

다중 사용자 양방향 릴레이 시스템을 위한 자가 간섭 소거 인지 릴레이 송수신 필터 설계

준회원 박진배*, 정회원 왕진수*, 종신회원 김윤희**

SIC-Aware Relay Transceiving Filter Design for Multiuser Two-way Relaying Systems

Jin Bae Park* *Associate Member*, Jin Soo Wang* *Regular Member*,
Yun Hee Kim** *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 여러 사용자가 릴레이를 통해 통신 상대방과 데이터를 교환하는 다중 사용자 다중 안테나 양방향 릴레이 시스템을 고려한다. 고려 시스템은 주파수 효율을 높이기 위해 모든 사용자 데이터를 다중 접속 단계와 방송 단계, 두 단계로만 동시에 교환하는 데, 이로 인해 발생하는 자가 간섭과 다중 사용자 간섭을 효과적으로 줄이는 방법이 필요하다. 기존 방식에서는 자가 간섭과 다중 사용자 간섭을 모두 릴레이에서 줄이는 것과는 달리 제안 방식에서는 사용자 노드에 구현 가능한 자가 간섭 소거기를 추가하고 릴레이는 자가 간섭 소거 후의 성능을 고려하여 다중 사용자 간섭을 주로 줄인다. 제안 방식의 성능은 다중접속 단계가 성능을 결정할 때의 심볼 오류율과 획득 가능한 다양성 차수를 통해 분석하고, 다양한 조건 아래 심볼 오류율과 합 전송률을 모의실험으로 얻는다. 성능 평가 결과 제안 방식이 자가 간섭 소거 기능을 분리함으로써 기존 방식보다 복잡도는 증가하지만 심볼 오류율과 합 전송률 성능을 크게 향상시킴을 볼 수 있다.

Key Words : Two-way relaying, Optimal combining, Multiuser interference, Self-interference cancellation, Beamforming

ABSTRACT

We consider multiuser multiple antenna two-way relaying systems in which all users exchange their data with their counterparts with the help of a relay. The systems complete all data exchanges in two time phases called multiple access phase and broadcasting phase for spectral efficiency and thereby require an effective scheme reducing self-interference (SI) and multiuser interference (MUI). Different from the conventional scheme suppressing both SI and MUI at the relay, the proposed scheme adopts SI cancellation (SIC) at the users and renders the relay to suppress the MUI mainly considering the SIC output. We analyze the symbol error rate (SER) and the achievable diversity order of the proposed scheme when the multiple access phase is dominant in the performance and obtain simulation results on the SER and the sum rate under various conditions. The results show that the proposed scheme improves the symbol error rate and the sum rate remarkably at the cost of complexity increase.

I. 서 론

릴레이 통신은 데이터 전송 커버리지를 넓히고 데

※ 이 논문은 정부(교육과학기술부) 재원으로 한국연구재단 지원을 (No. 2011-0004229) 받아 수행된 연구임.
* 경희대학교 전자전파공학과 (bublife@gmail.com, delta310@khu.ac.kr, yheekim@khu.ac.kr), (° : 교신저자)
논문번호 KICS2011-10-489, 접수일자: 2011년 10월 21일, 최종논문접수일자: 2012년 1월 11일

이터 전송의 신뢰도를 높이는 방식으로 큰 주목을 받고 있다^[1-3]. 그러나, 릴레이를 통한 신호 전송은 반이중 모드로 동작하는 실제 통신 기기의 특성으로 인하여 한 사용자 노드가 다른 사용자 노드에 데이터를 보내는 데 최소 두 시간 단계를 필요로 하고, 따라서 주파수 효율이 나빠지는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하는 방법으로 최근 두 사용자 노드가 데이터를 교환하는 양방향 통신에서 주파수 효율적인 릴레이 방식이 제안되었다^[4-5].

제안된 양방향 릴레이 방식은 기존의 네 단계를 이용하는 대신 두 사용자 노드가 데이터 심볼을 동시에 릴레이에 전송하고, 릴레이가 두 데이터 심볼을 포함하는 수신 신호를 두 사용자 노드에 전달함으로써 두 단계로만 데이터를 교환한다. 이 때 사용자 노드가 수신 신호에 포함된 자가 간섭을 소거함으로써 간섭 영향 없이 동시 전송이 가능하고 따라서 주파수 효율을 높일 수 있다^[5-6]. 현재 이러한 양방향 릴레이 방식의 성능을 더욱 향상시키는 다양한 시도가 진행되고 있으며 다른 한편으로 좀 더 복잡한 통신 시스템으로 확장 연구되고 있다^[7-11].

본 논문에서는 [9], [11]에서와 같이 양방향으로 통신하는 사용자들이 여럿인 다중 사용자 환경에서 양방향 릴레이 전송의 성능 향상을 연구한다. 기존 연구에서 볼 수 있듯이 주파수 효율성을 높이기 위해 두 단계로만 모든 사용자 데이터를 교환하면 자가 간섭 뿐만 아니라 다중 사용자 간섭이 발생하여 시스템 성능을 제한한다. 이러한 간섭 영향을 줄이는 방법으로 부호 분할 다중 접속을 적용하거나^[9] 릴레이에서 다중 안테나 송수신 필터를 적용할 수 있다^[11]. 그러나, 전자의 경우 시스템 대역폭을 확장시키기 때문에 주파수 효율을 높이는 데 한계가 있다.

