

KẾT HỢP KỸ THUẬT TIỀN MÃ HOÁ VÀ TRIỆT TỰ GIAO THOA ĐỂ TỐI ĐA HÓA TỐC ĐỘ TỔNG CỦA TRUYỀN THÔNG SONG CÔNG ĐA ANTEN

JOINT OF PRECODING AND SELF INTERFERENCE CANCELATION FOR MIMO FULL-DUPLEX SUM RATE MAXIMAZATION

Bùi Thị Minh Tú, Nguyễn Duy Nhật Viễn, Tăng Tấn Chiến

Trường Đại học Bách khoa, Đại học Đà Nẵng; btmtu@dut.udn.vn, ndnvien@dut.udn.vn, ttchien@ac.udn.vn

Tóm tắt - Gần đây, kỹ thuật truyền dẫn song công đã rất được quan tâm bởi tiềm năng tăng hiệu quả phổ gấp đôi của nó. Tuy nhiên, một trong những thách thức quan trọng nhất của truyền dẫn song công chính là phải triệt bỏ được tự giao thoa (SI) giữa các anten phát và thu cùng một thiết bị. Trong bài báo này, chúng tôi tập trung thiết kế các ma trận tiền mã hoá để tối đa hóa tốc độ tổng có xét đến ảnh hưởng của SI cho hệ thống truyền dẫn song công (full-duplex) đa anten MIMO (multipleinput/multipleoutput) điểm – điểm (point – to – point). Để loại bỏ thành phần SI, kỹ thuật ZF (zero-forcing) được áp dụng. Kết quả cho thấy rằng, SI đã được loại bỏ gần như hoàn toàn với điều kiện tổng số anten phát của hai node lớn hơn bằng số anten thu tại một node. Tỷ lệ lỗi bit BER (bit error rate) cũng được đánh giá trong kết quả mô phỏng. Ngoài ra, bài báo cũng đã xây dựng bài toán tối ưu trong điều kiện thực tế, đó là công suất phát tín hiệu trên các anten phát nhỏ hơn công suất phát tối đa của một node.

Từ khóa - zero-forcing; block-diagonal; pre-coding; MIMO; full-duplex; beam forming; water-filling.

1. Đặt vấn đề

Sự bùng nổ về nhu cầu dữ liệu khiến cho dung lượng là một trong những tính năng quan trọng nhất của các mạng truyền thông vô tuyến thế hệ sau. Các kỹ thuật tiên tiến trong các mạng vô tuyến tiên tiến cải thiện được dung lượng bằng cách tăng hiệu quả sử dụng phổ, giảm trễ. Kỹ thuật truyền dẫn vô tuyến phổ biến là bán song công (half-duplex); trong đó, tín hiệu phát và thu được phân bổ hai dải tần riêng biệt. Ưu điểm của phương pháp này là tín hiệu phát và thu không gây ra giao thoa lẫn nhau, tuy nhiên, hiệu quả sử dụng phổ thấp. Một dạng bán song công nữa cũng đã được áp dụng, đó là tín hiệu phát và thu được phân bổ trong hai khe thời gian khác nhau, điều này cũng tránh được giao thoa nhưng gây trễ [1].

Truyền dẫn song công được xem là một trong những kỹ thuật đem lại hiệu quả sử dụng gấp đôi so với bán song công. Trong kỹ thuật này, tín hiệu phát và thu được truyền cùng 1 dải tần trong cùng thời điểm. Tuy nhiên, kỹ thuật này tồn tại tín hiệu tự giao thoa SI (self-interference) từ anten phát quay về anten thu của chính thiết bị đó. Vì vậy, truyền dẫn song công phải tiến hành triệt tự giao thoa bằng nhiều hình thức ở nhiều lớp khác nhau [2], [3].

