

전이중 MIMO 릴레이를 위한 다중 사용자 Precoding 및 Sum Rate 정합 기반 전력 할당 기법

통신회원 이 중 호*, 신 오 순**^o

Multuser Precoding and Power Allocation with Sum Rate Matching for Full-duplex MIMO Relay

Jong-Ho Lee*, Oh-Soon Shin**^o *Lifelong Members*

요 약

릴레이는 차세대 이동통신 시스템에서 기지국의 서비스 커버리지 영역을 확대하고 음영지역을 해소하기 위해 반드시 필요한 기술이다. 하지만, 기존의 릴레이 관련 연구는 주로 반이중 모드, 즉 서로 다른 시간 혹은 주파수에서 송수신을 수행하도록 제한하고 있다. 반이중 릴레이는 구현이 쉬운 반면 릴레이 송수신 자원 구분이 필요하기 때문에 전체 시스템 용량이 줄어드는 단점이 있다. 본 논문에서는 다중 안테나를 갖는 전이중 릴레이의 다중 사용자 precoding 및 sum rate 정합 기반의 전력 할당 방식을 제안한다. 전이중 릴레이는 같은 주파수에서 동시에 송수신을 수행하기 때문에 릴레이의 송수신 안테나 사이에 발생하는 자기 간섭 문제를 해결해야 한다. 본 논문에서 제안하는 precoding 기법을 통해 다중 사용자 MIMO 전송이 가능하면서 동시에 전이중 릴레이의 자기 간섭을 제거할 수 있다. 또한, 릴레이가 기지국으로부터 수신하는 정보량과 단말국으로 전달하는 정보량이 동일하도록 하는 조건 하에서 전체 시스템 용량을 최대화하는 전력 할당 기법을 제안한다.

Key Words : full-duplex relay, decode-and-forward, multuser MIMO, precoding, power allocation

ABSTRACT

Relay has attracted great attention due to its inherent capability to extend the service coverage and combat shadowing in next generation mobile communication systems. So far, most relay technologies have been developed under the half-duplex (HD) constraint that prevents relays from transmitting and receiving at the same time. Although half-duplex relay (HDR) is easy to implement, it requires partitioning of resource for transmission and reception, reducing the whole system capacity. In this paper, we propose a multuser precoding and power control scheme with sum rate matching for a full-duplex (FD) multiple-input multiple-output (MIMO) relay. Full-duplex relay (FDR) can overcome the drawback of HDR by transmitting and receiving on the same frequency at the same time, while it is crucial to reduce the effect of self-interference that is caused by its own transmitter to its own receiver. The proposed precoding scheme cancels the self-interference of the FDR as well as to support multuser MIMO. Moreover, we suggest a power allocation scheme for FD MIMO relay with the constraint that the sum rate of the relay's received data streams is equal to that of the relay's transmit data streams.

※ 본 연구는 2009년 공주대학교 학술연구지원사업의 연구비지원에 의하여 연구되었음

* 공주대학교 전기전자제어공학부 (jongholee@kongju.ac.kr), ** 숭실대학교 정보통신전자공학부(ossin@ssu.ac.kr), (^o: 교신저자)
논문번호: KICS2010-07-307, 접수일자: 2010년 7월 16일, 최종논문접수일자: 2010년 11월 9일

I. 서 론

릴레이는 차세대 이동통신 시스템에서 셀 영역을 확대하면서 셀 용량을 증가시키는 매우 중요한 기술로 주목받고 있다. 하지만, 기존의 릴레이는 주로 반이중 (half-duplex) 동작이라는 제한을 바탕으로 연구되어 왔다^[1]. 반이중 릴레이의 경우, 기지국으로부터 데이터를 수신하고, 수신한 데이터를 단말국들로 전달하는 두 동작이 서로 다른 시간 혹은 주파수에서 이루어져야 한다. 이와 같은 반이중 릴레이는 구현이 간단한 장점이 있는 반면, 서로 다른 시간 혹은 주파수에서 송수신을 수행하기 때문에 전체 시스템 용량이 줄어드는 단점이 있다.

