

논문 2024-61-2-3

대규모 다중 입력 다중 출력 시스템의 훈련 오버헤드 감소를 위한 중계 기술

(Relaying Techniques for Training Overhead Reduction in Massive Multiple-input Multiple-output Systems)

임 승 찬*, 정 진 곤**

(Seung-Chan Lim and Jingon Joung[Ⓢ])

요 약

대규모 다중 입력 다중 출력(multiple-input multiple-output, MIMO) 시스템에서는 방대한 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 획득하기 위한 훈련 오버헤드로 인해 시스템의 성능이 제한될 수 있다. 본 논문에서는 대규모 MIMO 시스템에서 발생하는 높은 훈련 오버헤드를 줄이기 위해 소스 노드(source node, SN)와 목적지 노드(destination node, DN) 사이에 두 안테나를 가지는 중계 노드(relay node, RN)를 배치하는 중계 기술을 제안한다. 훈련 단계에서는 두 안테나를 가진 RN이 직교 파일럿 신호를 단지 2회만 송신하여 SN과 DN에서 CSI를 획득할 수 있도록 한다. 정보 전송 단계의 첫째 홉 통신에는 송신 측 CSI를 활용한 시공간 선 부호 또는 최대 비율 전송을 적용하고, 둘째 홉 통신에 수신 측 CSI를 활용한 시공간 블록 부호 또는 최대 비율 결합을 적용함으로써 이들을 조합한 총 4개의 협력 통신 기법을 설계한다. 제안한 중계 기법은 훈련 단계에서 SN과 DN 안테나 수와 무관하게 파일럿 송신이 2회만 필요하므로, 대규모 MIMO 시스템의 훈련 오버헤드를 크게 줄일 수 있다. 모의실험을 통해 제안된 중계 기술이 효과적인 훈련 오버헤드 감소 효과로 인해 우수한 성능을 달성함을 검증한다.

Abstract

In large-scale multiple-input multiple-output (MIMO) systems, the performance can be limited by the training overhead required to obtain extensive channel state information (CSI). To overcome this issue, in this study, a relaying strategy is proposed to reduce the high training overhead in massive MIMO systems by deploying a relay node (RN) with two antennas between the source node (SN) and the destination node (DN). During the training subphase, a two-antenna RN transmits two orthogonal pilot signals, enabling both SN and DN to acquire CSI. In the first-hop data transmission subphase, either space-time line coding or maximum ratio transmission is applied using the CSI at the transmitter (i.e., SN). For the second-hop data transmission (relaying) subphase, either space-time block coding or maximum ratio combining is employed based on the CSI at the receiver (i.e., DN). Combining two first- and two second-hop techniques yields four cooperative communication strategies. Because the training subphase consistently requires only two pilot transmissions regardless of the antenna numbers at the SN and DN, the proposed relaying techniques can substantially reduce the training overhead in large-scale MIMO systems that possibly have an enormous number of antennas. Simulation results verify the superior performance of the proposed relaying techniques owing to the effective reduction in training overhead.

Keywords : Channel estimation overhead, Multiple-input multiple-output, Relay, Space-time code

*정회원, 한경국립대학교 ICT로봇기계공학부(School of ICT, Robotics and Mechanical Engineering, Hankyong National University)

**정회원, 중앙대학교 전자전기공학부(School of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University)

Ⓢ Corresponding Author(E-mail : jgjoung@cau.ac.kr)

※ “본 논문은 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단의 지원(2021R1A4A2001316 & 2022R1A2C1003750)과 정보통신기획 평가원의 지원(2021-0-00874, 시공간 선 부호 기반 차세대 무선 접속 기술 개발; 2022-0-00635, 28GHz대역/특화망대역/NR-U 대역을 지원하는 5G 산업용 단말 기술 개발; IITP-2024-RS-2023-00259991, 대학ICT연구센터사업)을 받아 수행된 연구임.”

Received : December 8, 2023

Revised : December 15, 2023

Accepted : December 20, 2023

I. 서 론

다중 입력 다중 출력 (multiple-input multiple-output, MIMO) 기술은 무선 시스템의 에너지 효율성과 스펙트럼 효율성을 크게 향상할 수 있는 기술이다^[1, 2]. MIMO의 이점을 실제로 활용하기 위해서는 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 사전에 획득해야 한다. 이러한 실용적인 문제에 대응하기 위해, 혼련 신호 및 채널 추정 방법을 설계하고, 불완전한 CSI의 영향을 분석하는 데 큰 노력을 기울여 왔다. 그러나 대규모 안테나 시스템에서 채널 추정을 위해 소모되는 방대한 혼련 오버헤드는 시스템 성능에 제한을 발생시키기 때문에 여전히 해결해야 할 중요한 문제이다^[3-5].

본 논문에서는 대규모 MIMO 시스템의 혼련 오버헤드를 완화하는 방법으로, 중계 기술을 활용하는 것을 제안한다. 그간 대부분 연구에서 중계 노드(relay node, RN)의 역할은 소스 노드(source node, SN)로부터 수신한 신호를 목적지 노드(destination node, DN)로 재전송하는 데 집중되었다. 즉, 기존 연구에서는 경로 손실을 극복하여 통신 링크의 품질을 향상하는 중계 협력 전략을 활용하였다^[6-8]. 반면, 본 논문에서는 두 안테나를 가진 RN을 다중 안테나를 가진 SN과 DN 사이에 배치함으로써, SN과 DN에서 효율적으로 CSI를 획득하고 이를 데이터 송수신에 활용하는 방법을 연구한다.