이에 본 논문에서는 [11]과 비슷한 다중 사용자 다중 안테나 양방향 릴레이 시스템 모형을 고려하고 성능 향상을 위한 새로운 릴레이 송수신 필터 방식을 제안한다. 이 때 사용자 노드 수신기에 [5]의 자가 간섭 소거 기능을 추가하고 이를 고려한 릴레이 송수신 필터를 제안한다. 제안 방식에 대한 심볼 오류율과 제공 가능한 다양성 차수를 이론적으로 분석하고, 모의실험으로 심볼 오류율과 합 전송률을 도출하여 기존 방식보다 성능을 향상시킴을 보인다.

이후 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 전체 시스템 모형을 기술하고, III장에서 기존 방식과 견주어 제안하는 방식을 설명한다. IV장에서는 제안 방식의 근사적인 심볼 오류율과 다양성 차수를 유도하고, 그에 따른 성능과 모의실험 결과를 V장에서 제공한다.

다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

표기법 : 논문에서 사용한 수식 표기 기법은 다음과 같다. 벡터 또는 행렬에 대해 $(\cdot)^*$ 은 복소 공액, $(\cdot)^T$ 는 전치, $(\cdot)^H$ 는 복소 공액 전치 (Hermitian), $(\cdot)^\dagger$ 는 Moore-Penrose 의사역행렬, $tr(\cdot)$ 는 행렬의 궤적 (trace), 그리고 $\|\cdot\|$ 은 2차 벡터 길이를 나타낸다. $C^{m \times m}$ 은 크기가 $n \times m$ 인 복소 행렬 공간, $\mathbf{0}_n$ 은 성분이 모두 영인 $n \times 1$ 영 벡터, \mathbf{I}_n 은 $n \times n$ 단위행렬을 나타낸다. $CM(m, \Sigma)$ 는 평균 벡터가 m 이고 공분산 행렬이 Σ 인 복소 정규 확률 벡터의 분포를 가리키고, $E\{\cdot\}$ 는 기댓값, \sim 는 '분포를 따른다'를 뜻한다.

II. 시스템 모형

그림 1은 고려하는 다중 사용자 다중 안테나 양방향 릴레이 시스템을 보인 것이다. 시스템에는 데이터를 교환하는 K 쌍의 양방향 통신 사용자 노드 $\{T_{2k-1}, T_{2k}\}_{k=1}^K$ 와 단일 릴레이 R 이 존재하고, 모든 노드들은 반이중 모드로 통신한다. 이 때 사용자 노드의 안테나 수는 모두 N_T 로 같고, 릴레이 노드의 안테나 수는 N_R 이다. 사용자 사이의 데이터 교환은 모든 사용자가 릴레이에게 신호를 전송하는 다중 접속 단계와 릴레이가 변화된 수신 신호를 모든 사용자 노드에게 전달하는 방송 단계를 통해 이루어진다.

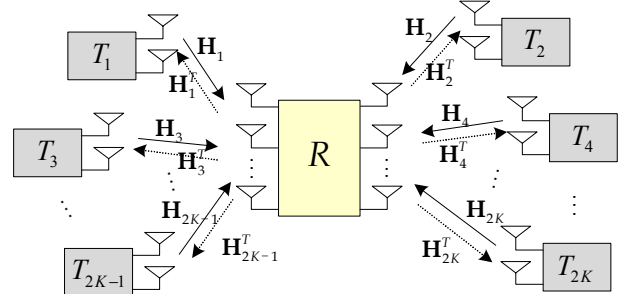


그림 1. 다중 사용자 다중 안테나 양방향 릴레이 시스템 모형.
Fig. 1. Multiuser multi-antenna two-way relay system model.

이 때 채널은 주파수 비선택적 블록 레일리 페이딩 특성을 띠고 두 단계 동안 채널 변화가 없으며 송수신 채널은 서로 가역적이라고 가정한다. 그에 따라 다중 접속 단계에서 사용자 노드 T_k 에서 릴레이 R 로의 채널 응답은 행렬 $\mathbf{H}_k = [h_{k,i,j}] \in C^{N_R \times N_T}$ 로, 방송 단계에서 릴레이 R 에서 사용자 노드 T_k 로의 채널 응답은 $\mathbf{H}_k^T \in C^{N_T \times N_R}$ 로 쓸 수 있다. 여기서, 채널 행렬 성분

$h_{k,i,j} \sim CN(0,1)$ 은 서로 독립이고 모두 같은 복소 정규 분포를 갖는다.

이에 따른 다중 접속 단계에서 릴레이 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{z}_R = \sum_{k=1}^{2K} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{n}_R \quad (1)$$

여기서 s_k 와 $\mathbf{w}_k \in C^{N_T \times 1}$ 는 각각 사용자 노드 T_k 의 송신 심볼과 송신 빔형성 벡터이고, $\mathbf{n}_R \sim CN(0, \sigma_R^2 \mathbf{I}_{N_R})$ 은 릴레이 노드에서의 정규 잡음 벡터이다. 송신 심볼의 평균 송신 전력은 $E\{|s_k|^2\} = P_k$ 이다. 릴레이 노드는 다중 접속 단계에서의 수신 신호 \mathbf{z}_R 을 송수신 필터 행렬 $\mathbf{F} \in C^{N_R \times N_R}$ 로 선형 변환한 다음 방송 단계에서 모든 사용자 노드에게 송신한다. 이 때 송신 신호는

$$\mathbf{x}_R = \mathbf{F} \mathbf{z}_R = \mathbf{F} \left(\sum_{k=1}^{2K} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{n}_R \right) \quad (2)$$

으로 쓸 수 있으며, 릴레이 송신 전력 제한 $E\{\|\mathbf{x}_R\|^2\} \leq P_R$ 을 만족한다.

