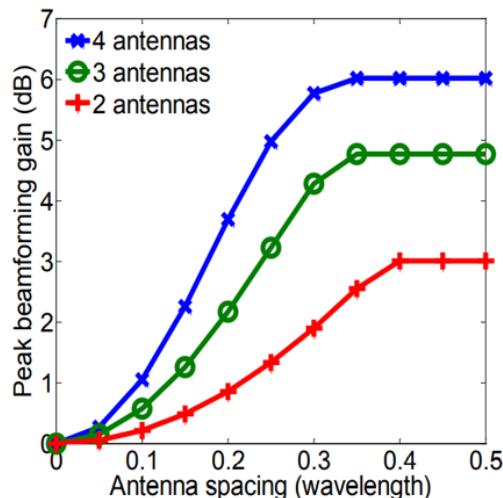
Kết quả mô phỏng trên MATLAB, ta được như hình 7.



Hình 7: Tạo hướng cho búp sóng trong mảng ULA

Hình 8 dưới đây thể hiện quan hệ giữa khoảng cách anten, số lượng anten, và độ khuếch đại thu được [6]. Trên lý thuyết số lượng anten (M) tỷ lệ với khuếch đại công suất như sau:

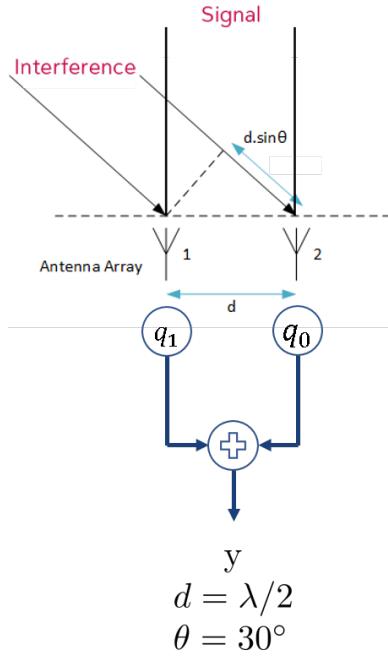
$$G_{array} = 10 \log_{10}(M) \text{ dB} \quad (10)$$



Hình 8: Mối quan hệ giữa khoảng cách anten, số lượng anten và gain

2.4 Interference suppression - ZF

Bên cạnh việc tăng công suất phát đến một người dùng nhất định, kỹ thuật tạo búp sóng tương tự cũng có thể dùng để triệt nhiễu từ các nguồn không mong muốn. Tôi sẽ đưa ra một ví dụ về việc sử dụng kỹ thuật Zero-forcing trong việc loại bỏ đi tín hiệu không mong muốn. Như trên hình 9, khi tín hiệu đến ở hướng trực giao với hệ thu có $d = \lambda/2$ và tín hiệu nhiễu giả sử đến ở góc $\theta = 30^\circ$.



Hình 9: Mô hình hệ thống khi tạo búp sóng để khử nhiễu

Tín hiệu thu được có dạng:

$$Y(t) = Y_S(t) + Y_I(t) \quad (11)$$

với Y_S và Y_I lần lượt là tín hiệu thu được từ nguồn tín hiệu quan tâm và nguồn nhiễu.

$$Y(t) = q_0 A e^{j\omega_0 t} + q_1 A e^{j\omega_0 t} + q_0 B e^{j\omega_0 t} + q_1 B e^{j\omega_0(t-\tau)} \quad (12)$$

$$= (q_0 A + q_1 A + q_0 B + q_1 B e^{-j\omega_0 \tau}) e^{j\omega_0 t} \quad (13)$$

khi góc đến của tín hiệu nhiễu $\theta = 30^\circ$, ta có:

$$\omega_0 \tau = 2\pi f_0 \frac{\lambda \sin(30^\circ)}{c} = 2\pi \frac{c^1/2}{2} \frac{\pi}{2} \quad (14)$$

$$\rightarrow e^{-j\omega_0 \tau} = e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j \quad (15)$$

thay số vào $Y(t)$, ta thu được:

$$Y(t) = (q_0 A + q_1 A + q_0 B - j q_1 B) e^{j\omega_0 t} \quad (16)$$

$$= [(q_0 + q_1) A + (q_0 - j q_1) B] e^{j\omega_0 t} \quad (17)$$

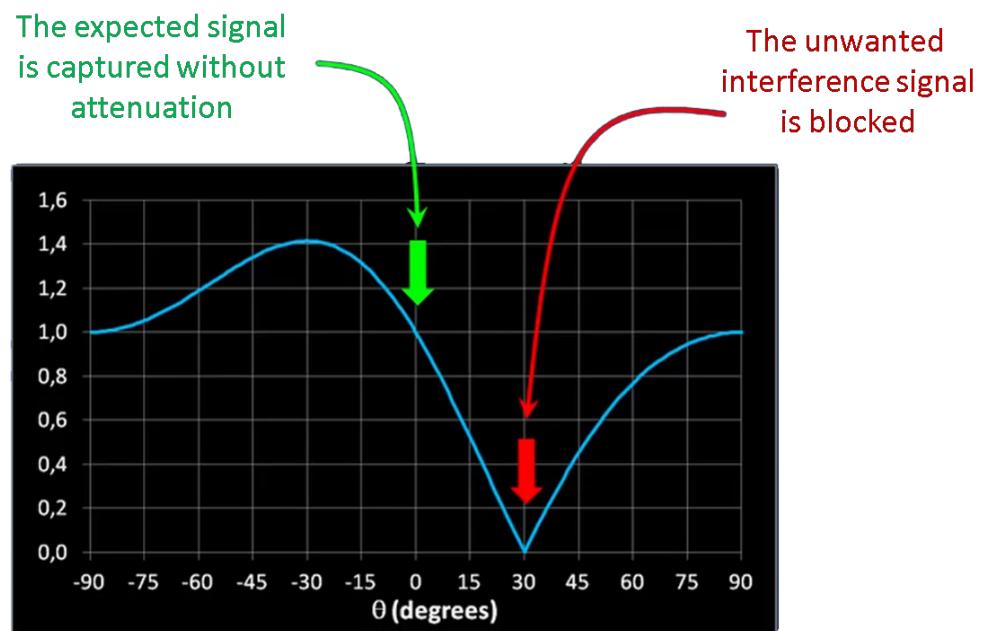
Từ đó, để loại bỏ thành phần nhiễu khỏi tín hiệu thu được, ta giải hệ phương trình:

$$\begin{cases} q_0 + q_1 = 1 \\ q_0 - j q_1 = 0 \end{cases} \quad (18)$$

kết quả thu được nghiệm:

$$\begin{cases} q_0 = \frac{1}{2}(1 + j) \\ q_1 = \frac{1}{2}(1 - j) \end{cases} \quad (19)$$

Áp dụng trọng số trên vào lại mô hình hệ thống trên hình 9, ta sẽ thu được dạng phô khuếch đại bên thu sẽ cho $G = 1$ tại đúng hướng tín hiệu mong muốn và triệt hoàn toàn nhiễu bằng cách $G = 0$ tại hướng nhiễu đến như trên hình 10.