Kỹ thuật truyền dẫn đa anten MIMO (multipleinput/multipleoutput) đem lại hiệu quả phổ cao trong các hệ thống truyền thông vô tuyến [4]. Các công trình [5] - [7] tập trung nghiên cứu 2 vấn đề chính trong hệ thống truyền dẫn vô tuyến đa anten, đó là: tối đa hoá thông lượng và điều khiển công suất. Kỹ thuật tiền mã hoá zero-forcing là một trong các kỹ thuật cơ sở để giải quyết bài toán này [8]. Block-diagonal là kỹ thuật tiền mã

Abstract - Full-duplex (FD) wireless communication have attracted increasing attention recently due to the potential of doubling the spectrum efficiency. However, one of the most critical challenges of FD communication is to cancel the self-interference (SI) between transmitting and receiving antennas from one device. In this paper, we focus on the pre-coding design for sum rate maximization while considering the effects of residual SI for point - to - point multiple input/multiple output (MIMO) Full-Duplex systems. The zero-forcing (ZF) method is selected to cancel the SI. The results show that, the self-interference cancellation is done by matrix pre-coding at the transmitter if the total number of transmitting antennas of two nodes is greater than the number of receiving antennas of one node. The Bit Error Rate (BER) is also evaluated in the simulation. In addition, this paper presents optimal problem when the transmission power of all antennas is smaller than the maximum transmission power of a node.

Key words - zero-forcing; block-diagonal; pre-coding; MIMO; full-duplex; beam forming; water-filling.

hoá buộc các tín hiệu giao thoa ngoài đường chéo của ma trận bằng 0 để loại bỏ các thành phần này.

Các công trình [9] – [12] nghiên cứu về kỹ thuật tiền mã hoá cho hệ thống truyền dẫn song công sử dụng bộ chuyển tiếp tập trung vào việc triệt tín hiệu tự giao thoa. Không như những công trình trên, bài báo này tập trung nghiên cứu hệ thống truyền dẫn song công điểm – điểm, thiết kế các ma trận tiền/hậu mã hoá để tối đa hoá dung lượng hệ thống.

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, $\|\mathbf{X}\|$ là phép tính định thức của ma trận $\mathbf{X}$, $\text{rank}(\mathbf{X})$ và $\text{trace}(\mathbf{X})$ lần lượt là hạng, 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 $\mathbf{Y}$, $\mathbf{X}^H$ là phép hermitian của ma trận $\mathbf{X}$.

2. Mô hình hệ thống

Xét hệ thống truyền thông vô tuyến song công như mô tả trong Hình 1, với n_T và n_R lần lượt là số anten phát và thu của mỗi node.

Tín hiệu thu tại node 1 và node 2 được biểu diễn lần lượt như sau:

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{G}_2 \mathbf{V}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{z}_1, \quad (1)$$

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{V}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{G}_1 \mathbf{V}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{z}_2. \quad (2)$$

Với $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathbb{C}^{n_T \times 1}$ lần lượt là các vector tín hiệu phát từ node 1 và node 2; $\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2 \in \mathbb{C}^{n_T \times n_T}$ lần lượt là các ma trận tiền mã hoá tại node 1 và node 2; $\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2 \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ là

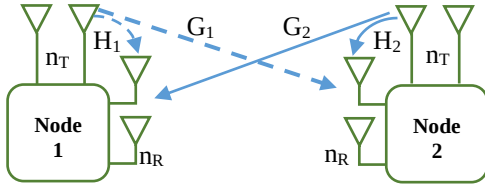
ma trận đáp ứng kênh từ node 1 đến node 2 và ngược lại; $\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2 \in \mathbb{C}^{n_R \times n_T}$ là các ma trận đáp ứng kênh tự giao thoa tại node 1 và node 2; $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2 \in \mathbb{C}^{n_R \times 1}$ lần lượt là vector nhiễu trắng cộng thu tại node 1 và node 2 có kỳ vọng bằng 0 và phương sai lần lượt là $\sigma_1^2 \mathbf{I}_R, \sigma_2^2 \mathbf{I}_R$.

Trong các công thức (1) và (2), thành phần đầu tiên bên vế phải là tín hiệu tự giao thoa, thành phần thứ hai bên vế phải là tín hiệu mong muốn. Kỹ thuật tiên/hậu mã hoá được áp dụng để loại bỏ thành phần thứ nhất này.