사용자 노드 T_k 의 수신 빔형성 벡터를 $\mathbf{v}_k \in C^{N_R \times 1}$ 로 두면, 방송 단계에서 사용자 노드의 수신 빔형성 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} y_k &= \mathbf{v}_k^T (\mathbf{H}_k^T \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_k) \\ &= \mathbf{v}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{F} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{v}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{F} \\ &\quad \sum_{j=1, j \neq k}^{2K} \mathbf{H}_j \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{v}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{F} \mathbf{n}_R + \mathbf{v}_k^T \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{n}_k \sim CN(0, \sigma_k^2 \mathbf{I}_{N_T})$ 는 사용자 노드 T_k 에서의 정규 잡음 벡터이다. 이 때 T_k 의 통신 상대방을 $T_{k'}$ 로 나타내면, 식 (3)에서 $\mathbf{v}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{F} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k s_k$ 는 상대방으로부터 온 바라는 신호, $\mathbf{v}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{F} \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k s_k$ 는 자신이 보낸 신호에 의한 자가 간섭, $\mathbf{v}_k^T \mathbf{H}_k^T \mathbf{F} \sum_{j \neq k, k'} \mathbf{H}_j \mathbf{w}_j s_j$ 는 다른 통신 사용자 쌍에 의한 다중 사용자 간섭이 된다.

이 때 모든 사용자 노드의 수신 신호를 벡터 $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_{2K}]^T$ 에 정렬하면 다음과 같은 다중 사용자 신호 모형을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{V}^T \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{V}^T \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{n}_R + \mathbf{V}^T \mathbf{n} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_{2K}]^T$ 는 $2K \times 1$ 송신 심볼 벡터, $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T \mathbf{n}_2^T \dots \mathbf{n}_{2K}^T]^T$ 는 $2KN_T \times 1$ 다중 사용자 정규 잡음 벡터, $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2 \dots \mathbf{H}_{2K}]$ 는 $N_R \times 2KN_T$ 다중 사용자 채널 행렬, 그리고

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \mathbf{0}_{N_T} & \dots & \mathbf{0}_{N_T} \\ \mathbf{0}_{N_T} & \mathbf{w}_2 & \dots & \mathbf{0}_{N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_T} & \mathbf{0}_{N_T} & \dots & \mathbf{w}_{2K} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 & \mathbf{0}_{N_T} & \dots & \mathbf{0}_{N_T} \\ \mathbf{0}_{N_T} & \mathbf{v}_2 & \dots & \mathbf{0}_{N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_T} & \mathbf{0}_{N_T} & \dots & \mathbf{v}_{2K} \end{bmatrix} \quad (5)$$

는 각각 크기가 $2KN_T \times 2K$ 인 다중사용자 송신 빔형성 행렬과 다중 사용자 수신 빔형성 행렬을 나타낸다. 사용자 노드들은 수신 신호 벡터 \mathbf{y} 로부터 각 사용자의 원하는 심볼들 $\mathbf{\Pi} \mathbf{s}$ 을 되도록 신뢰성 있게 검출하여야 한다, 여기서 $\mathbf{\Pi}$ 는 T_k 와 $T_{k'}$ 사이에서 데이터 교환을 나타내는 $2K \times 2K$ 행렬로 k 째 블록 행렬이 $\pi_k = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 로 주어지는 블록 대각 행렬이다.

III. 제안하는 양방향 릴레이 송수신 방식

사용자 노드에서 원하는 심볼을 좀 더 신뢰성 있게 검출할 수 있도록 릴레이에서 다중 안테나를 사용한 송수신 필터를 적용한다. 이 때 적용하는 필터는 다음과 같이 [11]과 같은 구조를 고려한다.

$$\mathbf{F} = \alpha \mathbf{B} \mathbf{\Pi} \mathbf{A}^H, \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{A} \in C^{N_R \times 2K}$ 는 릴레이 수신 필터 행렬, $\mathbf{B} \in C^{N_R \times 2K}$ 는 릴레이 송신 필터 행렬, α 는 릴레이 전력 제한 조건 $\|\mathbf{x}_R\|^2 \leq P_R$ 를 만족시키는 상수이다. 행렬 \mathbf{A} 와 \mathbf{B} 는 조건에 따라 다르게 설계되고, $\mathbf{\Pi}$ 는 조건에 상관없는 고정 행렬이며, α 는 $\tilde{\mathbf{F}} = \mathbf{B} \mathbf{\Pi} \mathbf{A}^H$ 가 주어지면 다음과 같이 결정된다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{P_R}{\text{tr}\{\tilde{\mathbf{F}}(\mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_R}) \tilde{\mathbf{F}}^H\}}} \quad (7)$$

여기서, \mathbb{P} 는 다중 사용자 송신 전력 행렬로 k 째 대각 성분이 사용자 송신 전력 P_k 인 대각 행렬이다.