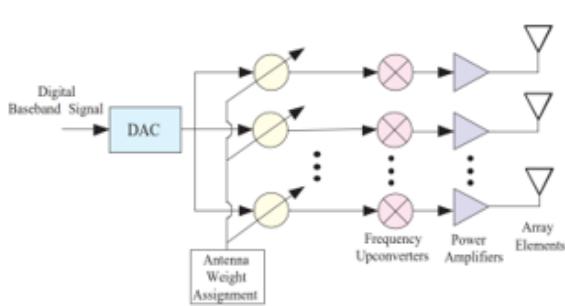
Hình 10: Kết quả phổ công suất ở mảng thu để khử nguồn nhiễu

3.1 Phân loại các kỹ thuật tạo búp sóng

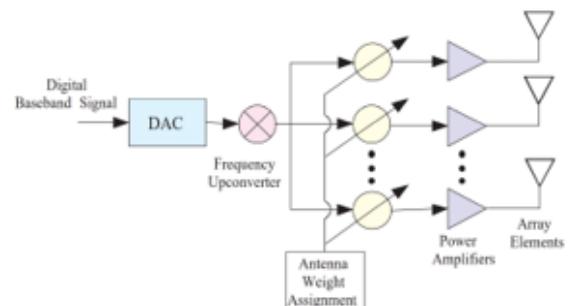
Có nhiều cách khác nhau để phân loại các phương pháp tạo búp sóng [7], dưới đây là một số cách phân loại tiêu biểu:

- Based on Weight Vector Application
 - Fixed Weight Beamforming
 - Adaptive Beamforming
 - * Training Based Methods
 - * Blind Based Methods
- Based on Signal Domain
 - Frequency/Transform Domain Beamforming
 - Space-time Beamforming
 - * **Analog Beamforming: Baseband Beamforming; RF Beamforming**
 - * **Digital Beamforming**
- Based on Location
 - Transmit Beamforming
 - Receive Beamforming
- Based on Channel Estimation
 - Implicit Beamforming
 - Explicit Beamforming
- Based on Signal Bandwidth
- Based on Received Data

trong phần 2, tôi đã trình bày khái quát về phương pháp tạo búp sóng tương tự, tuy nhiên, khi áp dụng vào hệ thống 5G, các hệ thống tạo búp sóng số và tương tự sẽ có cấu trúc như trên hình 11 và 12 [7].

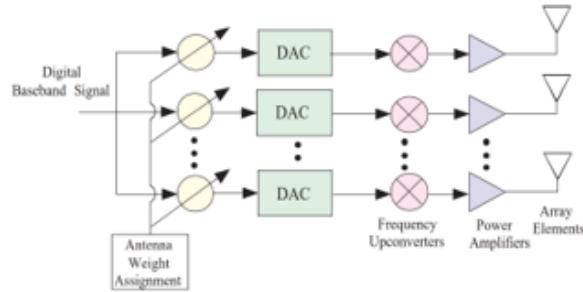


(a) Analog baseband (transmit) beamforming



(b) Analog RF (transmit) beamforming

Hình 11: Analog beamforming



Hình 12: Digital baseband (transmit) beamforming

Các điểm khác biệt giữa hệ tạo búp sóng số và tự tự như sau:

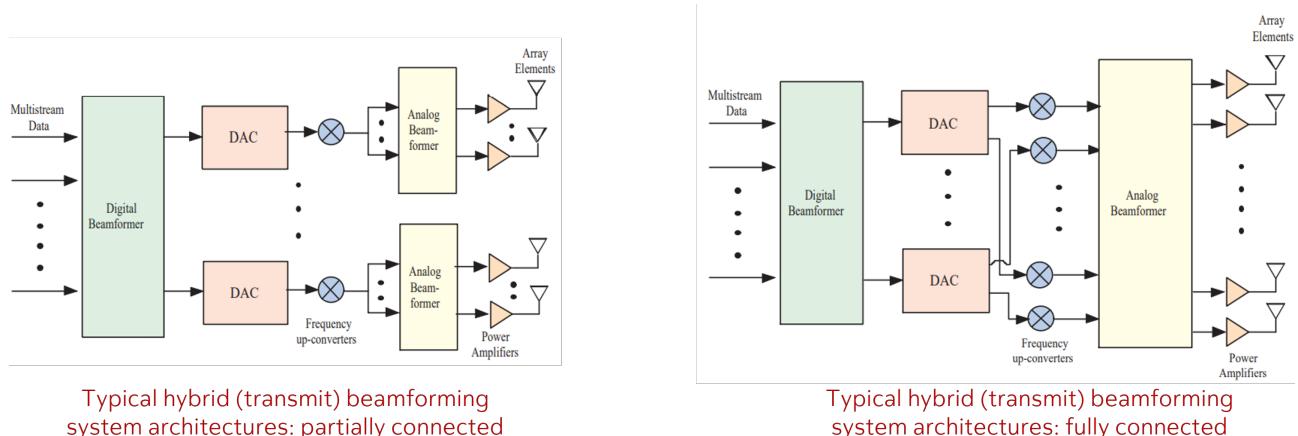
- Hệ tạo búp sóng số

1. Trọng số được thêm vào ở băng tần cơ sở
2. Tạo ra nhiều búp sóng tại một thời điểm
3. Frequency Selective beamforming
4. Tối đa dung năng và độ linh hoạt
5. Tốn kém năng lượng và đắt đỏ, do mỗi anten cần một bộ RF-chain đầy đủ

- Hệ tạo búp sóng tương tự

1. Trọng số được thêm vào ở tần số cao RF
2. Tạo ra một búp sóng với hệ số khuếch đại lớn
3. Frequency Flat beamforming
4. Giá thành thấp do giảm thiểu được số lượng RF-chain

Do là sự đánh đổi giữa tính linh hoạt và giá thành, trong những năm gần đây, nghiên cứu về việc kết hợp hai phương pháp tạo búp sóng này cho ra thành quả là bộ tạo búp sóng lai [8]. Sơ đồ cấu trúc của mô hình tạo búp sóng này như trên hình 13. Tuy nhiên, trong báo cáo này, tôi sẽ không đi vào chi tiết của bộ tạo búp sóng lai này.

