

THIẾT KẾ BỘ TIỀN MÃ HÓA CHO KÊNH TRUYỀN MIMO ĐƯỜNG XUỐNG VỚI NHIỀU THIẾT BỊ ĐẦU CUỐI

PRECODER DESIGNS FOR MIMO MULTI-USER BROADCAST CHANNELS

Nguyễn Lê Hùng¹, Nguyễn Duy Nhật Viễn², Tăng Tấn Chiên²

¹ Ban Khoa học, Công nghệ và Môi trường – Đại học Đà Nẵng; Email: nlhung@dut.udn.vn

² Khoa Điện tử Viễn thông – Trường Đại học Bách khoa – Đại học Đà Nẵng;

Email: ndnvienn@dut.udn.vn, ttchien@ac.udn.vn

Tóm tắt: Truyền dẫn nhiều ngõ vào-nhiều ngõ ra, Multiple-input multiple-output (MIMO), đang được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin vô tuyến thế mới để nâng cao dung lượng mạng và độ lợi phân tập. Trong các hệ thống MIMO, kỹ thuật mã hóa DPC (dirty paper coding) có thể được sử dụng để cực đại hóa dung lượng của kênh quảng bá đường xuống với nhiều thiết bị đầu cuối. Tuy nhiên, kỹ thuật DPC yêu cầu độ phức tạp tính toán cao. Để giảm độ phức tạp tính toán này, các kỹ thuật tiền mã hoá tuyến tính như MMSE (Minimum Mean Square Error) hay ZF (Zero Forcing) đã được nghiên cứu trong những năm gần đây. Bài báo này nghiên cứu kỹ thuật mã hóa ZF cho kênh truyền quảng bá. Tại trạm gốc, kỹ thuật tiền mã hoá ZF dựa trên cơ sở SVD (singular value decomposition) được sử dụng để cực đại dung lượng hệ thống với các điều kiện ràng buộc tổng công suất phát. Cuối cùng, các mô phỏng máy tính được thực hiện để kiểm chứng hiệu năng của hệ thống MIMO sử dụng kỹ thuật mã hóa ZF.

Từ khóa: MIMO; kênh quảng bá; SVD, BD; Zero Forcing; MMSE

Abstract: Multiple-input multiple-output (MIMO) transmissions have been widely used in emerging wireless communication networks to increase system capacity and diversity gains. In MIMO systems, dirty paper coding (DPC) can be employed to maximize the capacity of multiuser downlink channels. However, DPC entails high computational complexity for practical systems. To reduce the complexity, linear multiuser encoding techniques such as Minimum Mean Square Error (MMSE) or Zero Forcing (ZF) have been studied in the recent literature. This paper studies multiuser ZF precoding for a broadcast channel. At the base station, singular value decomposition (SVD)-based ZF precoding is used to maximize the network capacity. At the mobile stations, the MMSE equalizer is used to remove interference at receivers. Finally, computer simulations have been conducted to verify the performance of the considered MIMO system using the ZF precoding.

Key words: MIMO; broadcast channel; SVD, BD; Zero Forcing; MMSE

1. Đặt vấn đề

Hiện nay, kỹ thuật truyền dẫn nhiều ngõ vào - nhiều ngõ ra MIMO (Multiple input and multiple output) thường được sử dụng trong kênh quảng bá BC (Broadcast Channel) [1] nhằm nâng cao dung lượng kênh truyền. Kênh BC là kênh truyền điểm - đến - đa điểm (ví dụ kênh truyền từ 1 trạm gốc BS (Base Station) đến các trạm di động MS (Mobile Station)). Dung lượng kênh BC có thể đạt đến miền dung lượng (capacity region) bằng kỹ thuật DPC (dirty paper coding) nhờ giao thoa liên người dùng được loại trừ ở bên phát [2]. Trong kỹ thuật DPC, phương pháp phân bổ công suất để đạt được dung lượng tối ưu được đề xuất trong các nghiên cứu [3-4]. Tuy nhiên, vì độ phức tạp tính toán cao của DPC khi áp dụng vào kênh MIMO nên trong hầu hết các nghiên cứu này chỉ tập trung xét kênh BC chỉ với 1 user hoặc trên các kênh MISO (Multiple input and single output).