기존의 기법은 사용자 송수신 빔형성 행렬 \mathbf{V} , \mathbf{W} 가 주어졌을 때 다중 사용자 수신 신호 \mathbf{y} 에 존재하는 자가 간섭과 다중 사용자 간섭을 모두 줄어듦도록 $\mathbf{Z} \mathbf{F}$

(zero forcing) 또는 MMSE (minimum mean square error) 기준으로 릴레이 송수신 필터 F 를 설계하였다 [11]. 그 결과 설계된 수신 필터 A 와 송신 필터 B 는 같은 기준으로 유도된 동일한 행렬 구조가 된다. 예를 들어 ZF 기준에 의한 행렬은 다음과 같이 수신 필터와 송신 필터가 모두 ZF 행렬 구조를 갖는다.

$$A_{ZF}^H = (HW)^\dagger, B_{ZF} = (V^T H^T)^\dagger \quad (8)$$

반면 제안하는 기법은 서로 다른 구조의 A 와 B 를 허용하고 릴레이 노드에서는 주로 다중 사용자 간섭을 줄이는 대신 자가 간섭은 사용자 노드에서 소거하도록 한다. 즉, 사용자 노드에서 자가 간섭 소거 후의 신호

$$\begin{aligned} \tilde{y}_k &= y_k - v_k^T H_k^T F H_k w_k s_k \\ &= v_k^T H_k^T F H_k w_k s_k + v_k^T H_k^T F \\ &\quad \sum_{j=1, j \neq k, k'}^{2K} H_j w_j s_j + v_k^T H_k^T F n_R + v_k^T n_k \end{aligned} \quad (9)$$

의 신호대간섭잡음비를 향상시키는 A 와 B 를 차례로 설계한다.

먼저 릴레이 수신 필터의 설계 과정은 다음과 같다. 릴레이 수신 필터 출력은

$$s_R = A^H z_R \quad (10)$$

으로 정의하면, A 를 구성하는 k 째 열벡터 a_k 를 써서 수신 필터 출력의 k 째 성분을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{R,k} = a_k^H H_k w_k s_k + a_k^H \sum_{j \neq k} H_j w_j s_j + a_k^H n_R \quad (11)$$

이 때 $s_{R,k}$ 는 필터 a_k 를 써서 얻은 심볼 s_k 에 대한 추정치로 볼 수 있다. 이 추정치는 데이터 교환 행렬 Π 에 의해 통신 상대방인 $T_{k'}$ 로 전달된다. 따라서, 식 (11)이 전달되는 사용자 노드 $T_{k'}$ 관점에서 $a_k^H H_k w_k s_k$ 가 소거 가능한 자가 간섭 성분이다.

이에 제안하는 방식은 자가 간섭을 제외한 가상 수신 필터 출력

$$\tilde{s}_{R,k} = a_k^H H_k w_k s_k + a_k^H \sum_{j \neq k, k'} H_j w_j s_j + a_k^H n_R \quad (12)$$

을 정의하고, $\tilde{s}_{R,k}$ 의 신호대간섭잡음비를 최대화 하는 최적 결합 (optimal combining: OC) 기준의 a_k 를 선택한다. 모든 사용자에게 전력을 균등하게 배분하는 $\|a_k\| = 1$ 인 조건에서 최적 결합 기준 벡터와 그에 상응하는 신호대간섭잡음비는 [12]의 결과로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$a_k^{OC} = R_{R,k}^{-1} H_k w_k / \|R_{R,k}^{-1} H_k w_k\|, \quad (13)$$

$$\gamma_{s_{R,k}}^{OC} = P_k w_k^H H_k^H R_{R,k}^{-1} H_k w_k \quad (14)$$

여기서,

$$R_{R,k} = \sum_{j \neq k, k'} P_j H_j w_j w_j^H H_j^H + \sigma_R^2 I_{N_R} \quad (15)$$

는 다중 사용자 간섭과 정규 잡음 성분의 공분산 행렬이다 이에 따른 제안하는 최적 결합 기준 수신 필터 행렬은 $A_{OC} = [a_1^{OC} a_2^{OC} \dots a_{2K}^{OC}]$ 로 주어진다.

한편, 릴레이 송신 필터 적용 후의 릴레이 송신 벡터는 $x_R = B s_R^\Pi$ 로 쓸 수 있다. 여기서 $s_R^\Pi = \alpha \Pi s_R$ 은 크기가 증폭된 심볼 추정 벡터로 k 째 성분이 사용자 노드 T_k 에서 바라는 심볼 추정치이다. 이를 이용하여 식 (4)를 다시 쓰면

$$y = V^T H^T B s_R^\Pi + V^T n. \quad (16)$$

가 된다. 제안하는 방식은 자가 간섭 소거 후 신호대간섭잡음비가 최대가 되는 릴레이에서의 심볼 추정치 s_R^Π 가 사용자 노드에게 그대로 전달될 수 있도록 송신 필터 B 를 선택한다. 즉, $V^T H^T B = I_{2K}$ 가 되는 ZF 기준의 B 또는 비슷한 특성을 가지나 잡음 증가를 줄이는 MMSE 기준의 B 를 선택할 것을 제안한다. ZF 기준을 적용할 경우 송신 필터는 식 (8)과 같으며 MMSE 기준에 의한 송신 필터는 다음과 같다.

$$B_{MMSE} = \left[(V^T H^T)^* V^T H^T + \frac{2K\sigma^2}{P_R} I_{N_R} \right]^{-1} (V^T H^T)^*. \quad (17)$$

따라서, 최종적으로 제안하는 릴레이 송수신 필터 행렬은 $F = \alpha B_{ZF} \Pi A_{OC}^H$ 또는 $F = \alpha B_{MMSE} \Pi A_{OC}^H$ 로 쓸 수 있으며 송신 필터와 수신 필터가 서로 다른 구조를 가진다. 이 때, 식 (8)의 ZF 기준 또는 MMSE 기준으로 설계된 기준 수신 필터를 적용하면 $N_R \times N_R$ 상관 행

렬 계산이 한 번만 필요하지만, 제안하는 최적 결합 수신 필터는 식 (15)로 주어지는 $N_R \times N_R$ 상관 행렬에 대한 역행렬을 각 사용자 쌍마다 계산하여야 한다. 따라서, 기존 릴레이 노드는 송신 필터와 수신 필터에서 역행렬을 각각 한 번씩 총 두 번 계산하는데 비해 제안하는 릴레이 노드는 송신 필터에서 한 번, 수신 필터에서 K 번, 총 $(K+1)$ 역행렬을 계산하므로 복잡도가 약 $(K+1)/2$ 배가 증가하게 된다. 그 대신, 제안 기법은 간섭 잡음을 효과적으로 처리하여 다양성 차수를 증가시키고 결국 성능을 향상시킨다.