송신기와 수신기에 각각 M 개 안테나가 있는 MIMO 시스템에서 시간 직교 파일럿 신호를 활용하여 서로의 CSI를 얻으려는 상황을 고려한다. 송신기와 수신기가 M 개 송수신 안테나 채널을 추정하기 위해, 각각 M 개 직교 파일럿 신호를 송신해야 하므로, 총 $2M$ 개 직교 시간 슬롯이 필요하다. 하지만, 시분할 복신(time-division duplex, TDD) 모드에서 동작하는 중계 시스템을 고려할 때, 두 안테나를 가진 RN이 두 직교 혼련 신호를 송신하면, SN과 DN이 CSI를 모두 추정할 수 있다^[9, 10]. 결과적으로, 두 안테나를 가진 RN을 활용함으로써, 직교 파일럿 전송 횟수를 $2M$ 에서 2로 현저히 줄일 수 있다.

위 혼련 절차를 적용하면, SN과 DN은 RN과 통신을 위한 CSI를 획득할 수 있지만, RN은 CSI를 활용할 수 없다. 이러한 CSI 가용성을 바탕으로 협력 통신 전략을 수립하기 위해, SN과 RN 사이 첫째 홉 통신과 RN과 DN 사이 둘째 홉 통신에 적합한 무선 송수신 기술을 설계해야 한다. 본 논문에서는 첫째 홉 통신에 시공간 선 부호(space-time line code, STLC)^[11-28] 또는 최

대 비율 전송(maximum ratio transmission, MRT)^[29] 기술을 적용한다. STLC와 MRT는 송신단(즉, SN)에 CSI가 필요하지만, 수신단(즉, RN)에는 완전한 CSI가 필요하지 않기 때문에 첫째 홉 통신에 적합한 기술이다. 또한, 둘째 홉 통신에는 시공간 블록 부호(space-time block code, STBC)^[30-33] 또는 최대 비율 결합(maximum ratio combining, MRC)^[34] 기술을 적용한다. STBC와 MRC는 송신단(즉, RN)에는 완전한 CSI가 필요하지 않지만, 수신단(즉, DN)에서는 CSI를 활용하도록 복호를 수행하기 때문에 둘째 홉 통신에 적합한 기술이다. 본 논문에서는 두 홉 각각에 적합한 두 송수신 기법을 조합하여 정보 전송 단계를 설계함으로써, 각 기술의 우수한 다이버시티 특성을 활용한 송수신 과정을 설계한다.

본 논문에서는 대규모 MIMO 시스템에 높은 혼련 오버헤드 문제를 해결하기 위한 중계 기술을 연구한다. 제안한 중계 기술의 혼련 단계에서는 두 안테나를 갖는 RN이 두 직교 파일럿을 송신함으로써, SN과 DN에서 CSI를 획득한다. 제안한 혼련 기법을 적용하면, SN과 DN의 안테나 수에 무관하게 파일럿 송신 횟수가 2회로 고정되기 때문에 효율적으로 CSI를 추정할 수 있다. 이러한 CSI 가용성에 적절한 정보 전송 단계를 설계하기 위하여 첫째 홉 통신에 STLC 또는 MRT를 적용하고, 둘째 홉 통신에 STBC 또는 MRC를 적용함으로써, 무선 송수신 기술의 조합에 따라 총 네 가지 정보 전송 단계를 설계한다. 제안한 정보 전송 단계에 대하여 수신 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)를 분석하고, 이를 활용하여 혼련 오버헤드를 반영한 유효 주파수 효율(effective spectral efficiency) 성능을 도출한다. 모의실험을 통해 제안한 중계 시스템이 혼련 오버헤드 감소에 따른 우수한 유효 주파수 효율 성능을 제공한다는 것을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 혼련 단계와 정보 전송 단계 세부 설계를 진행함으로써, 두 안테나를 갖는 중계 시스템을 제안한다. III 장에서는 제안한 중계 시스템의 수신 SNR을 유도하고, 유효 주파수 효율 성능을 제시한다. IV 장에서는 제안한 중계 시스템의 유효 주파수 효율 성능을 모의실험을 통해 수치적으로 분석한다. 끝으로 V 장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

표기법: 복소 스칼라 a 에 대해 a^* 와 $|a|$ 는 각각 a 의 켈레 복소수와 절댓값을 나타낸다. 복소 벡터 \mathbf{a} 에 대해 \mathbf{a}^T 와 \mathbf{a}^H 는 각각 \mathbf{a} 의 전치 연산과 에르미트 연산을 표

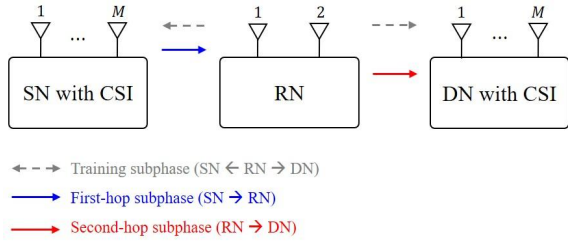


그림 1. 제안한 중계 시스템 모델
Fig. 1. Proposed system model.