본 논문에서는 다중 송수신 안테나를 갖는 릴레이가 다중 사용자 전송을 수행하는 전이중 (full-duplex) MIMO 릴레이를 고려한다. 전이중 릴레이의 경우 반이중 릴레이와 달리 데이터의 송수신이 동일한 시간에 동일한 주파수에서 이루어지므로 자기 간섭 문제가 발생한다^[2]. 따라서, 본 논문에서는 자기 간섭을 제거하면서 다중 사용자 전송이 가능하도록 하는 블록 대각화 (block diagonalization)^[3] 기반의 다중 사용자 precoding 기법을 제안한다. 또한, 릴레이가 기지국으로부터 수신하는 정보량과 단말국으로 전달하는 정보량이 정합되는 조건 하에서 전체 시스템 용량을 최대화하는 전력 할당 기법을 제안한다. 모의 실험 결과 릴레이의 송수신 안테나 간 물리적 이격 (physical isolation)이 충분하다면 제안한 다중 사용자 precoding 및 전력 할당 기법을 활용한 전이중 릴레이가 반이중 릴레이에 비해 월등한 성능을 보임을 확인하였다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 다음 그림 1과 같은 릴레이 전송 모델을 고려한다. M 개의 송신 안테나를 갖는 기지국이 N 개의 수신 안테나와 N 개의 송신 안테나를 갖는 릴레이에 신호를 전송한다. 릴레이는 기지국으로부터 수신한 신호를 하나의 수신 안테나를 갖는 여러 단말국들로 전달한다. 여기서, 릴레이는 복호 후 전달 (decode-and-forward) 방식^[4]을 사용한다고 가정한다. 또한, 기지국과 단말국 간의 직접 링크는 없다고 가정한다.

그림 1과 같은 시스템 모델에서 반이중 릴레이의 $N \times 1$ 수신 신호 벡터 \mathbf{y}_{RS} 는 다음과 같다.

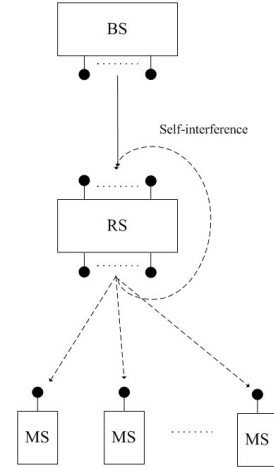


그림 1. 릴레이 시스템 모델

$$\mathbf{y}_{RS} = \mathbf{H}_{BS:RS} \mathbf{s}_{BS} + \mathbf{n}_{RS} \quad (1)$$

수식 (1)에서 $\mathbf{H}_{BS:RS}$ 는 기지국과 릴레이 간 $N \times M$ 채널 행렬이며, \mathbf{s}_{BS} 는 기지국의 $M \times 1$ 송신 신호 벡터이다. 릴레이의 가우시안 잡음 벡터 \mathbf{n}_{RS} 는 $E[\mathbf{n}_{RS} \mathbf{n}_{RS}^\dagger] = \mathbf{I}_N$ 를 만족하며, 여기서 $(\cdot)^\dagger$ 는 복소공액 전치 (complex conjugated transpose)를 의미하고, \mathbf{I}_N 은 $N \times N$ 단위 행렬이다.

반면 전이중 릴레이의 경우, 릴레이가 기지국으로부터 신호를 수신하는 동시에 단말국들로 신호를 전달하므로 그림 1에서 보는 바와 같이 자기 간섭이 발생한다. 따라서, 전이중 릴레이의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_{RS} = \mathbf{H}_{BS:RS} \mathbf{s}_{BS} + \mathbf{H}_{RS:RS} \mathbf{s}_{RS} + \mathbf{n}_{RS} \quad (2)$$

위의 수식에서 $\mathbf{H}_{BS:RS}$ 는 릴레이의 송신 안테나와 수신 안테나 간의 $N \times N$ 채널 행렬이며, \mathbf{s}_{RS} 는 릴레이의 $N \times 1$ 송신 신호 벡터이다. 수식 (2)의 우변에서 두 번째 항이 전이중 릴레이의 자기 간섭을 의미한다. k 번째 단말국이 수신 신호 y_k 는 다음과 같다.

$$y_k = \mathbf{h}_{RS:k} \mathbf{s}_{RS} + n_k \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{h}_{RS:k}$ 는 릴레이와 k 번째 MS 간의 $1 \times N$ 채널 행렬이다. 위의 수식 (1)에서와 같이 단말국의 가우시안 잡음 n_k 는 1로 정규화된 잡음 전력을 갖는다고 가정한다. 또한, 기지국과 릴레이의 총 송신 전

력은 각각 P^{BS} 와 P^{RS} 로 제한되어 있으며, $M \geq N$ 을 가정한다.