Tại các node, tín hiệu mong muốn được tiến hành khôi phục bằng cách nhân với ma trận hậu mã hoá như sau:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{T}_1 \mathbf{r}_1 = \mathbf{T}_1 (\mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{G}_2 \mathbf{V}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{z}_1), \quad (3)$$

$$\mathbf{y}_2 = \mathbf{T}_2 \mathbf{r}_2 = \mathbf{T}_2 (\mathbf{H}_2 \mathbf{V}_2 \mathbf{x}_2 + \mathbf{G}_1 \mathbf{V}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{z}_2). \quad (4)$$



Hình 1. Mô hình hệ thống truyền dẫn song công

3. Thiết kế các ma trận tiên/hậu mã hoá

3.1. Thiết kế ma trận tiên mã hoá

Các ma trận tiên mã hoá phải được thiết kế sao cho triệt được tín hiệu tự giao thoa, đồng thời, phải đảm bảo ràng buộc công suất phát tại mỗi node. Ở đây, ta tập trung xử lý tại node 1, các bước xử lý ở node 2 được tiến hành một cách tương tự.

Phương trình (1) được viết lại đơn giản như sau:

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H} \mathbf{V} \mathbf{s} + \mathbf{n}_A, \quad (5)$$

với $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1, \mathbf{G}_2]$, $\mathbf{V} = \text{blkdiag}(\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2)$, $\mathbf{s} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T]^T$, blkdiag là phép ghép các ma trận thành phần thành ma trận đường chéo khối.

Tín hiệu tự giao thoa có thể loại bỏ bằng cách đặt:

$$\mathbf{V} = \mathbf{W} \mathbf{P}, \quad (6)$$

trong đó, $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2]$, $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2 \in \mathbb{C}^{n_T \times n_T}$, $\mathbf{P} = \text{diag}(\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2)$, $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2 \in \mathbb{C}^{n_T \times n_T}$ là ma trận phân bổ công suất được chọn sao cho ràng buộc công suất phải được thoả mãn, nghĩa là:

$$\text{trace}(\mathbf{P}_i \mathbf{P}_i^H) \leq P, i=1,2, \quad (7)$$

với P là công suất phát tối đa của mỗi node. Trong bài báo này, $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2$ được thiết kế để tối đa dung lượng hệ thống trong khi ràng buộc (7) vẫn được thoả mãn.

Các ma trận tiên mã hoá $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2$ được thiết kế sao cho tín hiệu tự giao thoa được triệt tiêu, nghĩa là:

$$\mathbf{H}_1 \mathbf{V}_1 = 0 \text{ và } \mathbf{H}_2 \mathbf{V}_2 = 0. \quad (8)$$

Để thoả mãn phương trình (8), ta tiến hành phân tích giá trị riêng SVD (singular value decomposition) các ma trận đáp ứng kênh:

$$\mathbf{H}_1 = \widetilde{\mathbf{U}}_1 \widetilde{\Sigma}_1 [\widetilde{\mathbf{V}}_1^{(1)} \widetilde{\mathbf{V}}_1^{(0)}]^H, \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_2 = \widetilde{\mathbf{U}}_2 \widetilde{\Sigma}_2 [\widetilde{\mathbf{V}}_2^{(1)} \widetilde{\mathbf{V}}_2^{(0)}]^H. \quad (10)$$

trong đó, $\widetilde{\mathbf{V}}_1^{(1)}, \widetilde{\mathbf{V}}_2^{(1)}$ gồm $\widetilde{L}_1 = \text{rank}(\mathbf{H}_1)$, $\widetilde{L}_2 = \text{rank}(\mathbf{H}_2)$ vector giá trị riêng bên phải đầu tiên, $\widetilde{\mathbf{V}}_1^{(0)}, \widetilde{\mathbf{V}}_2^{(0)}$ gồm $n_T - \widetilde{L}_1$ và $n_T - \widetilde{L}_2$ vector bên phải cuối cùng của $\mathbf{H}_1$ và $\mathbf{H}_2$. Như vậy, $\widetilde{\mathbf{V}}_1^{(0)}, \widetilde{\mathbf{V}}_2^{(0)}$ có dạng cơ sở trực giao cho không gian không của $\mathbf{H}_1$ và $\mathbf{H}_2$ và các cột của chúng là các ứng viên cho ma trận tiên mã hoá.