현한다. 랜덤 변수 A 에 대하여 $E[A]$ 는 A 의 기댓값을 나타낸다.

II. 제안한 중계 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 제안하는 중계 시스템 모델을 보여준다. 본 논문에서는 SN이 독립인 두 정보 심볼 x_1 과 x_2 를 RN을 통해 DN으로 전송하는 중계 시스템을 고려한다. 이때, 정보 심볼의 평균 전력은 1로 정규화되었다고 가정한다. SN과 DN은 M 개 안테나를 갖고 있으며, RN은 두 안테나를 갖고 있다. 인덱스 $i \in \{1, 2\}$ 와 $m, n \in \{1, \dots, M\}$ 에 대하여, SN에 m 째 안테나와 RN에 i 째 안테나 사이 채널을 $h_{i,m}$ 으로 나타내고, RN에 i 째 안테나와 DN에 n 째 안테나 사이 채널은 $g_{n,i}$ 로 나타낸다. 모든 채널은 정보 심볼이 모두 전송되는 동안 변하지 않으며, 이후 랜덤하게 변경된다고 가정한다.

제안한 중계 시스템 훈련 단계에서는 SN과 DN의 CSI 추정을 위해 시간 직교 파일럿 신호 송신을 고려한다. RN이 두 직교 파일럿 신호를 송신하면, SN과 DN은 각각 $\{h_{i,m}\}$ 와 $\{g_{n,i}\}$ 를 추정하여 정보 전송 단계에서 활용할 수 있다. 채널 이득과 관련된 다섯 가지 변수를 다음과 같이 정의한다:

$$\gamma_h = \sum_{m=1}^M (|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) \quad (1)$$

$$\gamma_{g,n} = |g_{n,1}|^2 + |g_{n,2}|^2 \quad (2)$$

$$\gamma_g = \sum_{n=1}^M (|g_{n,1}|^2 + |g_{n,2}|^2) \quad (3)$$

$$\zeta_h = \sum_{m=1}^M |h_{1,m} + h_{2,m}|^2 \quad (4)$$

$$\eta_g = \sum_{n=1}^M |g_{n,1} + g_{n,2}|^{-2} \quad (5)$$

훈련 단계를 통해 채널 추정이 완료되면, SN은 CSI $\{h_{i,m}\}$ 를 사용한 STLC 또는 MRT 송신을 수행할 수 있고, DN은 CSI $\{g_{n,i}\}$ 를 활용한 STBC 복호 또는 MRC 수신을 수행할 수 있다. 따라서, 관련된 무선 송수신 기법의 조합에 의해, 다음과 같이 네 정보 전송 단계를 설계할 수 있다: 1) STLC-STBC, 2) MRT-STBC, 3) STLC-MRC, 4) MRT-MRC.

각각의 중계 기법에 대한 상세한 송수신 절차는 II.1-4절에서 다룬다.

1. STLC-STBC 중계 기술

가. 정보 전송 단계 1 (STLC 송신 및 선형 결합)

인덱스 $m \in \{1, \dots, M\}$ 과 $t \in \{1, 2\}$ 에 대하여 시간 t 에 m 째 안테나를 통해 전송하는 STLC 심볼을 $s_{t,m}$ 이라고 쓴다. SN은 두 정보 심볼 $\{x_1, x_2\}$ 와 CSI $\{h_{1,m}, h_{2,m}\}$ 을 활용하여 STLC 심볼을 부호화한다^[11]:

$$s_{1,m} = h_{1,m}^* x_1 + h_{2,m}^* x_2, \quad (6a)$$

$$s_{2,m} = h_{2,m}^* x_1 - h_{1,m}^* x_2. \quad (6b)$$

SN은 부호화한 심볼 $s_{1,m}$ 과 $s_{2,m}$ 을 전력 정규화 변수 $\alpha = \sqrt{\gamma_h}$ 를 써, 송신 전력이 1이 되도록 정규화 후, m 째 안테나를 통해 순차적으로 송신한다.

인덱스 $i \in \{1, 2\}$ 와 $t \in \{1, 2\}$ 에 대하여, RN i 째 안테나를 통해 시간 t 에 수신한 신호 $r_{i,t}$ 는 다음과 같이 모델링된다:

$$r_{i,t} = \alpha^{-1} \sum_{m=1}^M h_{i,m} s_{t,m} + v_{i,t}. \quad (7)$$

여기서 $v_{i,t}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 덧셈곱 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)이다.

인덱스 $i \in \{1, 2\}$ 과 $t \in \{1, 2\}$ 에 대하여, RN은 수신 신호 $r_{i,t}$ 를 선형 결합함으로써 다음과 같이 재전송 신호 r_1 과 r_2 를 생성한다^[11]:

$$r_1 = r_{1,1} + r_{2,2} = \alpha x_1 + v_{1,1} + v_{2,2}, \quad (8a)$$

$$r_2 = r_{2,1} - r_{1,2} = \alpha x_2 + v_{2,1} - v_{1,2}. \quad (8b)$$

나. 정보 전송 단계 2 (STBC 재전송 및 복호)

(8)에서 결합한 신호는 RN 전력 제어 변수 $\beta = 1/\sqrt{2\alpha^2 + 4\sigma^2}$ 을 써 정규화되고, $[\beta r_1, \beta r_2]$ 와