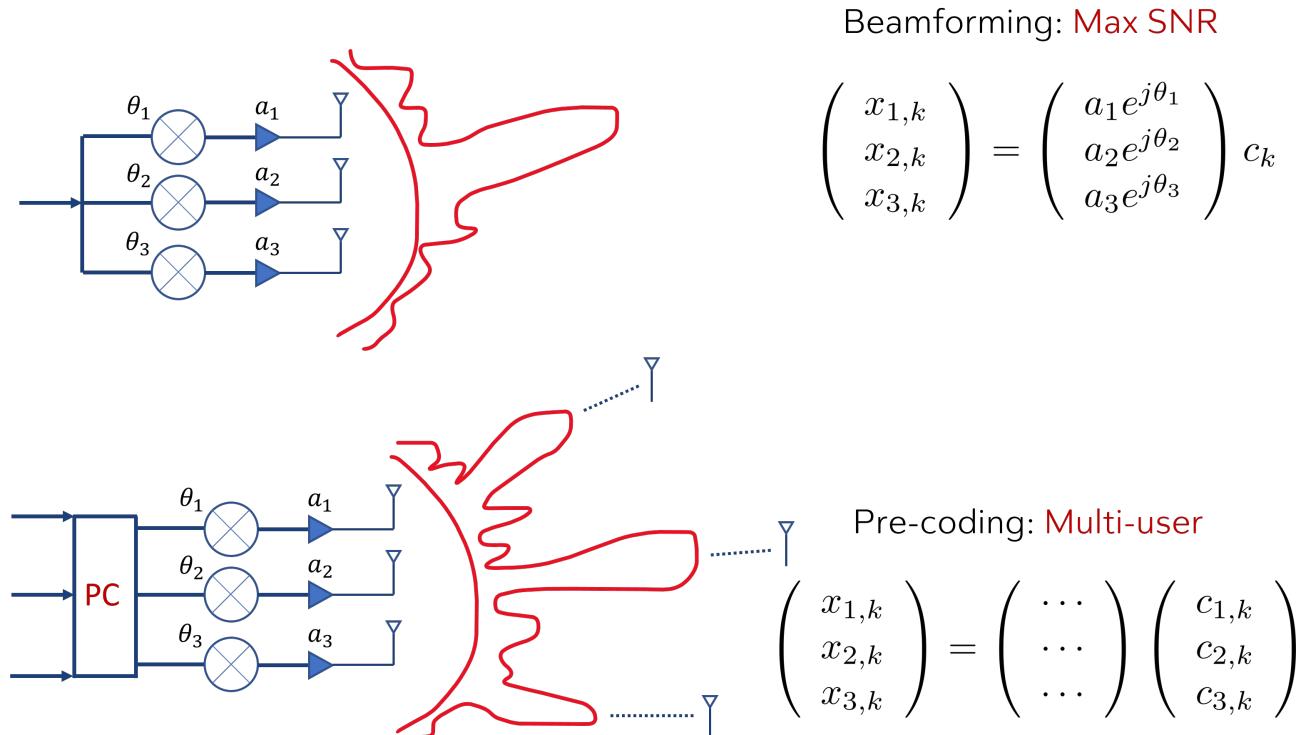


Hình 13: Hybrid beamforming

3.2 Từ Beamforming đến Pre-coding

Trong sơ đồ cấu trúc của bộ tạo búp sóng số trên hình 12, ta vẫn nhận thấy, hệ thống này sẽ chỉ tạo ra một búp sóng tại một thời điểm. Tuy nhiên, để đáp ứng cho nhu cầu đa truy cập trong mạng 5G, khái niệm tạo búp sóng số đơn thuần đã trở thành bộ tiền mã hóa (pre-coding). Có thể phân loại như trên hình 3, khi bộ tạo búp sóng số đơn giản là thêm vào các trọng số để

tăng được $SINR$ tại một nơi thu tại một thời điểm nhất định. Còn precoding thì tối ưu $SINR$ cho nhiều users tại cùng một thời điểm. Hơn nữa, precoding còn phải giảm thiểu tạp âm giữa búp với búp, hay thiết bị với thiết bị. Do vậy, các kỹ thuật precoding không nhất thiết phải là tạo búp sóng số, chúng có thể đơn giản là các phép xử lý tín hiệu số để tỷ số $SINR$ bên thu tối ưu.

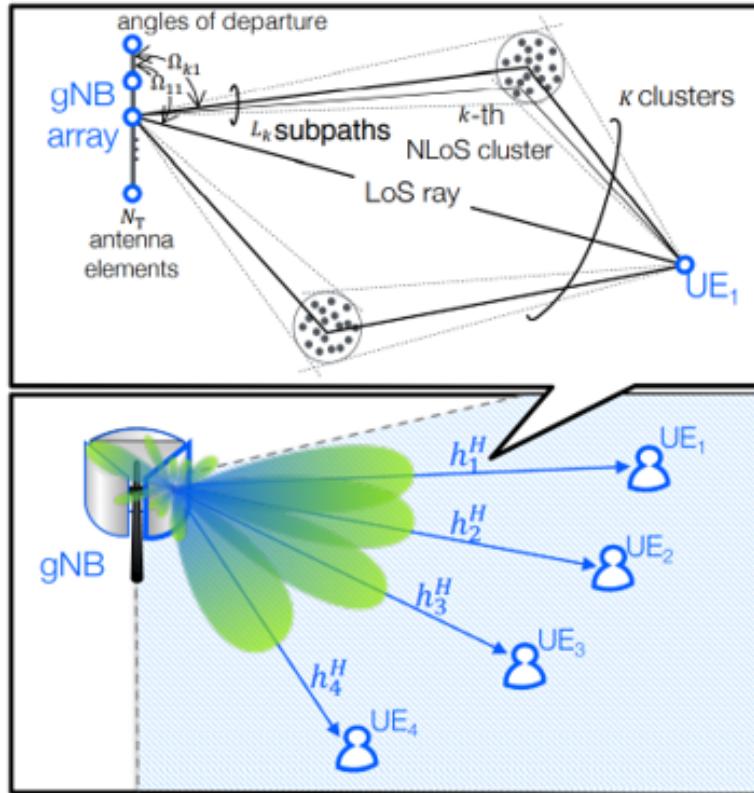


Hình 14: Liên hệ giữa beamforming và precoding

tất nhiên, khi tạo ra nhiều búp sóng hơn mục lục, năng lượng của từng búp sẽ bị giảm đi đáng kể, tuy nhiên, đây là sự đánh đổi cần thiết.