Đặt:

$$\mathbf{G}'_1 = \mathbf{G}_1 \widetilde{\mathbf{V}}_1^{(0)} = \mathbf{U}_1 \Sigma_1 [\mathbf{V}_1^{(1)} \mathbf{V}_1^{(0)}]^H, \quad (11)$$

$$\mathbf{G}'_2 = \mathbf{G}_2 \widetilde{\mathbf{V}}_2^{(0)} = \mathbf{U}_2 \Sigma_2 [\mathbf{V}_2^{(1)} \mathbf{V}_2^{(0)}]^H. \quad (12)$$

Ma trận tiên mã hoá có dạng:

$$\mathbf{W}_1 = \widetilde{\mathbf{V}}_1^{(0)} \mathbf{V}_1^{(0)} \mathbf{P}_1, \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_2 = \widetilde{\mathbf{V}}_2^{(0)} \mathbf{V}_2^{(0)} \mathbf{P}_2 \quad (14)$$

3.2. Thiết kế ma trận hậu mã hoá

Ma trận hậu mã hoá được thiết kế để loại bỏ giao thoa đa truy cập MAI (multiple access interference). Các ma trận này được thiết kế như sau:

$$\mathbf{T}_1 = (\mathbf{G}_2 \mathbf{V}_2)^H (\mathbf{G}_2 \mathbf{V}_2 (\mathbf{G}_2 \mathbf{V}_2)^H)^{-1}, \quad (15)$$

$$\mathbf{T}_2 = (\mathbf{G}_1 \mathbf{V}_1)^H (\mathbf{G}_1 \mathbf{V}_1 (\mathbf{G}_1 \mathbf{V}_1)^H)^{-1}. \quad (16)$$

3.3. Tốc độ tín hiệu

Khi tín hiệu tự giao thoa được loại bỏ nhờ ma trận tiên mã hoá, tốc độ tổng tín hiệu thu tại node 1 và 2 được xác định như sau:

$$R = \sum_{i=1}^2 \log_2 \left\| \mathbf{I} + \frac{\mathbf{G}_i \mathbf{W}_i \mathbf{P}_i \mathbf{P}_i^H \mathbf{W}_i^H \mathbf{H}_i^H}{\sigma_j^2} \right\|, \quad (17)$$

$j = (i \bmod 2) + 1.$

Bài toán tối đa hoá dung lượng hệ thống được phát biểu như sau:

$$\text{Tối đa hoá: } R, \quad (18)$$

$$\text{Sao cho: } \text{trace}(\mathbf{P}_i \mathbf{P}_i^H) \leq P. \quad (19)$$

Để giải bài toán này, áp dụng kỹ thuật water-filling như trong [13], ta tìm được $\mathbf{P}_i$ tối ưu.

3.4. Thuật toán thiết kế các ma trận tiên/hậu mã hoá

Thuật toán thiết kế các ma trận tiên/hậu mã hoá được trình bày trong **Thuật toán 1**.

Thuật toán 1. Thuật toán thiết kế các ma trận tiên / hậu mã hoá trong hệ thống truyền dẫn song công

Đầu vào:

Số anten phát n_T , số anten thu n_R , công suất phát tối đa P , tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR.

Đầu ra:

Ma trận tiên, hậu mã hoá: $\mathbf{V}_i, \mathbf{T}_i, i=1,2$.

Ràng buộc:

Công suất phát của tín hiệu nhỏ hơn bằng P .

Các bước tiến hành:

Bước 1: Khởi tạo

- Khởi tạo ngẫu nhiên các ma trận đáp ứng kênh $\mathbf{H}_i, \mathbf{G}_i$,

- Phân bổ công suất đều $[P_i]_{k,k} = \frac{P}{n_T}$.

Bước 2: Tiến hành SVD theo các công thức (9), (10), (11) và (12).

Bước 3: Tính ma trận tiền mã hoá theo công thức (13) và (14) với các ma trận P_i được xác định bằng thuật toán water-filling.

Bước 4: Tính ma trận hậu mã hoá theo công thức (15) và (16).

4. Kết quả và thảo luận

Trong phần này, chúng tôi tiến hành mô phỏng để đánh giá phương pháp tiền mã hoá và phân bổ công suất đề xuất trong phần 3. Quá trình mô phỏng được thực hiện qua 10000 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 mỗi node được chuẩn hoá $P=1$, số Anten phát và thu N_T, N_R của các node được xét trong các trường hợp khác nhau. Các kiểu điều chế bao gồm BPSK, QPSK, 16-QAM và 64-QAM. Đáp ứng kênh truyền giữa các node và giữa Anten phát và thu của chính node đó được giả định là block-fading.