$[\beta r_2^*, -\beta r_1^*]$ 과 같이 STBC 부호화한 후 두 안테나를 통해 연속된 두 시간에 걸쳐 재전송된다. 재전송 후, DN이 수신한 신호는 인덱스 $n \in \{1, \dots, M\}$ 에 대해 다음과 같이 표현된다:

$$y_{1,n} = \beta(g_{n,1}r_1 + g_{n,2}r_2) + w_{1,n}, \quad (9a)$$

$$y_{2,n} = \beta(g_{n,1}r_2^* - g_{n,2}r_1^*) + w_{2,n}. \quad (9b)$$

여기서 $w_{t,n}$ 은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 DN n 째 안테나를 통해 시간 t 에 수신한 신호 $y_{t,n}$ 에 더해진 AWGN이다. DN은 사전에 추정된 CSI $g_{n,i}$ 를 활용하여 다음과 같이 STBC 복호를 수행한다^[31]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \begin{bmatrix} g_{n,1} & g_{n,2} \\ -g_{n,2}^* & g_{n,1}^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} y_{1,n} \\ y_{2,n} \end{bmatrix} \\ &= \frac{\alpha\beta\gamma_g}{M} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{\beta\gamma_g}{M} \begin{bmatrix} v_{1,1} + v_{2,2}^* \\ v_{2,1}^* - v_{1,2} \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \begin{bmatrix} g_{n,1}^*w_{1,n} - g_{n,2}w_{2,n}^* \\ g_{n,2}^*w_{1,n} + g_{n,1}w_{2,n}^* \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (10)$$

끝으로 DN은 (10)에서 얻은 $\{z_1, z_2\}$ 에 최대 우도(maximum likelihood, ML) 검출을 적용함으로써, SN이 송신한 정보 심볼 $\{x_1, x_2\}$ 를 복원한다.

2. MRT-STBC 중계 기술

가. 정보 전송 단계 1 (MRT 송신 및 EGC)

RN은 CSI가 없으므로 동일 이득 결합(equal gain combining, EGC)을 수행한다고 가정한다. 인덱스 $t \in \{1, 2\}$ 와 $m \in \{1, \dots, M\}$ 에 대하여, CSI $\{h_{1,m}, h_{2,m}\}$ 을 써 MRT를 적용하면, SN이 시간 t 에 m 째 안테나를 통해 송신하는 심볼 $s_{t,m}$ 은 다음과 같이 표현된다^[29]:

$$s_{t,m} = (h_{1,m}^* + h_{2,m}^*)x_t. \quad (11)$$

(11)은 송신 전력이 1이 되도록 변수 $\alpha = \sqrt{\epsilon_h}$ 를 써 정규화된 후 m 째 안테나를 통해 두 시간 동안 순차적으로 송신된다.

인덱스 $i \in \{1, 2\}$ 와 $t \in \{1, 2\}$ 에 대하여, RN에 i 째 안테나를 통해 시간 t 에 수신된 신호 $r_{i,t}$ 는 (7)과 동일한 형태로 표현된다. 인덱스 $t \in \{1, 2\}$ 에 대하여, RN은 수신한 신호에 EGC를 수행함으로써 다음과 같이 재전송 신호 r_t 를 생성한다:

$$r_t = r_{1,t} + r_{2,t} = \alpha x_t + v_{1,t} + v_{2,t}. \quad (12)$$

나. 정보 전송 단계 2 (STBC 재전송 및 복호)

(12)에서 결합한 재전송 신호는 RN 전력 제어 변수 β 를 써 정규화된 후, $[\beta r_1, \beta r_2]$ 와 $[\beta r_2^*, -\beta r_1^*]$ 과 같이 STBC 부호화되고, RN의 두 안테나를 통해 $t \in \{1, 2\}$ 에 걸쳐 순차적으로 재전송된다. DN의 n 째 안테나를 통해 수신한 신호는 (9)와 동일한 형태로 쓸 수 있으며, DN은 CSI $g_{n,i}$ 를 써 다음과 같이 STBC 복호를 수행한다^[31]:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} &= \frac{\alpha\beta\gamma_g}{M} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{\beta\gamma_g}{M} \begin{bmatrix} v_{1,1} + v_{2,2} \\ v_{1,2} + v_{2,1} \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \begin{bmatrix} g_{n,1}^*w_{1,n} - g_{n,2}w_{2,n}^* \\ g_{n,2}^*w_{1,n} + g_{n,1}w_{2,n}^* \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

복호된 신호 (13)에서 얻은 $\{z_1, z_2\}$ 에 ML 검출을 수행해, SN이 송신한 정보 심볼 $\{x_1, x_2\}$ 를 복원한다.

3. STLC-MRC 중계 기술

가. 정보 전송 단계 1 (STLC 송신 및 선형 결합)

STLC-MRC 중계 기술의 정보 전송 단계 1은 II장 1절에 기술한 단계와 동일하게 진행된다. 두 정보 심볼은 사전에 획득된 CSI를 활용하여 STLC 인코딩되고 송신 전력 정규화 후 송신된다. RN에서 수신한 신호는 (7)과 같다. RN에서는 선형 결합을 통해 재전송 신호를 (8)과 같이 생성한다^[11].