한편, 사용자 노드의 송수신 빔형성 벡터는 w_k 와 v_k 는 [11]에서와 마찬가지로 사용자 노드에 채널상태정보가 없으면 균일 벡터로 채널상태정보가 있을 경우 바라는 신호 전력이 더욱 증가되도록 고유 빔형성 기법을 [13] 적용할 수 있다.

IV. 성능 분석

4.1 심볼 오류율

본 절에서는 모든 사용자 노드가 M -PSK 변조를 적용하고 사용자 송신 전력보다 릴레이 송신 전력이 매우 큰 경우 제안하는 방식의 심볼 오류율의 근사식을 얻는다. 이 때 분석이 가능하도록 사용자 노드에서의 빔형성 벡터 v_k 와 w_k 는 균일 벡터로 가정한다. 이 경우는 사용자 노드의 안테나 수가 하나이거나 사용자 노드에 채널상태정보가 없을 때에 해당한다.

릴레이 송신 전력 P_R 이 큰 경우 식 (17)로부터 $B_{MMSE} \approx B_{ZF}$ 으로 근사화할 수 있고, 그에 따라 제안 기법의 다중 사용자 수신 벡터는 $y = \tilde{x} + V^T n$ 로 근사시킬 수 있다. 따라서, 사용자 노드 T_k 에서의 자가 간섭 소거기 출력은 다음과 같이 쓸 있다.

$$\tilde{y}_k = \alpha \tilde{s}_{R,k} + \tilde{n}_k \quad (18)$$

여기서, $\tilde{n}_k = v_k^T n_k$ 는 사용자 수신 빔형성 벡터 v_k 가 균일 벡터이므로 $\tilde{n}_k \sim CN(0, \sigma_T^2)$ 의 분포를 가진다. 따라서, 사용자 노드 T_k 에서의 신호대간섭잡음비는 식 (14)를 이용하여

$$\gamma_{y_k}^- = \frac{\alpha^2 P_k (w_k^H H_k^H R_{R,k}^{-1} H_k w_k)^2}{\alpha^2 w_k^H H_k^H R_{R,k}^{-1} H_k w_k + \sigma_T^2} \quad (19)$$

가 되고, 릴레이 송신 전력 P_R 이 매우 큰 경우 $\alpha^2 \gg \sigma^2$ 이므로 다음과 같이 근사화된다.

$$\gamma_{y_k}^- \approx \gamma_{s_{R,k}}^- = P_k w_k^H H_k^H R_{R,k}^{-1} H_k w_k \quad (20)$$

한편, 균일 송신 빔형성 벡터 w_k 를 적용하면 $H_k w_k$ 가 복소 정규 확률 벡터가 되므로 식 (20)의 분포는 [14]에서 얻은 최적 결합 수신 신호대간섭잡음비의 적률생성함수를 이용하여 나타낼 수 있다. 즉, 식 (20)의 신호대잡음간섭비의 적률생성함수는 다음과 같다.

$$\Phi_{\gamma_{s_{R,k}}^-}(t) = K_{p,q} (1+t\rho_k)^{-N_R} \det(\Psi(\rho_k; t)) \quad (21)$$

여기서, $\rho_k \approx P_k / \sigma_R^2$, $p = \min(N_R, 2K-2)$, $q = \max(N_R, 2K-2)$, $K_{p,q} = 1 / \{\prod_{i=0}^{p-1} (q-i-1)!\}$, $\Psi(\rho_k; t)$ 는 $p \times p$ 행렬로 (i, j) 짝 성분이 다음과 같이 정의된다.

$$\psi_{i,j}(\rho_k; t) = \int_0^\infty x^{q-p+i+j-2} e^{-x} \frac{1+\rho_k t}{1+\rho_k t + \rho_k x} dx. \quad (22)$$

최종적으로 적률생성함수를 이용한 M -PSK 변조 방식에 대한 심볼 오류율 식으로부터 [15] 사용자 노드 T_k 로부터 사용자 T_k' 으로의 심볼 오류율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{e,k} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \Phi_{\gamma_{s_{R,k}}^-} \left(\frac{g_{mpsk}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \\ &= \frac{K_{p,q}}{\pi} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \left(1 + \rho_k \frac{g_{mpsk}}{\sin^2 \theta} \right)^{-N_R} \det \left(\Psi \left(\rho_k; \frac{g_{mpsk}}{\sin^2 \theta} \right) \right) d\theta, \end{aligned} \quad (23)$$

4.2 획득 가능 다양성 차수

심볼 오류율로부터 시스템이 제공할 수 있는 다양성 차수는 다음과 같이 얻을 수 있다[16].

$$d = \lim_{\rho_k \rightarrow \infty, P_R \rightarrow \infty} - \frac{\log(P_{e,k})}{\log(\rho_k)} \quad (24)$$