III. 릴레이 전송

이 장에서는 그림 1에 존재하는 모든 링크의 채널이 주어졌을 때 반이중 및 전이중 릴레이의 순간 sum rate (instantaneous sum rate)을 분석한다. 이를 바탕으로 다음 장에서는 모의 실험을 통해 계산한 반이중 및 전이중 릴레이의 에르고딕 sum rate (ergodic sum rate)을 제시한다. 본 논문에서는 기지국이 모든 링크의 채널 정보를 알고 있다고 가정한다.

3.1 반이중 릴레이

먼저, 수식 (1)의 반이중 릴레이 수신 신호에서 기지국과 반이중 릴레이 간의 순간 sum rate $R_{BS:RS}^{HD}$ 를 계산한다. 이는 [5]가 제시한 SVD (singular value decomposition)와 water-filling 알고리즘을 이용한 MIMO 채널 용량 계산 방식을 이용하여 얻을 수 있다. 또한, 그림 1에서 릴레이와 단말국들은 [6]에서 제시한 다중 사용자 MIMO 브로드캐스트 채널과 동일하다. 따라서, 릴레이와 단말국들 간의 순간 sum rate $R_{RS:MSs}^{HD}$ 는 [6]에서 제안된 ZFBF (zero-forcing beamforming) precoding과 water-filling 알고리즘을 통해 계산할 수 있다.

반이중 릴레이의 송수신이 시간을 통해 구분되며, 매 시간 슬롯마다 (1-t) 구간 동안 릴레이가 수신한 데이터를 나머지 t 구간 동안 단말국들로 모두 전달한다고 가정하면,

$$(1-t)R_{BS:RS}^{HD} = tR_{RS:MSs}^{HD} \quad (4)$$

를 만족하는 t를 선택할 수 있다. 따라서, 반이중 릴레이의 경우 단말국들에 전달된 최종 sum rate는 다음과 같다.

$$R^{HD} = \frac{R_{BS:RS}^{HD} R_{RS:MSs}^{HD}}{R_{BS:RS}^{HD} + R_{RS:MSs}^{HD}} \quad (5)$$

3.2 전이중 릴레이

전이중 릴레이의 경우 릴레이의 송수신이 같은 주파수에서 동시에 이루어지므로, 수식 (2)와 같이 자기 간섭 문제가 발생한다. 또한, 릴레이가 여러 단말국들로 데이터를 전달해야 하므로 다중 사용자 간섭 또한

고려되어야 한다. 본 절에서는 전이중 MIMO 릴레이를 위한 자기 간섭 및 다중 사용자 간섭을 제거하는 precoding과 sum rate 정합 기반의 전력 할당 방식을 제안한다.

전이중 릴레이의 수신 신호 (2)와 각 단말국들의 수신 신호 (3)은 다음과 같은 행렬식으로 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{RS} \\ y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{BS} \\ \mathbf{s}_{RS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{RS} \\ n_1 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix} \quad (6)$$

위의 수식에서 $2N \times (M+N)$ 채널 행렬 \mathbf{H} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{BS:RS} & \mathbf{H}_{RS:RS} \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:1} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:N} \end{bmatrix} \quad (7)$$

또한, 기지국과 릴레이의 $(M+N) \times 1$ 송신 신호 벡터는 precoding 행렬 \mathbf{W} 와 전력 할당 대각 행렬 \mathbf{P} 를 이용하여 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{s}_{BS} \\ \mathbf{s}_{RS} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\mathbf{P} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ \tilde{\mathbf{x}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

위의 수식 (8)에서 $\mathbf{x} = [x_1 \dots x_N]^T$ 은 기지국이 송신하는 데이터 심볼 벡터이고, 릴레이가 이를 수신하여 검출한 후 단말국들로 전달하는 심볼 벡터는 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \dots \tilde{x}_N]^T$ 로 정의한다. 즉, $\tilde{\mathbf{x}}$ 는 릴레이의 검출 시간에 의한 \mathbf{x} 의 시간 지연된 버전이다. 또한, 전력 할당 대각 행렬 \mathbf{P} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{P} = \text{diag} \left\{ \sqrt{P_1} \dots \sqrt{P_N} \sqrt{\tilde{P}_1} \dots \sqrt{\tilde{P}_N} \right\} \quad (9)$$