나. 정보 전송 단계 2 (재전송 및 MRC)

RN은 (8)과 같이 결합한 신호를 전력 제어 변수 β 를 써 정규화한 후, 순차적으로 두 안테나를 통해 재전송한다. 인덱스 $n \in \{1, \dots, M\}$ 과 $t \in \{1, 2\}$ 에 대해, DN이 시간 t 에 n 째 안테나를 통해 수신한 신호는 다음과 같다:

$$y_{t,n} = \beta(g_{n,1} + g_{n,2})r_t + w_{t,n}. \quad (14)$$

DN은 CSI $\{g_{n,i}\}$ 를 써, 다음과 같이 MRC^[34] 및 평균화를 수행한다:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \frac{g_{n,1}^* + g_{n,2}^*}{|g_{n,1} + g_{n,2}|^2} \begin{bmatrix} y_{1,n} \\ y_{2,n} \end{bmatrix} \\ &= \alpha\beta \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} v_{1,1} + v_{2,2}^* \\ v_{2,1}^* - v_{1,2} \end{bmatrix} \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \frac{1}{g_{n,1} + g_{n,2}} \begin{bmatrix} w_{1,n} \\ w_{2,n} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (15)$$

DN은 (15)에서 얻은 $\{z_1, z_2\}$ 에 ML 검출을 적용함으로써 SN이 송신한 정보 심볼 $\{x_1, x_2\}$ 를 복원한다.

4. MRT-MRC 중계 기술

가. 정보 전송 단계 1 (MRT 송신 및 EGC)

MRT-MRC 중계 기술의 정보 전송 단계 1은 II장 2절과 동일한 절차로 진행된다. SN은 사전에 추정된 CSI를 기반으로 MRT를 수행하고^[29], 송신 전력을 정규화한 후, RN 측으로 송신한다. 인덱스 $i \in \{1, 2\}$ 와 $t \in \{1, 2\}$ 에 대하여, RN의 i 제 안테나를 통해 시간 t 에 수신된 신호 $r_{i,t}$ 는 (7)과 같으며, RN은 EGC를 수행하여 (12)와 같은 재전송 신호를 생성한다.

나. 정보 전송 단계 2 (재전송 및 MRC)

EGC에 의해 결합한 신호는 송신 전력 제어 변수 β 로 정규화된 후, 두 안테나를 통해 순차적으로 재전송된다. 인덱스 $n \in \{1, \dots, M\}$ 과 $t \in \{1, 2\}$ 에 대해, DN에 n 제 안테나를 통해 시간 t 에 수신한 신호는 (14)와 동일한 형태로 나타난다. DN은 사전에 추정된 CSI $\{g_{n,i}\}$ 를 써, 다음과 같이 MRC^[34] 및 평균화를 수행한다:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} &= \alpha \beta \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \beta \begin{bmatrix} v_{1,1} + v_{2,1} \\ v_{1,2} + v_{2,2} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \frac{1}{g_{n,1} + g_{n,2}} \begin{bmatrix} w_{1,n} \\ w_{2,n} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (16)$$

마찬가지로 DN은 (16)에서 얻은 $\{z_1, z_2\}$ 에 ML 검출을 수행해, SN이 송신한 정보 심볼 $\{x_1, x_2\}$ 를 복원한다.

본 논문에서 설계한 중계 시스템은 설명의 간결성을 위하여 SN과 DN이 M 개 안테나를 갖고 RN에 두 안테나가 있음을 가정하였다. 하지만, SN과 DN의 안테나 수가 서로 다르다고 가정하더라도 제안한 중계 기술을 직접적으로 적용할 수 있다. 또한, STLC-STBC, MRT-STBC, STLC-MRC 중계 시스템에서 RN이 두 개 이상의 안테나를 갖는 경우^[11, 13]에서 제안한 STLC와 [35]에 설계된 STBC를 적용하여 중계 시스템을 설계할 수 있다.

III. 유효 주파수 효율 분석

본 장에서는 중계 시스템에서 제안한 네 정보 전송 방식에 대한 수신 신호 대 잡음비(signal-to-noise

ratio, SNR)를 분석하고, 이를 활용하여 유효 주파수 효율을 수학적으로 표현한다. 제안한 중계 시스템 동작 SNR을 $\rho = 1/\sigma^2$ 으로 정의할 때, STLC-STBC 중계 방식 수신 SNR은 (10)으로부터 다음과 같이 유도된다:

$$\xi = \frac{\alpha^2 \beta^2 \gamma_g^2}{2\beta^2 \gamma_g^2 \sigma^2 + \gamma_g \sigma^2} = \frac{\gamma_h \gamma_g \rho^2}{2(\gamma_h + \gamma_g)\rho + 4}. \quad (17)$$

(17)의 유도 과정과 유사하게, MRT-STBC 중계 방식 수신 SNR은 (13)으로부터 다음과 같이 계산된다:

$$\xi = \frac{\zeta_h \gamma_g \rho^2}{2(\zeta_h + \gamma_g)\rho + 4}. \quad (18)$$

(15)의 결과를 활용하면, STLC-MRC 중계 방식 수신 SNR은 다음과 같이 구해진다:

$$\xi = \frac{M^2 \alpha^2 \beta^2}{2M^2 \beta^2 \sigma^2 + \eta_g \sigma^2} = \frac{M^2 \gamma_h \rho^2}{2(M^2 + \gamma_h \eta_g)\rho + 4\eta_g}. \quad (19)$$