신호대잡음비가 매우 클 때의 심볼 오류율은

$$\lim_{\rho_k \rightarrow \infty} P_{e,k} \approx \frac{K_{p,q}}{\pi} \rho^{-N_R} \int_0^{\pi - \frac{\pi}{M}} \left(\frac{g_{mpsk}}{\sin^2 \theta} \right)^{-N_R} \det \left(\Psi \left(\rho_k; \frac{g_{mpsk}}{\sin^2 \theta} \right) \right) d\theta \quad (25)$$

으로 근사되는 한편

$$\lim_{\rho_k \rightarrow \infty} \psi_{i,j}(\rho_k; t) \doteq \rho_k \int_0^\infty \frac{t}{t+x} x^{p+q+i+j-1} e^{-x} dx \doteq \rho \quad (26)$$

로부터 $\det(\Psi(\rho_k; t)) \doteq \rho_k^p$ 임을 알 수 있다. 여기서, \doteq 는 점근적 지수 등식으로, $\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{\log f(x)}{\log x} = y$ 이면 $f(x) \doteq x^y$ 로 표현하는 것을 가리킨다. 따라서,

$$P_{e,k} \doteq \rho_k^{-(N_R-p)} \quad (27)$$

이고 제한된 기법이 제공 가능한 최대 다양성 차수는 다음과 같다.

$$d = N_R - \min(N_R, 2K-2) \quad (28)$$

V. 성능 평가

본 절에서는 일부 분석 결과와 모의실험을 이용하여 기존 방식과 제안 방식의 성능을 살펴본다. 시스템 내 사용자 노드 수는 4로 고정하였으며 ($2K=4$), 각 사용자 노드의 송신 전력 또한 $P_k = P_T$ 으로 각 노드에서의 잡음 분산은 $\sigma^2 = \sigma_T^2 = \sigma_R^2$ 으로 동일하게 두었다. 시스템 전체에서 이용 가능한 전력은 다중 접속 단계와 방송 단계에 $\epsilon:1-\epsilon$ 로 서로 다르게 할당할 수 있다. 즉, 시스템 전체 전력이 P_{total} 이라 하면 총 사용자 노드 전력은 $2KP_T = \epsilon P_{total}$ 이고 릴레이 전력은 $P_R = (1-\epsilon)P_{total}$ 이다.

그림 2는 8-PSK를 적용하고 ($M=8$) 사용자 빔 형성 벡터 $\mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k$ 로 균일 벡터를 적용할 때 제안 기법에 대한 심볼 오류율 근사식과 ('Approx') 모의실험 결과를 ('ZF-OC, MMSE-OC')를 다중접속 단계에서의 신호대잡음비 P_T/σ^2 에 따라 보인 것이다. 이 때 전력 할당은 $\epsilon=0.1$ 로 릴레이 전력이 사용자 전력보다 훨씬 큰 경우로 근사식을 얻을 때의 조건과 비슷하게 하였다. 또한, 기존의 MMSE 기준 릴레이 송수신 필터를 ('MMSE-MMSE') 적용할 때의 모의실험 결과를 함께 비교하였으며, 안테나 조합 $N_T \times N_R$ 은 2×4 인 경우와 2×6 인 경우를 고려하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 상기 조건에서 'MMSE-OC와 ZF-OC'의 모의 실험 결과는 근사식과 거의 동일함을 볼 수 있다. 또한 $N_T \times N_R$ 이 2×4 인 경우 제안 기법이 제공하는 다양성 차수가 2이고, $N_T \times N_R$ 이 2×6 인 경우

4임을 볼 수 있다, 반면 기존 기법은 제안 기법보다 성능이 나빠지는 데, 그래프 기울기로부터 다양성 차수가 $N_T \times N_R$ 이 2×4 인 경우 1, $N_T \times N_R$ 이 2×6 인 경우 3으로 제안 기법보다 차수가 하나 줄어들었음을 관측할 수 있다. 한편, 그림 3은 전력 할당을 $\epsilon=0.5$ 로 둔 건만 제외하고 다른 조건은 그림 2와 같을 때의 성능을 살펴본 것이다. 이 경우 다중접속 단계와 방송 단계와 전력비가 같기 때문에 동일한 다중

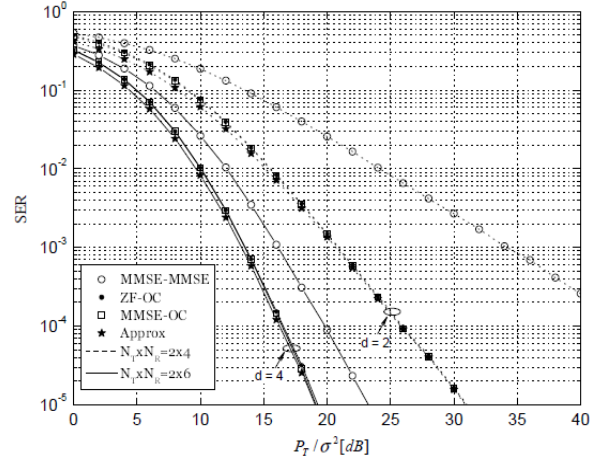


그림 2. 사용자가 4명이고 전력할당이 $\epsilon=0.1$ 일 때 모의실험과 근사식에 의한 심볼 오류율
Fig. 2. Symbol error rates from simulation and analysis when $2K=4$ and $\epsilon=0.1$.