본 논문에서는

$$\mathbf{H}\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_{BS:RS} & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{1 \times N} & \bar{h}_{RS:1} & \mathbf{0}_{1 \times (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times N} & \mathbf{0}_{1 \times (N-1)} & \bar{h}_{RS:N} \end{bmatrix} \quad (10)$$

와 같이 블록 대각화를 만족하는 $(M+N) \times 2N$ precoding 행렬 \mathbf{W} 를 찾아 자기 간섭 및 다중 사용자

간섭을 제거하고, 단말국들에 전달되는 최종 sum rate 을 최대화하는 최적의 $2N \times 2N$ 전력 할당 대각 행렬 \mathbf{P}^* 를 계산하고자 한다.

본 논문에서는 블록 대각화 알고리즘^[3]을 활용하여 precoding 행렬을 결정한다. 먼저, 수식 (7)에서 릴레이에 대한 채널을 제외한 나머지 채널들로 다음과 같이 $N \times (M+N)$ 행렬 \mathbf{H}_{RS} 를 정의한다.

$$\mathbf{H}_{RS} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:1} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:N} \end{bmatrix} \quad (11)$$

위의 수식 (11)의 SVD는 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_{RS} = \mathbf{U}_{RS} \mathbf{\Lambda}_{RS} [\mathbf{V}_{RS}^{(1)} \mathbf{V}_{RS}^{(0)}]^\dagger \quad (12)$$

위의 수식에서 $\mathbf{V}_{RS}^{(0)}$ 는 $(M+N) \times M$ 우특이행렬로서 \mathbf{H}_{RS} 의 영공간을 생성하는 우특이벡터들로 구성된다. $\mathbf{V}_{RS}^{(0)}$ 의 왼쪽부터 N 개의 행으로 이루어진 행렬을 $\mathbf{V}_{RS}^{(0)}(1:N)$ 으로 정의하면

$$\mathbf{H} \mathbf{V}_{RS}^{(0)}(1:N) = \begin{bmatrix} \widehat{\mathbf{H}}_{BS:RS} \\ \mathbf{0}_{N \times N} \end{bmatrix} \quad (13)$$

을 만족함을 확인할 수 있다. 이때, [3]에서와 같이 $N \times N$ 행렬 $\widehat{\mathbf{H}}_{BS:RS}$ 의 SVD를

$$\widehat{\mathbf{H}}_{BS:RS} = \widehat{\mathbf{U}}_{BS:RS} \widehat{\mathbf{\Lambda}}_{BS:RS} \widehat{\mathbf{V}}_{BS:RS}^\dagger \quad (14)$$

라고 하면, precoding 행렬 \mathbf{W} 에서 왼쪽부터 N 개의 행은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{W}(1:N) = \mathbf{V}_{RS}^{(0)} \widehat{\mathbf{V}}_{BS:RS} \quad (15)$$

이때, $\mathbf{V}_{RS}^{(0)}(1:N)$ 는 다음과 같이 표현된다^[7].

$$\mathbf{V}_{RS}^{(0)}(1:N) = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{V}}_{RS}^{(0)}(1:N) \\ \mathbf{0}_{N \times N} \end{bmatrix} \quad (16)$$

여기서, $\widetilde{\mathbf{V}}_{RS}^{(0)}$ 은 0이 아닌 $M \times M$ 행렬이다. 그러므로,

$$\mathbf{W}(1:N) = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{BS:1} \cdots \mathbf{w}_{BS:N} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} \cdots \mathbf{0}_{N \times 1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

이 됨을 알 수 있다.

k 번째 단말국의 채널을 제외한 나머지 채널들로 $(2N-1) \times (M+N)$ 행렬 \mathbf{H}_k 을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{BS:RS} & \mathbf{H}_{RS:RS} \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:1} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:(k-1)} \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:(k+1)} \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{1 \times M} & \mathbf{h}_{RS:N} \end{bmatrix} \quad (18)$$