(19)의 유도 과정과 유사하게, MRT-MRC 중계 기술 수신 SNR은 (16)으로부터 다음과 같이 유도할 수 있다:

$$\xi = \frac{M^2 \zeta_h \rho^2}{2(M^2 + \zeta_h \eta_g)\rho + 4\eta_g}. \quad (20)$$

SN과 DN에서 CSI 추정을 위하여, RN은 두 직교 파일럿 신호를 송신하므로, 제안한 중계 시스템은 혼련 시간 두 슬롯이 필요하다. 또한, 짝수 N 에 대해, 길이가 N 인 정보 패킷을 전송한다면, 첫째와 둘째 홉 통신을 통해, 정보 전송 시간이 총 $2N$ 슬롯 필요함을 알 수 있다. 이 사실을 바탕으로, 제안한 중계 시스템 혼련 오버헤드를 다음과 같이 분석할 수 있다:

$$\Omega = \frac{2}{2+2N} = \frac{1}{1+N}. \quad (21)$$

혼련 오버헤드 (21)을 반영하여, 제안한 중계 시스템의 유효 주파수 효율을 다음과 같이 나타낼 수 있다:

$$R = (1 - \Omega) E[\log_2(1 + \xi)]. \quad (22)$$

여기서 ξ 는 (17)-(20)에서 분석한 수신 SNR을 나타낸다. 주어진 N 에 대해, 혼련 오버헤드 (21)은 SN과 DN이 갖는 안테나 수 M 과 무관하므로, 제안한 중계 시스템은 대규모 안테나를 운영하는데 따르는 막대한 혼련 오버헤드 증가가 없어, (22)에 보인 유효 주파수 효율 감소를 방지할 수 있다.

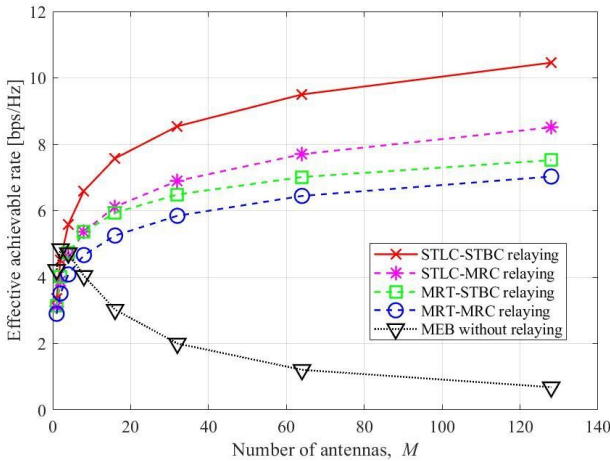


그림 2. 안테나 수에 대한 주파수 효율 성능 비교($N=20$, $\rho = 15$ dB)
Fig. 2. Comparison of effective achievable rates ($N=20$, $\rho = 15$ dB).

IV. 모의 실험

제안한 중계 시스템의 우수성을 검증하기 위해, 컴퓨터 모의실험을 통해 (22)에 보인 유효 주파수 효율 성능을 평가한다. 모의실험에서는 SN과 DN이 M 개 안테나를 갖고, RN이 2 개 안테나를 갖는 MIMO 중계 시스템을 고려한다. 또한, SN으로부터 DN으로 N 개 정보 심볼을 송신하는 상황을 고려하였다. 각 송수신 안테나 사이 무선 채널은 평균이 0이고, 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링함으로써, 정적 레일리 페이딩 채널을 고려하였다. 훈련 단계에서 RN이 두 직교 파일럿을 송신하면, SN과 DN은 오류 없이 정확한 CSI를 추정한다고 가정한다. 서로 다른 시스템의 공정한 비교를 위해, 고려한 시스템 송신 전력은 모두 1로 정규화하였으며, 모든 모의실험에서 동작 SNR ρ 는 15 dB로 설정하였다.

제안한 중계 시스템의 훈련 오버헤드 감소 효과를 검증하기 위해, 송신기와 수신기에 M 개 안테나가 있는 최대 고유값 빔형성(maximum eigenvalue beamforming, MEB) 기반 비중계 MIMO 시스템 성능을 비교하였다. MEB 기법은 단일 스트림을 전송하는 MIMO 시스템에서 최대 SNR을 달성하는 최적 기법으로 알려져 있다 [36]. MEB 기반 비중계 MIMO 시스템에서는 CSI 사전 추정을 위해 시간 슬롯 $2M$ 개가 필요하여, N 개 정보 심볼 송신에 소모되는 훈련 오버헤드는 다음과 같다:

$$\Omega = \frac{2M}{2M+N}. \quad (23)$$

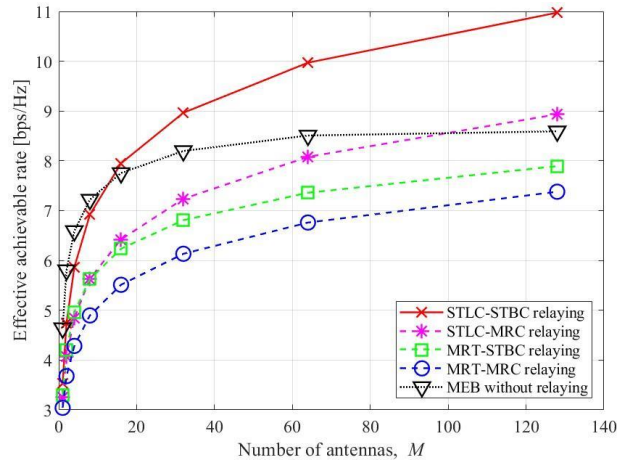


그림 3. 안테나 수에 대한 주파수 효율 성능 비교 ($N=2560$, $\rho = 15$ dB)
Fig. 3. Comparison of effective achievable rates ($N=2560$, $\rho = 15$ dB).