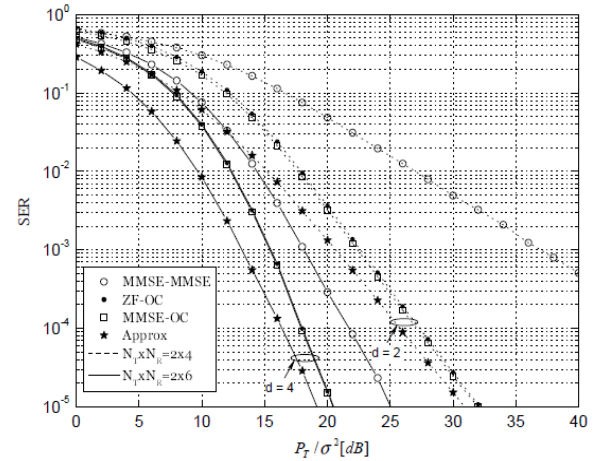


그림 3. 사용자가 4명이고 전력할당이 $\epsilon=0.5$ 일 때 모의실험과 근사식에 의한 심볼 오류율
Fig. 3. Symbol error rates from simulation and analysis when $2K=4$ and $\epsilon=0.5$.

접속 단계에서의 신호대잡음비 P_T/σ^2 에 대해 방송 단계의 품질이 그림 2보다 나쁜 경우이다. 그러므로, 모의실험 결과가 심볼 오류율 근사식보다 나빠짐을

볼 수 있다. 그러나, 신호대잡음비가 클 때 근사식이 모의실험 성능에 근접하고 두 그래프의 기울기가 비슷하므로 시스템 성능과 다양성 차수를 예측하는 데 이용 가능하다.

그림 4는 다중접속 단계와 방송 단계에 할당된 전력이 같을 때 ($\epsilon = 0.5$) 사용자 송수신 빔형성 기법으로 고유 빔형성 기법을 적용할 때 기존 기법과 제안 기법의 성능을 모의실험으로 비교한 것이다. 그림3에서 관측한 결과와 비슷하게 제안 기법이 (MMSE-OC, ZF-OC) 기존 기법보다 (MMSE-MMSE, ZF-ZF) 향상된 다양성 차수로 인해 심볼 오류율이 크게 줄어드는 것을 볼 수 있다. 그러나, 사용자 노드에서 균일 빔

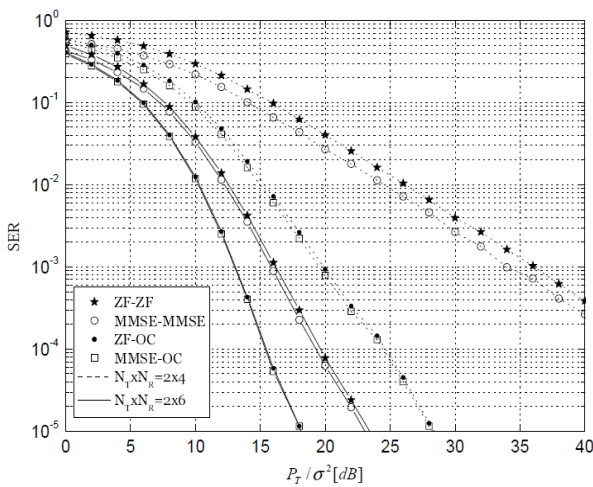


그림 4. 사용자가 4명, 전력 할당이 $\epsilon = 0.5$, 사용자마다 고유 빔형성 기법을 쓸 때의 심볼 오류율.
Fig. 4. Symbol error rates when $2K=4$, $\epsilon=0.1$, and eigen-beamforming is used at each user.

형성 벡터 대신 고유 빔형성 벡터를 적용함으로써 그림3보다 성능이 전체적으로 향상되었음을 볼 수 있다. 예를 들어 제안하는 MMSE-OC이 심볼 오류율 10^{-5} 를 얻기 위해 필요한 신호대잡음비가 그림 3에서 약 20 dB였다면 그림 4에서는 약 18 dB로 줄어들었다. 또한 다른 방식도 비슷한 수준으로 줄어들었음을 볼 수 있다. 또한, 릴레이 송신 필터로 ZF 기준 대신 MMSE 기준을 적용하는 경우 성능이 조금 좋아짐을 볼 수 있다.

한편, 그림 5는 모든 사용자 노드 심볼이 독립이고 복소 정규 분포를 가질 때, 즉 $s \sim CN(0, P_T \mathbf{I}_{2K})$ 일 때, 제안한 방식이 제공 가능한 합 전송률 $I_\Sigma = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{2K} \log_2(1 + \gamma_{y_k}^-)$ 을 기존 방법과 비교하여 그린 것이다. 성능은 그림 4와 동일하게 전력 할당이

$\epsilon = 0.5$ 이고 사용자 노드마다 고유 빔형성 기법을 적용한다는 조건에서 도출하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안 기법과 (MMSE-OC) 기존 기법 (MMSE-MMSE) 모두 신호대잡음비가 증가하거나 안테나 수가 증가할수록 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 이 때, 기존 기법에 대한 제안 기법의 성능 이득은 신호대잡음비가 클수록 커지고 안테나 수 작아질수록 커진다. 구체적으로 그림에서 기존 기법 대비 제안 기법의 성능 이득은 안테나 조합이 $N_T \times N_R = 1 \times 4$ 일 때 가장 크며 신호대잡음비가 25 dB보다 크면 그 이득이 5 bps/Hz 이상임을 관측할 수 있다.