4.1 Mô hình hệ thống

Trong phần này, theo bài báo [9], mô hình kênh truyền được sử dụng là mô hình băng hẹp, đơn cell, kênh đường xuống, multi-user MIMO mmWave và đặc biệt là trạm cơ sở đã biết trạng thái kênh truyền nhờ tín hiệu pilot ở kênh đường lên, minh họa như trên hình 15.



Hình 15: Mô hình hệ thống

$$y_m = \mathbf{h}_m^H \mathbf{x} + n_m, \quad m \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (20)$$

trong đó $h_m \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ là trạng thái kênh truyền ứng với người dùng thứ “m”. $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ là tín hiệu gửi đi và n là nhiễu. Lưu ý, như các điều kiện ban đầu kể trên, ma trận h_m được cho là biết trước và mô hình hệ thống số này bao gồm kênh truyền tương tự và cấu hình anten, tất cả đều được biểu diễn thông qua h_m . Giả sử, ta sử dụng bộ precoder:

$$\mathbf{x} = \sum_{i=1}^M \mathbf{w}_i s_i \quad (21)$$

với s_i là data symbol và w_i là ma trận precoding tuyến tính với kích thước $N_T \times 1$. Với tất cả M người dùng, ma trận tiền mã hóa có dạng:

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_M] \in \mathbb{C}^{N_T \times M} \quad (22)$$

điều kiện cho năng lượng của tổng tất cả các trọng số bằng 1: $\mathbb{E}[\|\mathbf{W}\mathbf{s}\|^2] = 1$. Ta chuẩn hóa ma trận tiền mã hóa theo phép chuẩn hóa Frobenius:

$$\widehat{\mathbf{W}} = \frac{\mathbf{W}}{\|\mathbf{W}\|_F} \quad (23)$$

Từ đó, ta có mô hình tín hiệu bên thu tổng quát là:

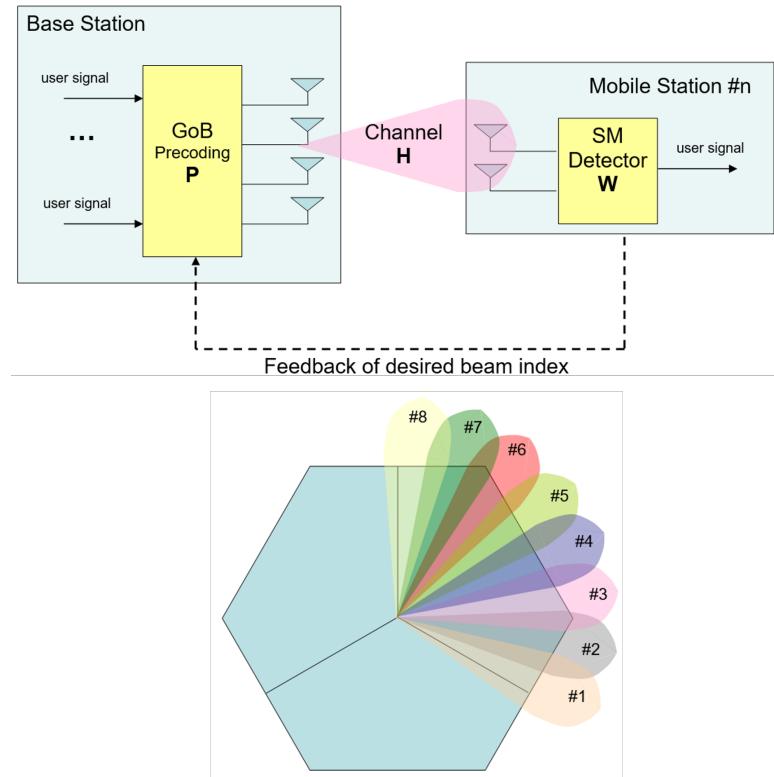
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \widehat{\mathbf{W}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (24)$$

với \mathbf{y} , \mathbf{s} , \mathbf{n} là các vector $M \times 1$ chiều và ma trận kênh truyền $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_T \times M}$. Đặt $\overline{\mathbf{H}}^p$ là ma trận kích thước $M \times M$

$$\overline{\mathbf{H}}^p = \mathbf{H}^H \widehat{\mathbf{W}}^p \quad (25)$$

với (p) tương ứng với các bộ precoder khác nhau được trình bày dưới đây.

4.2 Grid of beams (power optimization)



Hình 16: Mô hình Grid of beams

Hướng tiếp cận đơn giản nhất là Grid of beams [10] minh họa như trên hình 16, hiểu đơn giản là bên phát búp sóng theo các hướng có sẵn trong codebook Z , và chọn ra ma trận tiền mã hóa có phản hồi từ UE là tối nhất. Với từng người dùng UE, hệ thống tìm precoder $\mathbf{w}_m^{(GoB_p)} = \arg \max_{z \in Z} |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_z|^2$ để cực đại hóa công suất bén thu bằng cách chọn các vector có sẵn trong codebook.

$$\mathbf{w}_m^{(GoB_p)} = \arg \max_{z \in Z} |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_z|^2 \quad (26)$$

Từ đó, ma trận tiền mã hóa đầy đủ tương ứng

$$\mathbf{W}^{(GoB_p)} = \left[\mathbf{w}_1^{(GoB_p)}, \dots, \mathbf{w}_M^{(GoB_p)} \right] \quad (27)$$

4.3 Grid of beams (SLNR optimization)

Tương tự như cực đại hóa công suất bén thu, Grid of beams cũng có thể sử dụng để cực đại hóa tỷ lệ SLNR (Signal to Leakage plus Noise Ratio).

$$\mathbf{w}_m^{(GoB_{SLNR})} = \arg \max_{z \in Z} \left(\frac{|\mathbf{h}_{m,m}^H \mathbf{w}_z|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq m} |\mathbf{h}_{m,i}^H \mathbf{w}_z|^2} \right) \quad (28)$$

Từ đó, ma trận tiền mã hóa đầy đủ tương ứng

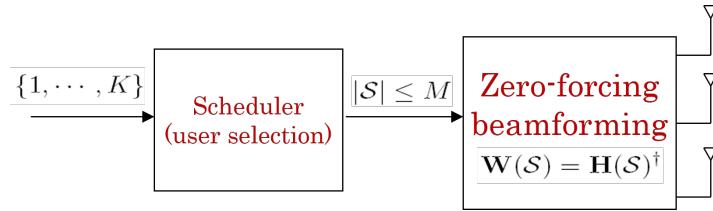
$$\mathbf{W}^{(\text{GoB}_{\text{SLNR}})} = \left[\mathbf{w}_1^{(\text{GoB}_{\text{SLNR}})}, \dots, \mathbf{w}_M^{(\text{GoB}_{\text{SLNR}})} \right]$$