따라서, MEB 기반 비중계 MIMO 시스템 유효 주파수 효율은 (23)에 보인 훈련 오버헤드를 (22)에 반영함으로써 평가한다.

그림 2에서는 정보 패킷의 길이가 $N=20$ 으로 짧게 설정되었을 때, SN과 DN 안테나 수에 따른 유효 주파수 효율 성능을 비교한다. 실험 결과를 통해 안테나 수가 $M \geq 4$ 일 때, 제안한 중계 시스템이 MEB 시스템보다 우수한 성능을 달성하는 것을 확인하였다. 안테나 수가 $M \in \{1, 2\}$ 로 작은 경우, MEB 시스템은 비교적 낮은 훈련 오버헤드가 필요하고, 또한 최대 수신 SNR을 얻을 수 있어, 가장 우수한 성능을 얻는다. 하지만 안테나 수가 증가함에 따라 훈련 오버헤드 (23)이 증가하여 심각한 성능 열화가 발생한다. 반면, 제안한 중계 시스템은 훈련 오버헤드 (21)이 안테나 수에 무관하므로, 안테나 수 증가에 따른 수신 SNR 상승이 유효 주파수 효율을 효과적으로 키울 수 있다. 특히, STLC-STBC 중계 시스템은 최대 공간 다이버시티를 달성한다는 특성을 바탕으로 가장 높은 유효 주파수 효율 성능을 얻을 수 있다는 것을 확인하였다.

그림 3은 패킷의 길이가 $N=2560$ 일 때, SN과 DN 안테나 수 M 에 대한 유효 주파수 효율 성능을 보여준다. 안테나 수가 $M \leq 64$ 로 비교적 작을 때, MEB 시스템은 높은 수신 SNR을 바탕으로 STLC-MRC, MRT-STBC, MRT-MRC 중계 시스템 대비 우수한 성능을 제공한다. 하지만, 안테나 수가 증가함에 따라 훈련 오버헤드 (23)이 급격히 증가하여, 성능이 포화되는 현상을 관찰할 수 있다. 반면, 제안한 중계 시스템 훈련

오버헤드 (21)은 상대적으로 매우 작아져, 유효 주파수 효율 성능에 큰 영향을 미치지 않는다. 따라서 제안한 중계 시스템의 안테나 수가 증가할 때, 수신 SNR이 증가함에 따라 점진적으로 주파수 효율이 향상되는 것을 확인하였다. 특히, 제안한 STLC-STBC 중계 시스템은 $M \geq 16$ 일 때, 낮은 훈련 오버헤드와 높은 수신 SNR을 바탕으로 가장 높은 유효 주파수 효율 성능을 달성함을 확인하였다.

V. 결 론

본 연구에서는 대규모 MIMO 시스템의 훈련 오버헤드를 감소하기 위한 중계 기술을 활용 방안을 제안하였다. 두 안테나를 갖는 RN을 배치함으로써, 제안한 중계 시스템의 훈련 단계에서 RN이 직교 파일럿을 2회만 송신함으로써, SN과 DN은 CSI를 획득할 수가 있다. 이러한 CSI 가용성에 적합한 데이터 전송 단계를 설계함으로써 네 중계 시스템을 제안하였다: 1) STLC-STBC, 2) MRT-STBC, 3) STLC-MRC, 4) MRT-MRC. 또한, 제안한 각 중계 시스템의 수신 SNR 및 훈련 오버헤드 분석을 바탕으로 유효 주파수 효율 성능을 도출하였다. 모의실험을 통해 대규모 안테나 시스템 및 짧은 데이터 패킷 전송 시, 제안한 중계 기술이 매우 우수한 성능을 낼 수 있음을 확인하였다. 특히, 최대 공간 다이버시티를 달성하는 우수한 특성을 바탕으로 높은 유효 주파수 효율을 달성하는 STLC-STBC 중계 시스템의 우수성을 검증하였다.