Gần đây, các phương pháp tiền mã hóa tuyến tính để giảm độ phức tạp tính toán cho DPC đã được đề xuất trong các bài báo [5], [6]. Trong các kỹ thuật tiền mã hóa tuyến tính cho kênh BC, hai phương pháp phổ biến được dùng là nghịch đảo kênh CI (Channel Inversion) còn được gọi là BD (block diagonalization) [10, 11] và thực hiện phân tích SVD (singular value decomposition) [12]. Khác với các nghiên cứu trước đây, bài báo này không chỉ tập trung thiết kế bộ tiền mã hóa trên cơ sở kỹ thuật SVD cho kênh truyền quảng bá MIMO đa người dùng mà còn tiến hành phân bổ công suất trên anten tại bên phát. Thêm vào đó, bộ cân bằng ở bên thu cũng được đề xuất để giảm nhiễu đồng kênh trong việc khôi phục tín hiệu.

Các phần tiếp theo của bài báo được tổ chức như sau.

Mô hình hệ thống được trình bày trong phần 2. Kỹ thuật tiền mã hóa trên cơ sở SVD, tối ưu hóa công suất và thiết kế bộ cân bằng được trình bày trong phần 3. Phần 4 là kết quả mô phỏng và bình luận. Cuối cùng, kết luận được trình bày ở phần 5.

Lưu ý: Trong bài báo có sử dụng một số ký hiệu toán học sau. $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{r \times c}$ biểu diễn ma trận \mathbf{X} là ma trận phức có kích thước r hàng c cột. $\|\mathbf{X}\|^2$ là phép tính Euclidean norm của \mathbf{X} . $\text{rank}(\mathbf{X})$ và $\text{trace}(\mathbf{X})$ lần lượt là hạng và tính trace của ma trận \mathbf{X} . $\text{blkdiag}(\mathbf{X}, \mathbf{Y})$ biểu diễn phép tạo ma trận đường chéo khối từ ma trận \mathbf{X} và \mathbf{Y} . $[\mathbf{X}]^+$ là ma trận giả đảo của \mathbf{X} và $(x)_+$ là phép lấy giá trị lớn nhất giữa x và 0.

2. Mô hình hệ thống

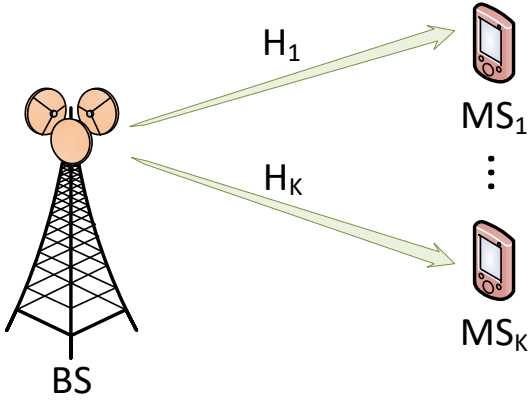
Xét kênh truyền thông tin quảng bá gồm 1 BS có N_B anten, K MS với MS thứ k trang bị N_k anten như mô hình trong hình 1. Giả sử kênh truyền từ BS đến KS là kênh fading phẳng và biến thiên chậm theo thời gian (frequency-flat block fading). Ngoài ra, để cho BS có thể chuyển được tín hiệu cho tất cả MS, hệ thống có điều kiện

$$\text{sau } N_N = \sum_{k=1}^K N_k \leq N_B.$$

Theo mô hình khảo sát, tín hiệu nhận được tại người dùng thứ k có thể được biểu diễn như sau

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \sum_{j=1}^{k-1} \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{s}_j + \sum_{j=k+1}^K \mathbf{H}_k^H \mathbf{W}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

trong đó, s_k là tín hiệu từ BS gửi cho MS thứ k $\mathbf{s} = [s_1^T, s_2^T, \dots, s_K^T]^T \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ là vector tín hiệu gửi tới K MS, $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \dots, \mathbf{W}_K]$ là ma trận tiền mã hóa tại trạm gốc, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_R \times N_k}$, $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \dots, \mathbf{H}_K^T]^T$ là ma trận đáp ứng kênh truyền từ BS đến K MS, $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times N_R}$ là ma trận kênh truyền từ BS đến MS thứ k và $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times N_R}$ là vector nhiễu trắng cộng có phân bố Gaussian AWGN (additive white Gaussian noise) tại MS thứ k có kỳ vọng bằng 0 và phương sai bằng σ_k^2 .