수식 (18)의 SVD는

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{\Lambda}_k [\mathbf{V}_k^{(1)} \mathbf{V}_k^{(0)}]^\dagger \quad (19)$$

이며, $\mathbf{V}_k^{(0)}$ 는 $(M+N) \times (M-N+1)$ 우특이행렬로서 \mathbf{H}_k 의 영공간을 생성하는 우특이벡터들로 구성된다. $\mathbf{V}_k^{(0)}$ 의 첫 번째 행을 $\mathbf{V}_k^{(0)}(1)$ 라고 하면

$$\mathbf{H} \mathbf{V}_k^{(0)}(1) = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times 1} \\ \mathbf{0}_{(k-1) \times 1} \\ \mathbf{h}_{RS:k} \\ \mathbf{0}_{(N-k) \times 1} \end{bmatrix} \quad (20)$$

이 됨을 확인할 수 있다. 여기서, \mathbf{W} 의 $(N+k)$ 번째 행을 $\mathbf{V}_k^{(0)}(1)$ 로 정의하고, $(M+N) \times 1$ 벡터 $\mathbf{V}_k^{(0)}(1)$ 를 다음과 같은 $M \times 1$ 벡터 $\widetilde{\mathbf{w}}_{BS:k}$ 와 $N \times 1$ 벡터 $\widetilde{\mathbf{w}}_{RS:k}$ 로 구분한다.

$$\mathbf{W}(N+k) = \mathbf{V}_k^{(0)}(1) = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{w}}_{BS:k} \\ \widetilde{\mathbf{w}}_{RS:k} \end{bmatrix} \quad (21)$$

모든 단말국들에 대해 위의 과정을 수행한 후, 수식 (17)과 (21)을 통해 얻은 \mathbf{W} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{BS:1} \cdots \mathbf{w}_{BS:N} & \widetilde{\mathbf{w}}_{BS:1} \cdots \widetilde{\mathbf{w}}_{BS:N} \\ \mathbf{0}_{N \times 1} \cdots \mathbf{0}_{N \times 1} & \widetilde{\mathbf{w}}_{RS:1} \cdots \widetilde{\mathbf{w}}_{RS:N} \end{bmatrix} \quad (22)$$

위의 \mathbf{W} 는 블록 대각화를 통해 수식 (10)을 만족함

을 알 수 있다.

수식 (9)와 (22)를 수식 (8)에 대입하면 다음과 같이 기지국과 릴레이의 송신 신호 벡터를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{BS} &= \sum_{k=1}^N \mathbf{w}_{BS:k} \sqrt{P_k} x_k + \tilde{\mathbf{w}}_{BS:k} \sqrt{P_k} \tilde{x}_k \\ \mathbf{s}_{RS} &= \sum_{k=1}^N \tilde{\mathbf{w}}_{RS:k} \sqrt{\tilde{P}_k} \tilde{x}_k \end{aligned} \quad (23)$$

위의 수식 (23)에서 기지국은 x_k 와 \tilde{x}_k 에 대한 precoding 신호를 송신하지만, 릴레이는 \tilde{x}_k 만의 precoding 신호를 송신함을 알 수 있다. 릴레이는 기지국으로부터 x_k 를 수신한 후 이를 검출한 결과인 \tilde{x}_k 만 알 수 있다. 반면, 기지국은 x_k 와 \tilde{x}_k 를 모두 알 수 있다. 따라서, 기지국과 릴레이 모두 수식 (23)과 같은 송신 신호를 구성할 수 있다고 할 수 있다.

수식 (22)에서 제안한 precoding 행렬 \mathbf{W} 가 수식 (10)을 만족한다는 사실을 바탕으로 수식 (23)을 수식 (6)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{RS} &= \hat{\mathbf{U}}_{BS:RS} \hat{\mathbf{A}}_{BS:RS} \mathbf{P}_{BS:RS} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{RS} \\ y_k &= \bar{h}_{RS:k} \sqrt{P_k} \tilde{x}_k + n_k \end{aligned} \quad (24)$$

위의 수식에서

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}}_{BS:RS} &= \text{diag}\{\lambda_1 \cdots \lambda_N\} \\ \mathbf{P}_{BS:RS} &= \text{diag}\{\sqrt{P_1} \cdots \sqrt{P_N}\} \end{aligned} \quad (25)$$

이고, $k = 1, \dots, N$ 이다. 위의 수식 (24)에서 보는 바와 같이 릴레이는 자기 간섭 없이 \mathbf{x} 를 검출할 수 있으며, 각 단말국 역시 다중 사용자 간섭 없이 자신의 신호 \tilde{x}_k 를 검출할 수 있다.