4.4 Matched filter (MF) precoder (conjugate beamforming)

Hướng tiếp cận của phương pháp này [11] là cực đại hóa công suất tín hiệu nhận được với điều kiện không có nhiễu liên người dùng (hay công suất nhiễu là vượt trội so với công suất nhiễu người dùng với người dùng, điều này có thể đạt được bằng cách phát tín hiệu sử dụng co-scheduled UEs).

$$\mathbf{W}^{(\text{MF})} = \widehat{\mathbf{H}} \quad (29)$$

4.5 Zero-forcing (ZF) precoder



Hình 17: Mô hình của Zero forcing

Hướng tiếp cận của ZF precoder [12] là cực tiểu hóa nhiễu liên người dùng, phương pháp này hiệu quả trong kịch bản nhiễu liên người dùng vượt trội so với nhiễu nền.

$$\mathbf{W}^{(\text{ZF})} = \widehat{\mathbf{H}} \left(\widehat{\mathbf{H}}^H \widehat{\mathbf{H}} \right)^{-1} \quad (30)$$

Theo lý thuyết ma trận, ta có, ma trận giả nghịch đảo phía phải của ma trận A là:

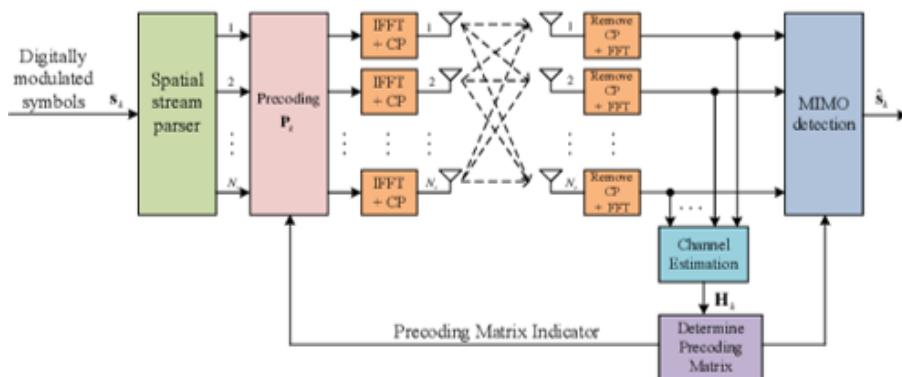
$$A_r^\dagger = A^T (AA^T)^{-1} \quad (31)$$

và ta có, $AA_r^\dagger = I$, do đó $\widehat{\mathbf{H}}^H \widehat{\mathbf{H}}$ đơn giản là ma trận giả nghịch đảo phía phải của $\widehat{\mathbf{H}}$.

4.6 MMSE precoder (Kalman filter precoder)

MMSE precoder [13] là phương pháp có độ phức tạp cao nhất khi nó vừa cố gắng cực đại hóa công suất bên thu nhận được, vừa cực tiểu hóa nhiễu liên người dùng, hay nó là việc ghép nối của hai phương pháp ZF và MF. Mô tả phương pháp này như trên hình 18.

$$\mathbf{W}^{(\text{MMSE})} = \widehat{\mathbf{H}} \left(\widehat{\mathbf{H}}^H \widehat{\mathbf{H}} + \frac{1}{\text{SNR}} \mathbf{I}_M \right)^{-1} \quad (32)$$



Hình 18: MMSE precoder (Kalman filter precoder)

5.1 Mô hình kênh

Trong báo cáo này, tôi sẽ mô phỏng ba kỹ thuật tiền mã hóa là MF, ZF và MMSE, thông qua hai mô hình kênh phổ biến bao gồm:

1. Kênh Gaussian:

$$h = \frac{\text{rand}(N_t, N_r) + 1j * \text{rand}(N_t, N_r)}{\text{norm}(h)}$$

2. Kênh Rayleigh: với $f_{doppler} = \frac{V*f}{c}$, với $f = 28$ GHz, tốc độ di chuyển trung bình $V = 5$ m/s, và correlation time $\tau_c = 2$ ms. Lấy sấp sỉ: $f_{doppler} = 466 + 100 * \text{rand}(N_r, 1)$.

$$t_{sym} = \frac{1}{1000 * 32 * 8} (s)$$

$$h = \text{rayleighchan}(t_{symb}, f_{doppler})$$

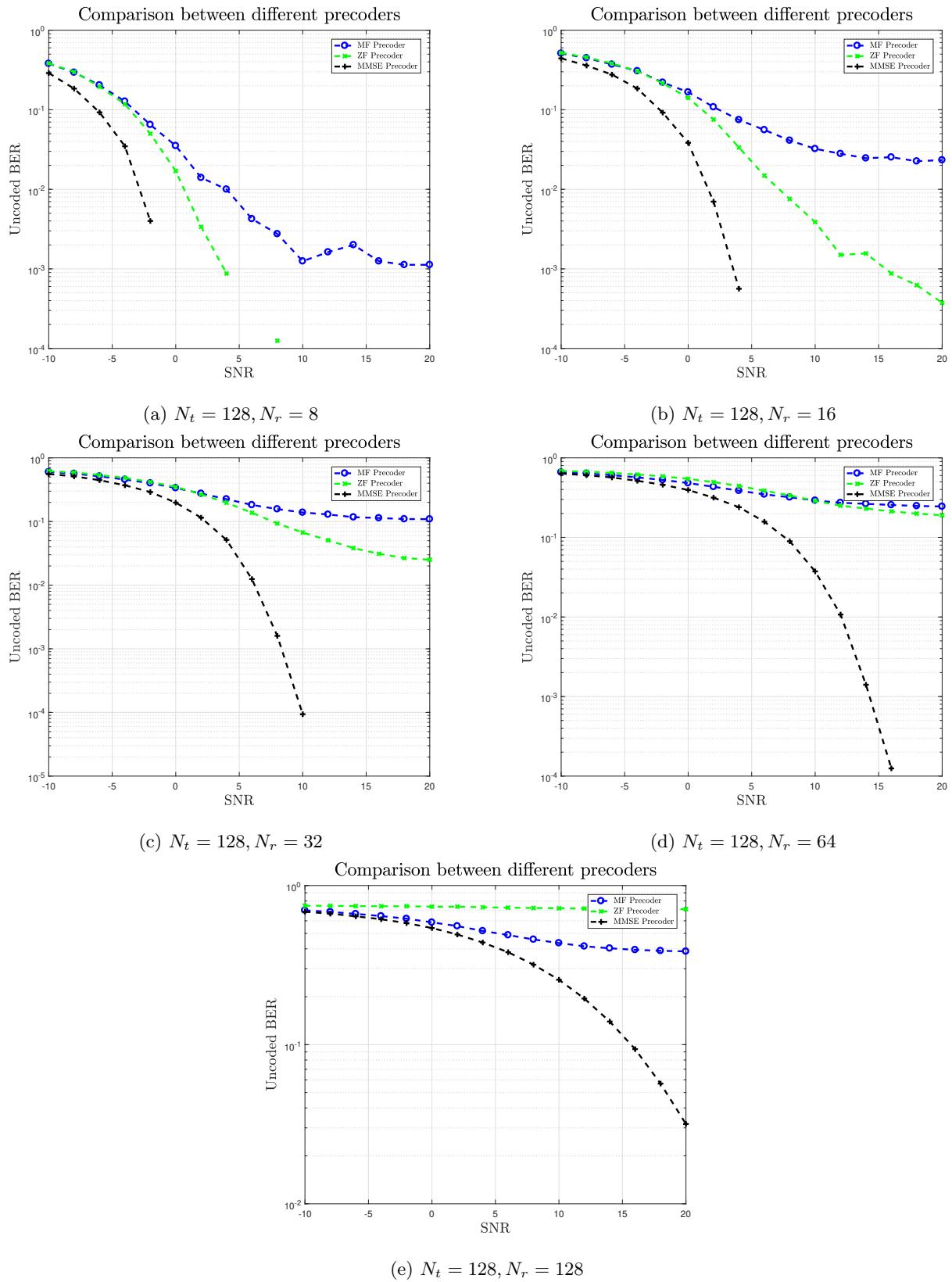
ngoài ra, bên cạnh trường hợp biết trước trạng thái kênh (perfect CSI), tôi cũng mô phỏng trường hợp khi việc ước lượng kênh truyền xảy ra sai số (imperfect CSI).