Hình 1. Mô hình hệ thống

Trong công thức (1), thành phần thứ nhất của vế phải là tín hiệu mong muốn nhận được tại MS thứ k , thành phần thứ hai và thứ ba là giao thoa liên người dùng IUI (inter-user interference) và thành phần cuối cùng là nhiễu nhiệt. Tỷ số công suất tín hiệu trên giao thoa cộng nhiễu SINR (signal-to-interference-plus-noise ratio) γ_k tại MS thứ k được xác định như sau

$$\gamma_k = \frac{\|\mathbf{H}_k \mathbf{w}_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \|\mathbf{H}_k \mathbf{w}_j\|^2 + \sigma_k^2} \quad (2)$$

Tổng dung lượng hệ thống được xác định như sau

$$R = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) \quad (3)$$

Thành phần giao thoa trong mẫu số của công thức (2) làm cho dung lượng của hệ thống bị giảm. Để giải quyết vấn đề này, có nhiều nghiên cứu đề xuất triệt giao thoa trước khi phát để tăng dung lượng cho kênh BC nhưng chủ

yếu tập trung vào hệ thống MISO hoặc kênh truyền chỉ có một người dùng (một thiết bị đầu cuối) [3-6], [7] và [8].

3. Thiết kế bộ tiền mã hoá tại trạm gốc và cân bằng tại user

3.1. Thiết kế bộ tiền mã hoá trên cơ sở SVD

Trở lại công thức (1), thành phần IUI có thể được loại bỏ với yêu cầu hệ thống phải thỏa mãn điều kiện ZF sau

$$\mathbf{h}_k \mathbf{w}_j = 0, \quad j \neq k \quad (4)$$

Sau đó, tiến hành phân tích SVD cho ma trận \mathbf{H} như sau:

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{U}_k \begin{bmatrix} \Sigma_k^{1/2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ks}^H \\ \mathbf{V}_{kn}^H \end{bmatrix} = \mathbf{U}_k \Sigma_k^{1/2} \mathbf{V}_{ks}^H \quad (5)$$

với $\mathbf{U}_k \in \mathbb{C}^{N_k \times N_k}$ và $\mathbf{V}_{ks}^H \in \mathbb{C}^{\text{rank}(\mathbf{H}_k) \times N_B}$ là các ma trận unitary chứa các giá trị riêng của của $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$. $\mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^H = \mathbf{V}_{ks} \mathbf{V}_{ks}^H = \mathbf{I}$ và \mathbf{V}_{ks}^H chứa các giá trị riêng khác không của $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$. $\Sigma_k^{1/2} \in \mathbb{C}^{\text{rank}(\mathbf{H}_k) \times \text{rank}(\mathbf{H}_k)}$ là ma trận đường chéo chứa các giá trị riêng khác không của $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$.

Dựa vào tính trực giao của ma trận unitary và thay (5) vào (1), chúng ta có thể thu được

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k \Sigma_k^{1/2} \mathbf{V}_{ks}^H \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (6)$$

Gọi $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_K^T]^T$ là tín hiệu thu nhận được tại K MS, phương trình (6) có thể được viết lại như sau:

$$\mathbf{y} = \mathbf{U} \Sigma^{1/2} \mathbf{V}^H \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (7)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} \mathbf{U} &= \text{blkdiag}\{\mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_K\}, \\ \Sigma^{1/2} &= \text{blkdiag}\{\Sigma_1^{1/2}, \Sigma_2^{1/2}, \dots, \Sigma_K^{1/2}\}, \\ \mathbf{V} &= [\mathbf{V}_{1s}, \mathbf{V}_{2s}, \dots, \mathbf{V}_{Ks}], \\ \mathbf{n} &= [\mathbf{n}_1^T, \mathbf{n}_2^T, \dots, \mathbf{n}_K^T]^T, \end{aligned} \quad (8)$$

với $\text{blkdiag}\{\cdot\}$ là ma trận đường chéo khối được cấu thành từ các ma trận thành phần.

Để loại bỏ thành phần IUI, ma trận tiền mã hóa \mathbf{W} được chọn như sau

$$\mathbf{W} = [\mathbf{V}^H]^+ \mathbf{Q}^{1/2}$$

trong đó: \mathbf{Q} là ma trận đường chéo thực được xác định thông qua ràng buộc công suất, nghĩa là $\text{trace}(\mathbf{Q}) \leq P$, với P là công suất phát tối đa của trạm phát BS.