Bảng 1. Đáp ứng kênh truyền tự giao thoa của node 1 (H_1)

0,6926 + 0,6930i	-0,3878 - 0,3097i	-0,9763 - 0,6171i	1,3336 + 0,1751i
-0,1878 - 0,8427i	-0,0681 + 0,9662i	-0,5150 + 0,0632i	-2,0799 + 0,2878i

Bảng 2. Ma trận tiền mã hoá tại node 1 (V_1)

0,2520 + 0,4062i	0,6762 + 0,2474i
0,2885 + 0,7854i	-0,2597 - 0,1601i
-0,1786 + 0,0457i	0,4873 - 0,0212i
-0,1797 - 0,0721i	0,0552 - 0,3841i

Bảng 3. Tiền mã hoá tại node 1 (H_1V_1)

(0,0243 + 0,0971i)10 ⁻¹⁵	(0,2776 + 0,3088i)10 ⁻¹⁵
(0,0555 + 0,2637i)10 ⁻¹⁵	(-0,2776 + 0,0173i)10 ⁻¹⁵

Bảng 4. Đáp ứng kênh truyền tự giao thoa của node 2 (H_2)

0,4583-1,2513i	0,5738+0,3501i	-0,9122-0,2799i	0,4614-0,2632i
-0,1163+0,3108i	0,2887+0,4841i	0,6814+0,0347i	-0,2905+0,1817i

Bảng 5. Ma trận tiền mã hoá tại node 2 (V_2)

-0,2634- 0,4331i	-0,1251 - 0,4269i
0,1304 - 0,2556i	0,1419 - 0,2825i
-0,0771+0,0037i	-0,7032+ 0,0380i
0,7435+0,3193i	-0,3841 - 0,2422i

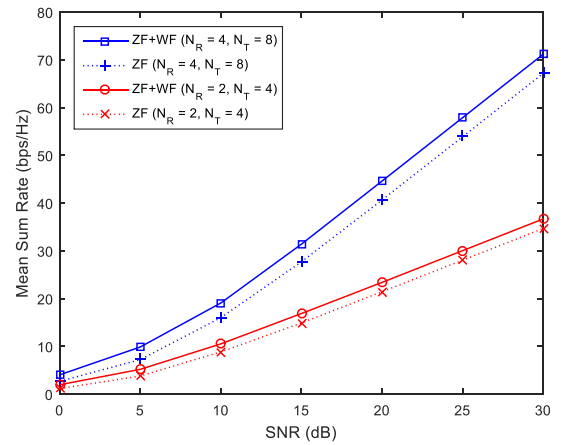
Các **Bảng 1-6** là các ma trận trong hệ thống truyền dẫn song công điểm-điểm với cấu hình Anten ($N_R = 2, N_T = 4$). Các ma trận đáp ứng kênh truyền được tạo ngẫu nhiên trong các vòng lặp, từ các ma trận tìm các tiền mã hoá theo công thức (13) và (14), sau đó kiểm tra xem ràng buộc (8) có thỏa mãn hay không. Bảng 1, 2 và 3 biểu diễn các ma trận tại node 1 gồm: đáp ứng kênh H_1 , tiền mã hoá V_1 và tích H_1V_1 . Tương tự, các Bảng 4, 5 và 6 biểu diễn các ma trận tại node 2 gồm: đáp ứng kênh H_2 , tiền mã hoá V_2 và tích H_2V_2 . Từ Bảng 3 và 6, ta thấy rằng tín hiệu tự giao thoa gần như được triệt tiêu hoàn toàn.

Bảng 6. Tiền mã hoá tại node 2 (H_2V_2)

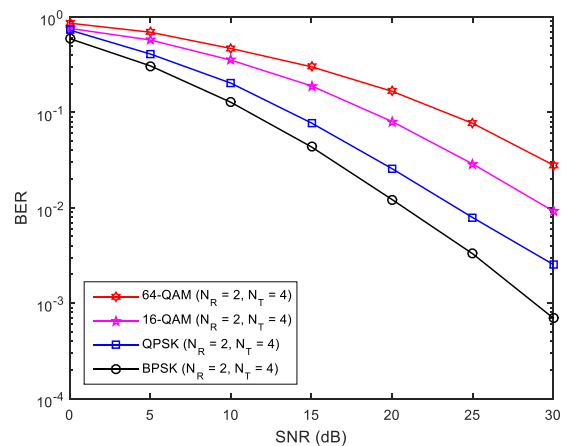
(-0,1665 + 0,0000i)10 ⁻¹⁵	(-0,0555 + 0,1665i)10 ⁻¹⁵
(-0,0278 - 0,0278i)10 ⁻¹⁵	(-0,0555 + 0,0000i)10 ⁻¹⁵