$$h_i = \frac{h + \text{rand}(N_t, N_r) + 1j * \text{rand}(N_t, N_r)}{\text{norm}(h_i)}$$

5.2 Kết quả mô phỏng

5.2.1 Thay đổi số lượng UE

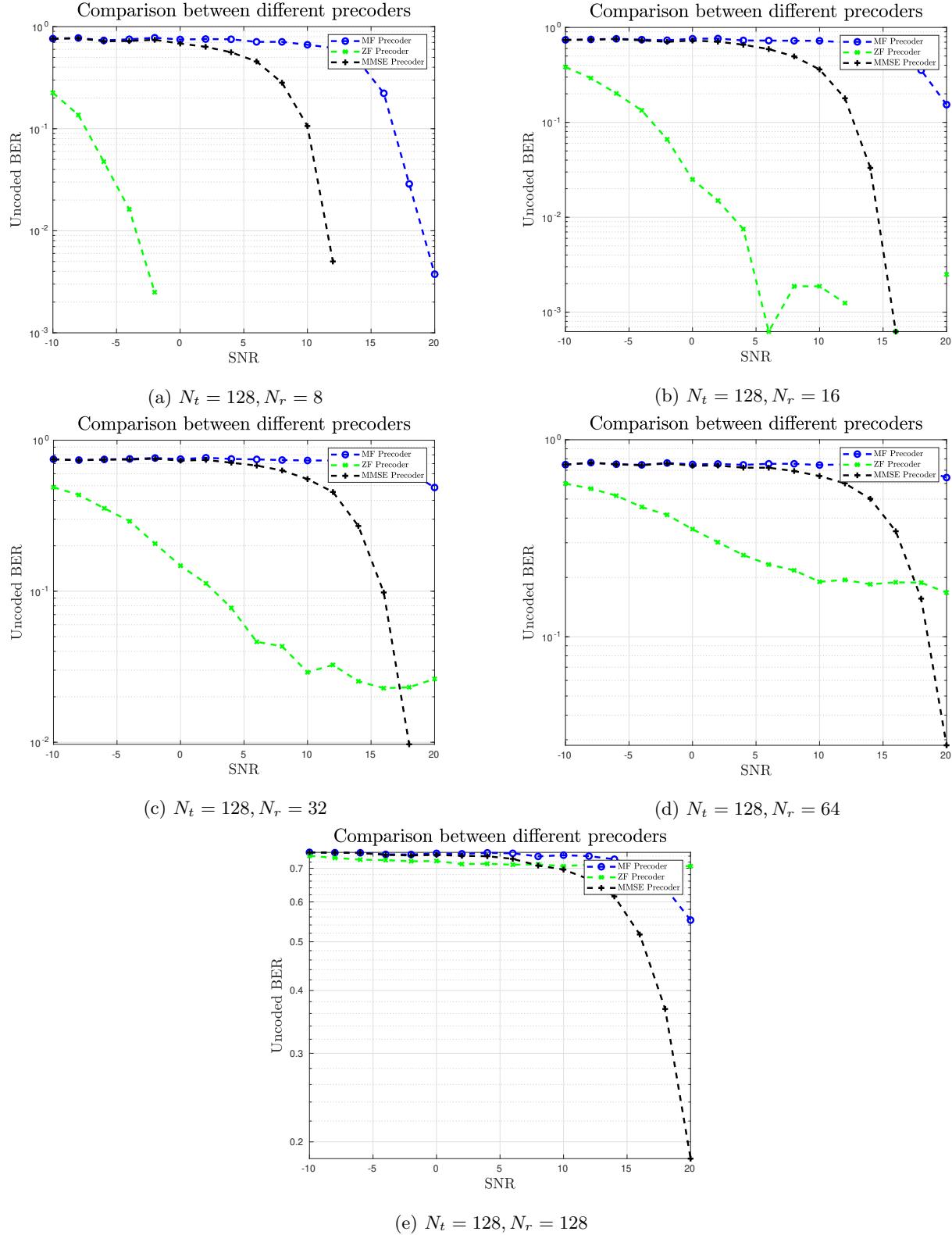
1. Gaussian channel: Trên hình 19, tôi mô phỏng các bộ tiền mã hóa MF, ZF và MMSE trên mô hình kênh truyền Gaussian với perfect CSI để so sánh hiệu năng của các kỹ thuật này. Số lượng anten ở bên phát (BTS) $N_t = 128$, còn số lượng UE sẽ được thay đổi $N_r = 8, 16, 32, 64, 128$. Dễ dàng nhận thấy, cũng tương tự như độ phức tạp của các kỹ thuật đã được trình bày phía trên, bộ precoder MMSE cho kết quả BER vượt trội hoạt toàn ZF và MF. Tiếp đến, càng nhiều thiết bị UE cùng lúc, ngoài thời gian tính toán lâu, hiệu năng ở cùng một mức SNR cũng giảm đi đáng kể. Đặc biệt, khi số lượng UE quá lớn, thậm chí bằng số lượng anten ở BTS, hiệu năng của MF còn vượt lên trên ZF.