Thay (9) vào (7), ta được

$$\mathbf{y} = \mathbf{U} \Sigma^{1/2} \mathbf{Q}^{1/2} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (10)$$

Cụ thể, đối với thuê bao thứ k , tín hiệu nhận được sẽ là

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k \boldsymbol{\Sigma}_k^{1/2} \mathbf{Q}_k^{1/2} \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (11)$$

Tại mỗi thuê bao sẽ tiến hành quá trình nhân tín hiệu này với ma trận hậu mã hóa (postcoding) \mathbf{T}_k tương ứng để khôi phục tín hiệu từ bên phát.

Dung lượng kênh BC MIMO có thể được xác định như sau

$$R = \sum_{k=1}^K \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{Q}_k}{\sigma_k^2} \right|. \quad (12)$$

Trong phần tiếp theo, bài báo này sẽ tiến hành phân bổ công suất cho anten phát của BS để cực đại hóa dung lượng hệ thống.

3.2. Cực đại hóa dung lượng đường xuống của hệ thống MU MIMO

Bài toán tối ưu hóa dung lượng hệ thống được mô tả toán học như sau

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{Q}}{\text{maximize}} && \sum_{k=1}^K \log_2 \left| \mathbf{I} + \frac{\boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{Q}_k}{\sigma_k^2} \right| \\ & \text{subject to} && \sum_{k=1}^K \text{trace}(\mathbf{Q}_k) \leq P \\ & && \mathbf{Q}_k \geq 0, k = 1, \dots, K \end{aligned} \quad (13)$$

với P là công suất phát tối đa của BS.

Hàm Lagrangian của bài toán tối ưu lồi trên được xác định như sau

$$\begin{aligned} L(\mathbf{Q}_k, \boldsymbol{\Gamma}_k, \lambda) &= \sum_{k=1}^K \log_2 \left| \mathbf{I}_{N_k} + \frac{\boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{Q}_k}{\sigma_k^2} \right| \\ & - \mu \left(\sum_{k=1}^K \text{trace}\{\mathbf{Q}_k\} - P \right) \\ & + \text{trace}\{\mathbf{Q}_k \boldsymbol{\Gamma}_k\}, \\ & \mu \geq 0, \boldsymbol{\Gamma}_k \geq 0, k = 1, \dots, K, \end{aligned} \quad (14)$$

trong đó $\boldsymbol{\Gamma}_k$ là ma trận dương [9].

Bài toán này có thể được giải thông qua điều kiện KKT (Karush-Kuhn-Tucker) [9] như sau:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial L}{\partial \mathbf{Q}_k} = 0 \\ \text{trace}(\mathbf{Q}_k) \leq P \\ \boldsymbol{\Gamma}_k \geq 0 \\ \mu \geq 0 \end{array} \right. \quad (15)$$

Giải hệ phương trình (14), chúng ta thu được

$$\mathbf{Q}_k = (\mu \mathbf{I} + \boldsymbol{\Gamma}_k)^{-1} - \sigma_k^2 \boldsymbol{\Sigma}_k^{-1} \quad (16)$$

Giả sử $\boldsymbol{\Gamma}_k$ có thể thực hiện SVD $\boldsymbol{\Gamma}_k = \mathbf{F}_k \boldsymbol{\Psi}_k \mathbf{F}_k^H$, \mathbf{F}_k là ma trận unitary, $\boldsymbol{\Psi}_k = \text{diag}\{\psi_{k,1}, \psi_{k,2}, \dots, \psi_{k,N_k}\}$ là ma trận đường chéo chứa các thành phần giá trị riêng của

$\boldsymbol{\Gamma}_k \boldsymbol{\Gamma}_k^H$, ta có, $\sigma_k^2 \boldsymbol{\Sigma}_k^{-1} = \mathbf{F}_k \boldsymbol{\Lambda}_k \mathbf{F}_k^H$ với $\boldsymbol{\Lambda}_k = \text{diag}\{\lambda_{k,1}, \lambda_{k,2}, \dots, \lambda_{k,N_k}\}$, lúc này, nghiệm \mathbf{Q}_k được xác định như sau

$$\mathbf{Q}_k = \mathbf{F}_k \left[(\mu \mathbf{I} + \boldsymbol{\Psi}_k)^{-1} - \boldsymbol{\Lambda}_k \right] \mathbf{F}_k^H \quad (17)$$

Kết hợp với các điều kiện $\mathbf{Q}_k \geq 0, \mu \geq 0$, nghiệm tối ưu của bài toán tối ưu lồi được xác định như sau