REFERENCES

- [1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Europ. Trans. Telecommun.*, vol. 10, pp. 585-595, Nov. 1999.
- [3] B. Hassibi and B. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 951-963, Apr. 2003.
- [4] E. Björnson, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO: ten myths and one critical question," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, no. 2, pp. 114-123, Feb. 2016.
- [5] J. Noh and C. Lee, "Reduced feedback energy based hybrid beamforming for millimeter wave MIMO systems," *Journal of the Institute of Electronics and Information Engineers*, vol. 51, no. 7, pp. 3-8, Jul. 2014.
- [6] T. Cover and A. Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572-584, Sep. 1979.
- [7] A. Nosratinia, T. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 74-80, Oct. 2004.
- [8] Y. W. Lee and J. R. Cha, "Cooperative communication using a relay in 60 GHz channel environments," *Journal of the Institute of Electronics and Information Engineers*, vol. 55, no. 5, pp. 11-18, May 2018.
- [9] C. Lee, J. Joung, and Y. H. Lee, "A pilot emitting amplify-and-forward relay and its application to hop-by-hop beamforming," in *Proc. IEEE PIMRC*, Sep. 2008, pp. 1-5.
- [10] S.-C. Lim and J. Joung, "Space-time code-based relaying for training overhead reduction in large-scale multiple-antenna systems," *the 33rd Joint Conference on Communications and Information (JCCI 2023)*, Apr. 2023.
- [11] J. Joung, "Space-time line code," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1023-1041, Feb. 2018.
- [12] J. Joung, "Space-time line code for massive MIMO and multiuser systems with antenna allocation," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 962-979, Feb. 2018.
- [13] S.-C. Lim and J. Joung, "Full-rate space-time line code for four receive antennas," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 3, pp. 602-606, Mar. 2022.
- [14] J. Joung and E. Jeong, "Multiuser space-time line code with optimal and suboptimal power allocation methods," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 51766-51775, Oct. 2018.
- [15] J. Seo, H. Jin, J. Joung, and B. C. Jung, "Uplink NOMA random access systems with space-time line code," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 4, pp. 4522-4526, Apr. 2020.
- [16] J. Joung, "Random space-time line code with proportional fairness scheduling," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 35253-35262, Feb. 2020.
- [17] J. Joung, J. Choi, and B. C. Jung, "Double space-time line codes," *IEEE Trans. Veh.*

- Technol.*, vol. 69, no. 2, pp. 2316–2321, Feb. 2020.
- [18] J. Joung and J. Choi, “Multiuser space–time line code with transmit antenna selection,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 71930–71939, Apr. 2020.
- [19] J. Joung, “Energy efficient space–time line coded regenerative two–way relay under per–antenna power constraints,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 47026–47035, Sep. 2018.
- [20] J. Joung and J. Choi, “Space–time line codes with power allocation for regenerative two–way relay systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 5, pp. 4884–4893, May 2019.
- [21] J. Choi and J. Joung, “Process–and–forward two–way relay using multiple space–time line codes,” *Elsevier Signal Processing*, vol. 196, no. 108526, pp. 1–11, Jul. 2022.
- [22] C. Wu, Y. Xiao, Y. L. Guan, J. Wang, X. Li, and P. Yang, “Space–time/frequency line coded OFDM: System design and practical implementation,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 151915–151928, Oct. 2019.
- [23] H. Yu and J. Joung, “Frame structure design for vehicular–to–roadside unit communications using space–time line code under time–varying channels,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3150–3153, Jun. 2021.
- [24] J. Joung, H. Yu, and J. Zhao, “Bandwidth design for energy–efficient unmanned aerial vehicle using space–time line code,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 2, pp. 3154–3157, Jun. 2021.
- [25] J. Choi, J. Joung, and B. C. Jung, “Space–time line code for enhancing physical layer security of multiuser MIMO uplink transmission,” *IEEE Syst. J.*, vol. 15, no. 3, pp. 3336–3347, Sep. 2021.
- [26] Y. Pang, Y. Xiao, X. Lei, and Y. Li, “Performance analysis and antenna selection for space time line code,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 193503–193511, Nov. 2020.
- [27] S.-C. Lim and J. Joung, “Transmit antenna selection for space–time line code systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 69, no. 2, pp. 786–798, Feb. 2021.
- [28] S.-C. Lim and J. Joung, “Ergodic capacity of space–time line code systems with transmit antenna selection,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 71, no. 8, pp. 9089–9094, Aug. 2022.
- [29] T. K. Y. Lo, “Maximum ratio transmission,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 10, pp. 1458–1461, Oct. 1999.
- [30] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Space–time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [31] S. M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [32] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space–time block codes from orthogonal designs,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, Jul. 1999.
- [33] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, “Space–time block coding for wireless communications: performance results,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451–460, Mar. 1999.
- [34] W. C. Jakes and D. C. Cox, *Microwave Mobile Communications*. New York, NY, USA: Wiley-IEEE, 1994.
- [35] H. Jafarkhani, *Space–Time Coding: Theory and Practice*, 1st ed. USA: Cambridge University Press, 2010.
- [36] S. Zhou and G. Giannakis, “Optimal transmitter eigen–beamforming and space–time block coding based on channel mean feedback,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 10, pp. 2599–2613, Oct. 2002.

— 저 자 소 개 —



임 승 찬(정회원)
2011년 홍익대학교
전자전기공학과 학사
2013년 POSTECH
전자전기공학과 석사
2019년 KAIST
전기 및 전자공학부 박사

2019년 9월~2019년 12월 KAIST 정보전자연구소
연수연구원

2019년 12월~2021년 2월 국방과학연구소
선임연구원

2021년 3월~현재 한경국립대학교
ICT로봇기계공학부 교수

<주관심분야: 무선 통신, 신호 처리, 인공 지능>



정 진 곤(정회원)
2001년 연세대학교
전파공학과 학사
2003년 KAIST
전자전산학과 석사
2007년 KAIST
전자전산학과 박사

2007년 8월~2008년 8월 ㈜루미콤, 위촉연구원

2008년 9월~2009년 9월 UCLA, 박사후연구원

2009년 10월~2016년 2월 I2R, Singapore, 연구원

2016년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부
교수

<주관심분야: 무선통신, 통신 신호처리, 기계학습>