Hình 19: So sánh hiệu năng của các bộ tiền mã hóa tuyến tính kênh Gaussian

- Rayleigh channel: Trên hình 20, tôi mô phỏng các bộ tiền mã hóa MF, ZF và MMSE trên mô hình kênh truyền Rayleigh với perfect CSI để so sánh hiệu năng của các kỹ thuật này. Số lượng anten ở bên phát (BTS) $N_t = 128$, còn số lượng UE sẽ được thay đổi $N_r = 8, 16, 32, 64, 128$. Khác so với mô hình kênh Gaussian, kết quả cho thấy ZF precoder cho kết quả tốt hơn MMSE và MF ở các trường hợp $N_r = 8, 16, 32, 64$, đặc biệt ở các ngưỡng tý

số SNR thấp. Tuy vậy, khi tăng N_r lên quá lớn, MMSE sẽ lại cho kết quả tốt nhất.

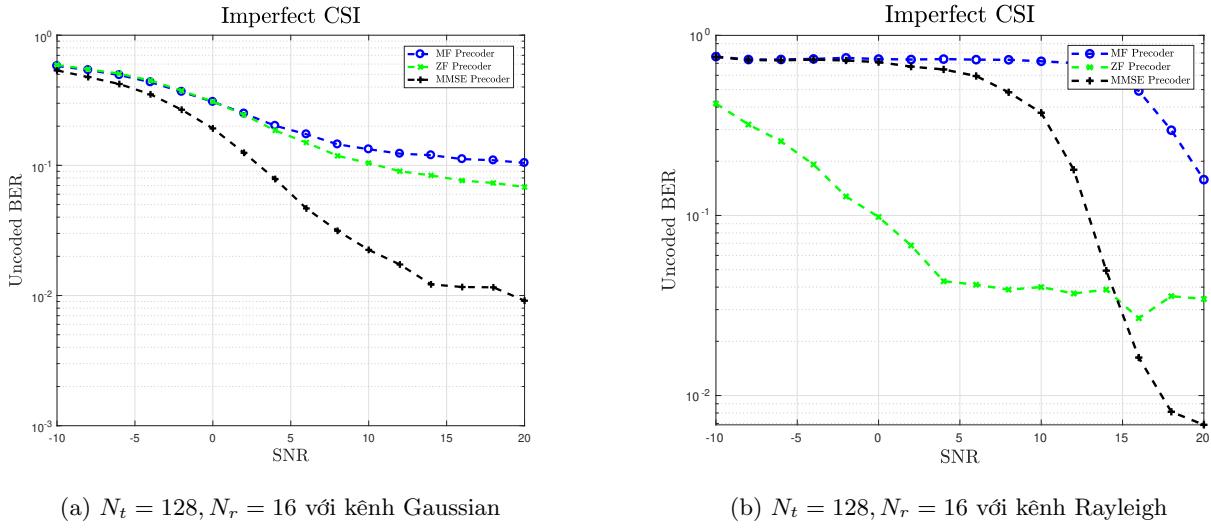


Hình 20: So sánh hiệu năng của các bộ tiền mã hóa tuyến tính kênh Rayleigh

5.2.2 Imperfect CSI

Trên thực tế, việc ước lượng kênh truyền sẽ không thể cho ra kết quả perfect CSI như trên mô phỏng, do đó tôi thực hiện mô phỏng thêm các trường hợp imperfect CSI. So sánh kết quả thu được trên hình 21a với 19b và 21b với 20b, nhận thấy rõ ràng về dạng thì vẫn giống tuy nhiên

về sai số BER thì khi imperfect CSI ta có lỗi nhiều hơn hẳn. Do đó, rút ra kết luận về sự ảnh hưởng rất lớn của các bộ precoder tuyến tính khi ma trận kênh truyền ước lượng được bị sai.



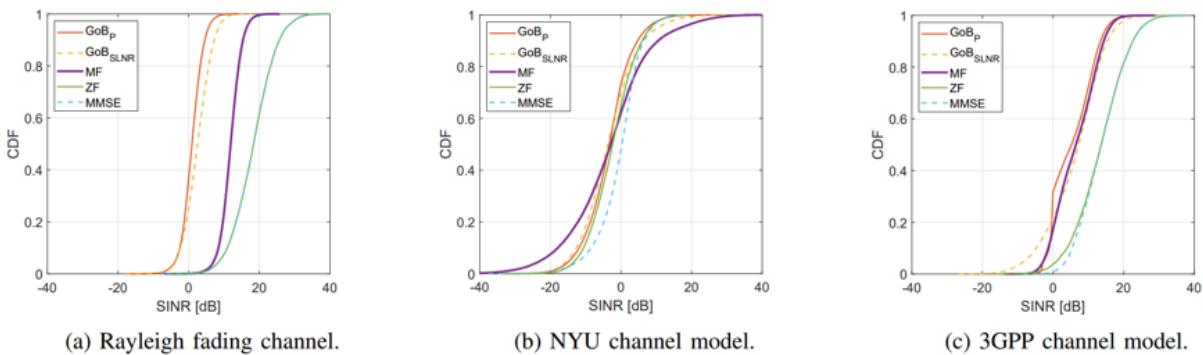
Hình 21: So sánh hiệu năng của các bộ tiền mã hóa khi có sai số trong ma trận kênh

5.2.3 Kết quả từ các công bố khác

Trong bài báo gốc [9], có 3 mô hình kênh được sử dụng, bao gồm:

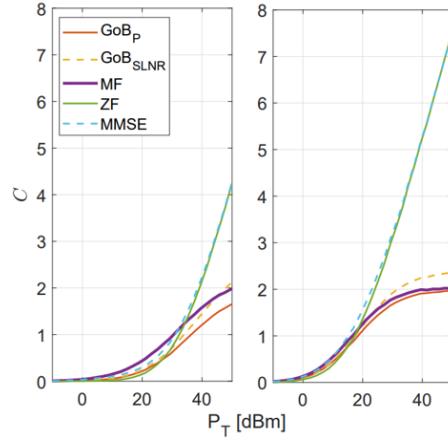
1. A standard Rayleigh fading channel model
2. Extensive measurement campaigns in New York City by NYU–Wireless [14]
3. 3GPP model [15]

Thực nghiệm: CDF của SINR ứng với các bộ pre-coder khác nhau. Trên hình 22, với số lượng UE cố định $M = 4$ và công suất phát $P_t = 30$ dBm. Dễ dàng nhận thấy, ở cả 3 mô hình kênh phương pháp có độ khó cao nhất MMSE có hiệu suất vượt trội so với phương pháp đơn giản nhất là GoB.