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_k &= \mathbf{F}_k \text{diag} \left\{ \left(\frac{1}{\mu} - \lambda_{k,1} \right)_+, \left(\frac{1}{\mu} - \lambda_{k,2} \right)_+, \right. \\ & \left. \dots, \left(\frac{1}{\mu} - \lambda_{k,N_k} \right)_+ \right\} \mathbf{F}_k^H \end{aligned} \quad (18)$$

trong đó, $(x)_+ = \max(0, x)$, với yêu cầu

$$\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{N_k} \left(\frac{1}{\mu} - \lambda_{k,i} \right)_+ \leq P. \quad (19)$$

3.3. Thiết kế bộ cân bằng

Tại user thứ k , sau khi nhận được tín hiệu ở phương trình (11) sẽ tiến hành quá trình cân bằng (equalizing) bằng cách nhân tín hiệu này với ma trận \mathbf{T}_k

$$\mathbf{T}_k \mathbf{y}_k = \mathbf{T}_k \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s}_k + \mathbf{T}_k \mathbf{n}_k, \quad (20)$$

với $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{U}_k \boldsymbol{\Sigma}_k^{1/2} \mathbf{Q}_k^{1/2}$ là đáp ứng kênh truyền tương đương từ BS đến user thứ k . Bộ cân bằng theo tiêu chí MMSE (minimum mean square error) là nghiệm của bài toán tối ưu sau:

$$\underset{\mathbf{w}_k}{\text{minimize}} \quad E \left\{ \left\| \mathbf{T}_k \mathbf{y}_k - \mathbf{s}_k \right\|^2 \right\}. \quad (21)$$

Thay (21) vào (22), ta được

$$\underset{\mathbf{w}_k}{\text{minimize}} \quad E \left\{ \left\| (\mathbf{T}_k \mathbf{H}_{\text{eff}} - \mathbf{I}) \mathbf{s}_k + \mathbf{T}_k \mathbf{n}_k \right\|^2 \right\}. \quad (22)$$

Hàm Lagrangian của bài toán tối ưu lồi được xác định như sau

$$\begin{aligned} J_k &= \text{tr} \left(\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{T}_k^H \mathbf{T}_k \mathbf{H}_{\text{eff}} \right) - \text{tr} \left(\mathbf{T}_k \mathbf{H}_{\text{eff}} \right) \\ & - \text{tr} \left(\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{T}_k^H \right) + \text{tr}(\mathbf{I}) + \sigma_k^2 \text{tr} \left(\mathbf{T}_k^H \mathbf{T}_k \right) \end{aligned} \quad (23)$$

Đạo hàm J_k theo \mathbf{T}_k rồi cho bằng 0, chúng ta thu được

$$\mathbf{T}_k \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{H}_{\text{eff}}^H - \mathbf{H}_{\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \mathbf{T}_k^H = 0. \quad (24)$$

Nghiệm của (22) là:

$$\mathbf{T}_{k, \text{MMSE}} = \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \left(\mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{H}_{\text{eff}}^H + \sigma_k^2 \mathbf{I} \right)^{-1}. \quad (25)$$

Một cách thực hiện bộ cân bằng khác là theo tiêu chí ZF như sau

$$\underset{\mathbf{w}_k}{\text{minimize}} \quad E \left\{ \left\| \mathbf{T}_k \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s}_k - \mathbf{s}_k \right\|^2 \right\} \quad (26)$$

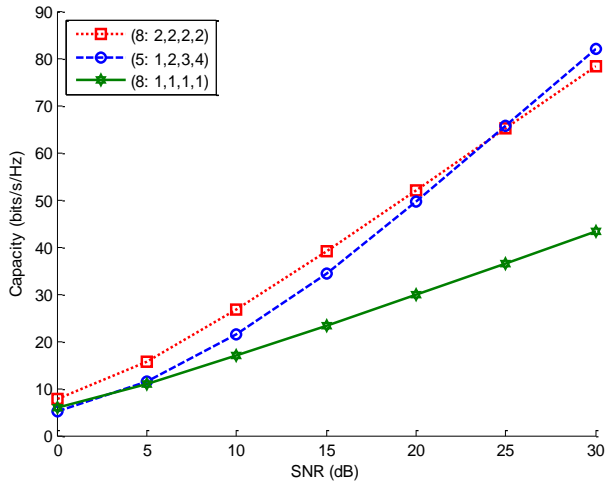
Giải theo cách tương tự như trên, chúng ta thu được