Hình 2 biểu diễn tốc độ tổng trung bình của hai hệ thống với cấu hình Anten lần lượt là ($N_R = 4, N_T = 8$) và ($N_R = 2, N_T = 4$) với kỹ thuật tiền mã hoá có phân bổ công suất dùng water-filling (ZF+WF) và phân bổ công suất đều (ZF). Theo quan sát trên hình, ta thấy: a) Cấu hình Anten càng cao, tốc độ tín hiệu càng lớn, việc tăng số lượng Anten phát hoặc thu sẽ làm tăng độ lợi ghép kênh (multiplexing gains) và làm cho tổng dung lượng của hệ thống tăng; b) Kỹ thuật phân bổ công suất cải thiện đáng kể tốc độ tín hiệu.

Hình 3 biểu diễn tỷ lệ bit lỗi BER theo SNR với các kiểu điều chế lần lượt là BPSK, QPSK, 16-QAM và 64-QAM. Ta thấy rằng, BPSK cho kết quả tốt nhất và 64-QAM cho kết quả xấu nhất. Chòm sao càng nhiều điểm càng dễ bị ảnh hưởng bởi nhiễu và giao thoa.



Hình 2. Tốc độ tổng trung bình theo SNR



Hình 3. Tỷ lệ lỗi bit BER theo SNR

5. Kết luận

Bài báo đã nghiên cứu kỹ thuật tiền mã hoá, kết hợp với phân bổ công suất trong hệ thống truyền dẫn song công đa Anten. Từ các kết quả nhận được, ta thấy rằng kỹ thuật tiền mã hoá đã loại bỏ được tín hiệu tự giao thoa

trong hệ thống truyền dẫn song công; ngoài ra, kết quả mô phỏng còn cho thấy rằng việc kết hợp kỹ thuật tiền mã hoá với phân bổ công suất đã cải thiện tốc độ của hệ thống một cách đáng kể so với phân bổ công suất đều.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] D. Kim, H. Lee and D. Hong, "A Survey of In-Band Full-Duplex Transmission: From the Perspective of PHY and MAC Layers", *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, Vol. 17, No. 4, Nov. 2015, pp. 2017 – 2046.
- [2] A. Masmoudi, Tho Le-Ngoc, "Residual self-interference after cancellation in full-duplex systems", in *Proc. IEEE International Conference*, Jun. 2014, pp. 4680-4685.
- [3] M. Duarte, A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results", in *Proc. ASIOMAR Signals, Syst., Comput.*, Nov. 2010, pp. 1558–1562.
- [4] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communications*, March 1998, pp. 311–335.
- [5] *IEEE VTC Fall Conf.*, Vol. 1, Boston, MA, Sept. 24–28, 2000, pp. 87–91.
- [6] R. S. Blum, "MIMO capacity with interference", in *Proc. Conf. Inform. Sci. Syst.*, Mar. 2002.
- [7] B. G. Agee, "Exploitation of internode MIMO channel diversity in spatially distributed multipoint communication networks", in *Proc. Asilomar Conf.*, Nov. 2001.
- [8] 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, pp: 461-471.
- [9] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Mitigation of loopback selfinterference in full-duplex MIMO relays", *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 59, no. 12, Dec. 2011, pp. 5983–5993.
- [10] B. Chun and H. Park, "A spatial-domain joint-nulling method of selfinterference in full-duplex relays", *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 16, no. 4, Apr. 2012, pp. 436–438.
- [11] H. Ju, E. Oh, and D. Hong, "Improving efficiency of resource usage in two-hop full duplex relay systems based on resource sharing and interference cancellation", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 8, no. 8, Aug. 2009, pp. 3933–3938.
- [12] B. Day, A. Margetts, D. Bliss, and P. Schniter, "Full-duplex MIMO relaying: achievable rates under limited dynamic range", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 30, no. 8, Sep. 2012, pp. 1541–1553.
- [13] G. G. Raleigh and J. M. Cioffi, "Spatio-temporal coding for wireless communication", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 46, Mar. 1998, pp. 357–366.

(BBT nhận bài: 20/03/2017, hoàn tất thủ tục phản biện: 24/03/2017)