수식 (24)에서 릴레이가 $\hat{\mathbf{U}}_{BS:RS}$ 를 수신 필터로 사용할 경우, 릴레이의 수신 신호 \mathbf{y}_{RS} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_{RS} &= \hat{\mathbf{U}}_{BS:RS}^\dagger \mathbf{y}_{RS} \\ &= \hat{\mathbf{A}}_{BS:RS} \mathbf{P}_{BS:RS} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{n}}_{RS} \\ &= \begin{bmatrix} \lambda_1 \sqrt{P_1} x_1 \\ \vdots \\ \lambda_N \sqrt{P_N} x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{n}_1 \\ \vdots \\ \hat{n}_N \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

위의 수식 (26)에서 릴레이가 기지국으로부터 수신하는 순간 sum rate는 다음과 같이 계산된다.

$$R_{BS:RS}^{FD} = \sum_{k=1}^N \log_2(1 + \lambda_k^2 P_k) \quad (27)$$

또한, 수식 (24)에서 모든 단말국들이 릴레이로부터 수신하는 순간 sum rate는 다음과 같다.

$$R_{RS:MSs}^{FD} = \sum_{k=1}^N \log_2(1 + |\bar{h}_{RS:k}|^2 \tilde{P}_k) \quad (28)$$

이때, 수식 (23)에서 기지국 및 릴레이의 송신 전력은 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{w}_{BS:k}\|^2 P_k + \|\tilde{\mathbf{w}}_{BS:k}\|^2 \tilde{P}_k &\leq P^{BS} \\ \sum_{k=1}^N \|\tilde{\mathbf{w}}_{RS:k}\|^2 \tilde{P}_k &\leq P^{RS} \end{aligned} \quad (29)$$

수식 (22)에서 precoding 행렬 \mathbf{W} 는 단위벡터들로 구성되어 있기 때문에 다음을 만족한다.

$$\begin{aligned} \|\mathbf{w}_{BS:k}\|^2 &= 1 \\ \|\tilde{\mathbf{w}}_{BS:k}\|^2 + \|\tilde{\mathbf{w}}_{RS:k}\|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (30)$$

따라서, 수식 (29)의 기지국 및 릴레이의 송신 전력 제한은 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^N P_k + \|\tilde{\mathbf{w}}_{BS:k}\|^2 \tilde{P}_k &\leq P^{BS} \\ \sum_{k=1}^N (1 - \|\tilde{\mathbf{w}}_{BS:k}\|^2) \tilde{P}_k &\leq P^{RS} \end{aligned} \quad (31)$$

또한, 릴레이는 기지국으로부터 수신한 정보를 단말국들에 전달하므로, 릴레이가 기지국으로부터 수신한 순간 sum rate와 단말국들로 전달하는 순간 sum rate가 다음과 같이 정합되어야 한다.

$$R_{RS:MSs}^{FD} = R_{BS:RS}^{FD} \quad (32)$$

따라서, 제안하는 전이중 MIMO 릴레이가 단말국들로 전달한 최종 sum rate는

$$R^{FD} = \max R_{RS:MSs}^{FD} \quad (33)$$

이며, 이는 수식 (31)과 (32)의 제한 조건을 만족하면서 $R_{RS:MSs}^{FD}$ 를 최대화하는 전력 할당 P_k^* 와 \tilde{P}_k^* 를 찾는 최적화 문제이다.