nghiên như sau

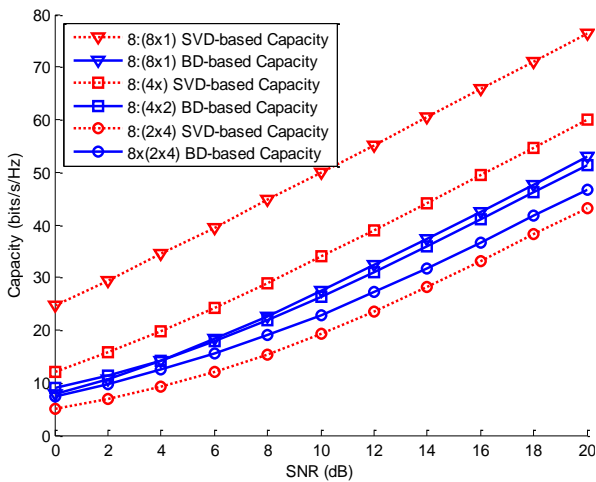
$$\mathbf{T}_{kZF} = \mathbf{H}_{eff}^H (\mathbf{H}_{eff} \mathbf{H}_{eff}^H)^{-1} \quad (27)$$

4. Kết quả mô phỏng

Trong phần này, bài báo tiến hành mô phỏng để đánh giá phương pháp tiền mã hoá và tối ưu hoá dung lượng mạng trong phần 2 và 3. Quá trình mô phỏng được thực hiện qua 1000 lần thử và kết quả nhận được bằng cách lấy giá trị trung bình của các lần thử. Trong khi thực hiện, công suất phát tối đa của BS được chuẩn hoá P=1, số anten phát của BS N_B, số anten của thiết bị đầu cuối thứ k là N_k.



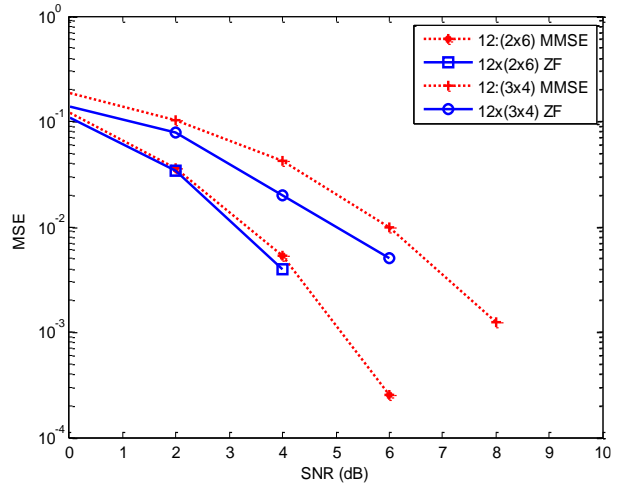
Hình 2. So sánh dung lượng của các hệ thống khác nhau theo SNR tại các MS.



Hình 3. Dung lượng của các hệ thống khác nhau theo SNR so với phương pháp BD [10].

Hình 2 biểu diễn dung lượng của các hệ thống khác nhau như một hàm của SNR của các MS (giả sử các MS có cùng SNR). Trong hình này, các cấu hình anten của các MS là khác nhau và sử dụng ký hiệu cấu hình anten của hệ thống như sau (N_B: N₁, N₂, ..., N_K). Từ hình vẽ này, chúng ta thấy đối với các hệ thống có số anten càng lớn thì dung lượng càng cao. Hình vẽ này còn cho thấy với kỹ thuật tiền mã hoá, không những có thể áp dụng cho các MS có nhiều anten mà có thể cho các trường hợp các MS khác nhau có số anten khác nhau như trong trường

hợp (5: 1,2,3,4).



Hình 4. So sánh bộ cân bằng theo tiêu chí MMSE và ZF.