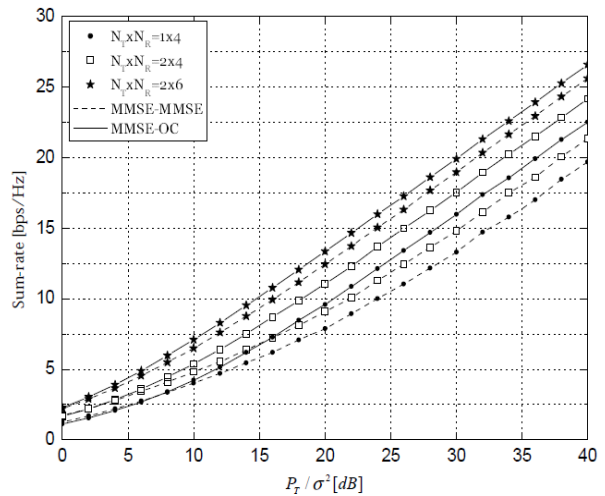


그림 5. 사용자가 4명이고 전력 할당이 $\epsilon = 0.5$ 일 때 시스템이 제공하는 합 전송률.
Fig. 5. Sum rate provided by the system when $2K=4$ and $\epsilon=0.5$.

VI. 결 론

본 논문에서는 두 단계로 양방향 통신을 수행하는 다중 사용자 다중 안테나 양방향 릴레이 시스템을 고려하고 성능 향상을 위한 릴레이 신호 처리 기법을 제안하였다. 제안 기법은 사용자 노드에 자가 간섭 소거 기능을 추가하여 릴레이 노드에서 주로 다중 사용자 간섭을 줄이게 한다. 이러한 조건 하에 제안된 릴레이 송수신 필터는 자가 간섭을 무시했을 때 신호대잡음간섭비를 최대로 하는 최적 결합 수신 필터와 최적 결합 수신 출력을 왜곡 없이 사용자에게 전달하는 ZF 또는 MMSE 송신 필터로 구성된다. 또한 제안 방식에 대해 릴레이 송신 전력이 클 때 심볼 오류율과 제공 가능한 다양성 차수를 유도하였으며 그 결과 동일 조건 모의실험 성능과 비슷함을 볼 수 있다. 또한 제안 방식이 기존 방식보다 복잡도를 증가시키지만

다양성 차수를 증가시켜 심볼 오류율을 크게 줄이고 합 전송률을 향상시킴을 볼 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity Part I: system description," *IEEE Trans. Commun.*, 51(11), pp. 1927-1938, Nov. 2003.
- [2] J.N. Laneman and G.W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 49(10), pp. 2415-2425, Oct. 2003.
- [3] J.N. Laneman, D.N.C. Tse, and G.W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 50(12), pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [4] P. Popovski and H. Yomo, "Bi-directional amplification of throughput in a wireless multi-hop network," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, pp. 588-593, May 2006.
- [5] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half-duplex relay channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 25(2), pp. 379-389, Feb. 2007.
- [6] Y. Han, S. H. Ting, C. K. Ho, and W. H. Chin, "Performance bounds for two-way amplify-and-forward relaying," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 8(1), pp. 432-439, Jan. 2009.
- [7] R. Zhang, Y. C. Liang, C. C. Chai, and S. Cui, "Optimal beamforming for two-way multi-antenna relay channel with analogue network coding," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 27(5), pp. 699-712, Jun. 2009.
- [8] R. H. Y. Louie, Y. Li, and B. Vucetic, "Practical physical layer network coding for two-way relay channels: performance analysis and comparison," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 9(2), pp. 764 - 777, Feb. 2010.
- [9] M. Chen and A. Yener, "Multiuser two-way relaying for interference limited system," in *Proc. IEEE Inter. Conf. Commun. (ICC'08)*, pp. 3883-3887, May 2008.
- [10] C. Esli and A. Wittneben, "Multiuser MIMO two-way relaying for cellular communication," in *Proc. IEEE Person. Indoor Mobile Radio Commun. Conf.*, Cannes, France, Sept. 2008.
- [11] J. Joung and A. H. Sayed, "Multiuser two-way amplify-and-forward relay processing and power control methods for beamforming systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, 58(3), pp. 1833-1846, Mar. 2010.
- [12] J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2(4), pp. 528-539, July 1984.
- [13] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [14] D. W. Yue, Q. T. Zhang, and C. X. Wei, "Characteristic functions for optimum combining output SINR with AWGN and correlated interference," *IEEE Trans. Commun.*, 55(2), pp. 266-270, Feb. 2007.
- [15] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*, Wiley, 2000.
- [16] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.

박진배 (Jin Bae Park)

준회원



2011년 8월 경희대학교 전자공학과 공학사

2011년 9월~현재 경희대학교 전자전파공학과 석사과정
<관심분야> OFDM, 복호 후 전송기반 릴레이 시스템

왕 진 수 (Jin Soo Wang)

정회원



2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사

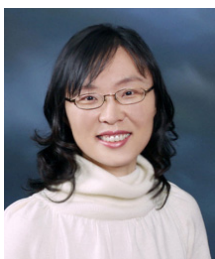
2011년 2월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사

2011년 3월~현재 경희대학교 전자전파공학과 박사과정

<관심분야> MIMO-OFDM, 부호화 협력, 이동통신

김 윤 희 (Yun Hee Kim)

중신회원



1995년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사

1997년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사

2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원

2000년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사

2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임 연구원

2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수, 부교수

2006년 1월~현재 IEEE 준석학회원, 한국통신학회 논문지 편집위원

<관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호처리, 부호이론