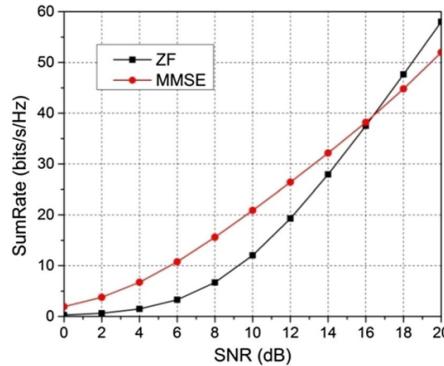
Hình 22: CDF của SINR ứng với các bộ pre-coder khác nhau

Tiếp đến, dung năng kênh ứng với các bộ pre-coder khác nhau khi thay đổi các công suất phát P_t khác nhau. Trên hình 23, $M = 4$ và $NF = 7$ dB. Hai phương pháp ZF và MMSE vẫn cho kết quả vượt trội khi công suất phát lớn trên 20 dBm, tuy nhiên, ở các công suất phát thấp, 10 dBm, phương pháp MF lại có kết quả tốt nhất.



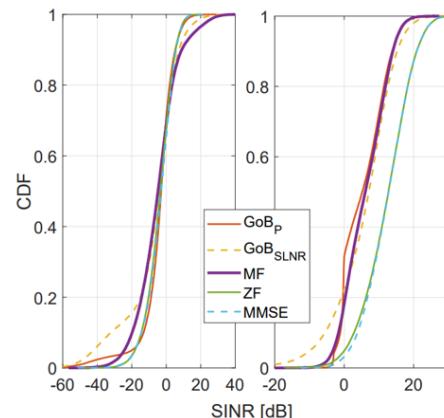
Hình 23: Dung năng kênh ứng với các bộ pre-coder khác nhau

So sánh độc lập ZF và MMSE precoding [16] cho hệ thống MIMO 8 anten and $M = 8$. Kết quả dung năng kênh như trên hình 24, phương pháp MMSE tốt hơn ZF ở các SNR thấp nhưng ZF sẽ vượt lên khi SNR đạt trên 16 dB.



Hình 24: So sánh hiệu năng ZF và MMSE pre-coder

Trong trường hợp, có sai số trong trường hợp ước lượng sai trạng thái kênh truyền (CSI) ở ngưỡng $\tau = 0,99$, CDF của SINR với các bộ precoder khác nhau và $M = 4$ và $NF = 7$ dB. Như trên hình 25, có thể thấy, SINR giảm so với trường hợp CSI hoàn hảo. Tuy nhiên, vẫn giữa nguyên đắc tính là MMSE và ZF có hiệu năng vượt trội khi sử dụng mô hình kênh thực tế [14].



Hình 25: CDF của SINR khi ước lượng CSI không hoàn hảo

Thông qua báo cáo này, tôi đã khái quát quá trình phát triển của viễn thông di động, qua đó trình bày một hướng nghiên cứu tiềm năng cho thế hệ mạng 5G đó là mm-wave massive MIMO. Sau đó, tôi tập trung làm rõ bộ tạo búp sóng tương tự và số trong một hệ MIMO, qua đó dẫn đến lý thuyết về các bộ tiền mã hóa pre-coders. Một số bộ tiền mã hóa tiêu biểu được trình bày và áp dụng thực tế vào một số mô hình kênh để thu được kết quả mô phỏng và những đánh giá ban đầu. Đây là lĩnh vực rất tiềm năng, trong tương lai, tôi sẽ khảo sát việc ước lượng kênh truyền trong hệ thống mm-wave massive MIMO.

Tài liệu

- [1] Ali Gohar and Gianfranco Nencioni, “The Role of 5G Technologies in a Smart City: The Case for Intelligent Transportation System”, *Sustainability*, vol. 13 , no. 9 , p. 5188, 2021.
- [2] T. L. Marzetta, “Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, 2010.
- [3] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsoliariidou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, and I. Akyildiz, “A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 9, pp. 162-169, 2018.
- [4] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, “Beamforming: a versatile approach to spatial filtering,” *IEEE ASSP Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 4-24, 1988.
- [5] Zainud-Deen, S.H., Azzam, D.M. & Malhat, H.AA, “2D/3D Shaped Radiation Patterns of Sunflower and Conformal Antenna Arrays Using Phase Synthesis,” *Wireless Pers Commun* , vol. 115, pp. 877–891, 2020.
- [6] L. C. Godara, “Smart Antennas”, CRC Press, 2004.
- [7] S. Kutty and D. Sen, “Beamforming for Millimeter Wave Communications: An Inclusive Survey,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 949-973, 2016.
- [8] Z. Pi and F. Khan, “System design and network architecture for a millimeter-wave mobile broadband (MMB) system,” in *34th IEEE Sarnoff Symposium*, 2011, pp. 1-6.
- [9] M. Rebato, L. Rose and M. Zorzi, “Performance Assessment of MIMO Precoding on Realistic mmWave Channels,” in *2019 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, 2019, pp. 1-6.
- [10] Stephan Saur, Hardy Halbauer, Andreas Rueegg and Frank Schaich, “Grid-of-Beams (GoB) Based Downlink Multi-User MIMO,” *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*, 2008.
- [11] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek, “Linear transmit processing in MIMO communications systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 8, pp. 2700–2712, 2005.
- [12] C. B. Peel, B. M. Hochwald, and A. L. Swindlehurst, “A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195–202, 2005.
- [13] L. Rose and M. Maso, “Receiver-Centric Inter-Cell Interference Cancellation in D2D-Assisted Networks,” in *IEEE Globecom Workshops*, 2016.
- [14] M. Akdeniz, Y. Liu, M. Samimi, S. Sun, S. Rangan, T. Rappaport, and E. Erkip, “Millimeter Wave Channel Modeling and Cellular Capacity Evaluation,” *IEEE J. Sel. Areas Commun*, vol. 32, no. 6, pp. 1164–1179, 2014.
- [15] 3GPP, “TS 38.900 Group Radio Access Network; Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz,” 2016.
- [16] Taneja, A., Saluja, N., “Linear Precoding with User and Transmit Antenna Selection,” *Wireless Pers Commun*, vol. 109, pp. 1631–1644, 2019.