Hình 3 so sánh phương pháp thiết kế bộ tiền mã hoá của bài báo này (SVD) với phương pháp BD [10, 11]. Trong hình, cấu hình anten của hệ thống được ký hiệu N_B: (KxN_k), các user có số anten bằng nhau: N₁= N₂= ... =N_K. Từ hình vẽ này, chúng ta thấy với các hệ thống có số anten của user thấp thì phương pháp tiền mã hoá dựa vào SVD cho dung lượng cao hơn BD nhưng khi số anten của user lớn thì kết quả ngược lại. Trong mạng di động hiện nay và tương lai gần, với yêu cầu thiết bị MS không quá phức tạp (số anten thường bé thường khoảng 1 hoặc 2 anten) nên phương pháp SVD là sự lựa chọn thích hợp. Tuy nhiên, nếu áp dụng trong một số trường hợp nhất định, khi thiết bị đầu cuối của người dùng được phép phức tạp hơn (relay, access point...) thì phương pháp tiền mã hoá trên cơ sở BD cần được xem xét.

Hình 4 so sánh MSE của hai phương pháp cân bằng MMSE và ZF. Trong hình này, rõ ràng phương pháp MMSE cho kết quả tốt hơn ZF bởi MMSE đã khử thêm thành phần nhiễu trắng ngoài thành phần giao thoa được khử như ZF như trong các công thức (25) và (27).

5. Kết luận

Bài báo đã nghiên cứu kỹ thuật tiền mã hoá ứng dụng phép phân tách giá trị riêng để loại bỏ thành phần giao thoa liên user trong hệ thống thông tin di động. Qua đó, nâng cao dung lượng hệ thống kênh quảng bá MIMO phục vụ cùng lúc nhiều MS. Vấn đề tối ưu hoá dung lượng cũng được giải quyết để làm sao đạt được dung lượng hệ thống lớn nhất nhưng vẫn đảm bảo công suất phát nhỏ hơn công suất tối đa cho phép của hệ thống. Ngoài ra, bộ cân bằng theo tiêu chí MMSE cũng được thiết kế để có thể nhận được tín hiệu với SINR lớn nhất tại thiết bị của người sử dụng. Trên cơ sở đó, ta có thể tiếp tục nghiên cứu cho đường lên áp dụng cho các hệ thống, các mạng truyền thông có sự trợ giúp của trạm chuyên tiếp.

Tài liệu tham khảo

[1] GJ Foschini, MJ Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antenna". Wireless

- Personal Communication Mag. 6(3):311–335. 1998.
- [2] H. Weingarten, Y. Steinberg, and S. Shamai, "The capacity region of the Gaussian multiple-input multiple-output broadcast channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 52, no. 9, pp. 3936–3964, Sep. 2006.
- [3] Jindal, Nihar, "Sum power iterative water-filling for multi-antenna Gaussian broadcast channels", *IEEE Transactions on Information Theory* 51.4 (2005): 1570-1580. no. 7, pp. 1691–1706, July 2003
- [4] Kobayashi, Mari, and Giuseppe Caire. "An iterative water-filling algorithm for maximum weighted sum-rate of Gaussian MIMO-BC." *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24.8 (2006): 1640-1646.
- [5] Lee, Juyul, and Nihar Jindal. "High SNR analysis for MIMO broadcast channels: Dirty paper coding versus linear precoding." *IEEE Transactions on Information Theory*, 53.12 (2007): pp: 4787-4792.
- [6] L.-N. Tran, M. Juntti, M. Bengtsson, and B. Ottersten, "Beamformer designs for zero-forcing dirty paper coding," in *Proc. 2011 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, pp. 1– 5.
- [7] Miao, Wei, et al. "On the achievable rate of ZF-DPC for MIMO broadcast channels with finite rate feedback." *Communications Workshops, 2009. ICC Workshops 2009. IEEE International Conference on. IEEE, 2009.*
- [8] Gaur, Sudhanshu, Joydeep Acharya, and Long Gao. "Enhancing ZF-DPC Performance with Receiver Processing." *IEEE Trans. Wire. Comm.*, 10.12 (2011): pp: 4052-4056.
- [9] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*. New York, N.Y., USA: Cambridge Univ. Press, 2004.
- [10] Spencer, Quentin H., A. Lee Swindlehurst, and Martin Haardt. "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels.", *IEEE Transactions on Signal Processing* 52.2 (2004): 461-471.
- [11] Kaviani, Saeed, and Witold A. Krzymien. "On the optimality of multiuser zero-forcing precoding in MIMO broadcast channels." *Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th. IEEE, 2009.*
- [12] Wei Liu, Lie-Liang Yang, Lajos Hanzo: SVD-Assisted Multiuser Transmitter and Multiuser Detector Design for MIMO Systems. *IEEE Transaction on Vehicular Technology* 58(2).

(BBT nhận bài: 07/02/2014, phản biện xong: 18/03/2014)