위의 최적화 문제는 해석적 해를 가지지 않으므로, 본 논문에서는 다음과 같은 3 단계의 간단한 수치 해석적 해를 제안하고자 한다. 간단히 설명하기 위해 $N = 2$ 인 경우를 가정한다. 하지만, 제안하는 해는 유사한 방법으로 $N > 2$ 인 경우로 확장이 가능하다. $N = 2$ 인 경우, 위의 최적화 문제는 다음과 같이 sum rate을 최대화하면서

$$R^{FD} = \max \{ \log_2(1 + \alpha_1 \tilde{P}_1) + \log_2(1 + \alpha_2 \tilde{P}_2) \} \quad (34)$$

다음의 세 가지 조건

$$P_1 + P_2 + \beta_1 \tilde{P}_1 + \beta_2 \tilde{P}_2 \leq P^{BS} \quad (35)$$

$$(1 - \beta_1) \tilde{P}_1 + (1 - \beta_2) \tilde{P}_2 \leq P^{RS} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} & \log_2(1 + q_1 P_1) + \log_2(1 + q_2 P_2) \\ & = \log_2(1 + \alpha_1 \tilde{P}_1) + \log_2(1 + \alpha_2 \tilde{P}_2) \end{aligned} \quad (37)$$

을 만족하는 최적의 전력 할당 P_1^* , P_2^* , \tilde{P}_1^* 와 \tilde{P}_2^* 를 찾는 것이다. 위의 수식에서

$$\alpha_k = |\bar{h}_{RS:k}|^2, \beta_k = \|\tilde{\mathbf{w}}_{BS:k}\|^2, q_k = \lambda_k^2 \quad (38)$$

이다. 본 논문에서 제안하는 3 단계의 수치 해석적 해는 다음과 같다.

단계 1: 수식 (35)에서 $P_1 + P_2 = X$ 로 정의한다. 여기서 X 는 $0 < X < P^{BS}$ 인 임의의 실수이다. 이때, 수식 (37)에서

$$R_{BS:RS} = \log_2(1 + q_1 P_1) + \log_2(1 + q_2 P_2) \quad (39)$$

를 최대화하면서 $P_1 + P_2 = X$ 를 만족하는 P_1^* 과 P_2^* 를 water-filling 알고리즘을 통해 계산한다.

단계 2: 수식 (37)에서

$$R_{RS:MSs} = \log_2(1 + \alpha_1 \tilde{P}_1) + \log_2(1 + \alpha_2 \tilde{P}_2) \quad (40)$$

를 최대화하면서

$$\beta_1 \tilde{P}_1 + \beta_2 \tilde{P}_2 \leq P^{BS} - X \quad (41)$$

$$(1 - \beta_1) \tilde{P}_1 + (1 - \beta_2) \tilde{P}_2 \leq P^{RS} \quad (42)$$

를 만족하는 최적의 전력 할당 \tilde{P}_1^* 와 \tilde{P}_2^* 를 계산한다. 이는 부록에 제시한 바와 같이 KKT (Karush - Kuhn - Tucker) 조건을 통해 얻을 수 있다^[8].

단계 3: X 를 0부터 P^{BS} 까지 증가시키면서 단계 1과 2를 반복한다. 이때 단계 1과 2에서 얻은 P_1^* 과 P_2^* , \tilde{P}_1^* 와 \tilde{P}_2^* 를 수식 (39)와 (40)에 대입하여 계산한 $R_{BS:RS}$ 와 $R_{RS:MSs}$ 가 임의의 매우 작은 실수 ϵ 에 대하여

$$|R_{BS:RS} - R_{RS:MSs}|^2 < \epsilon \quad (43)$$

를 만족한다면, 반복을 종료하고

$$R^{FD} = R_{RS:MSs} \quad (44)$$

로 최종 sum rate를 결정한다.

수식 (43)은 릴레이가 기지국으로부터 수신하는 데이터 스트림의 정보량과 릴레이가 단말국들로 전달하는 데이터 스트림의 정보량이 정합되어야 한다는 수식 (37)의 조건을 확인하는 과정이다.

IV. 성능 평가

이 장에서는 몬테 카를로 실험을 통해 구한 반이중 릴레이와 전이중 릴레이의 에르고딕 sum rate을 비교한다. 독립적인 10,000개의 채널 행렬들을 생성하여 반이중 및 전이중 릴레이의 sum rate를 계산하였다. $M = N = 2$ 이고, $P^{BS} = 10$, $P^{RS} = 5$ 를 가정하였다. 릴레이와 단말국들 간의 채널 계수는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 따르며, 기지국과 릴레이 간의 채널 계수는 평균이 0이고 분산이

G dB, 릴레이의 송수신 안테나 간 채널 계수는 평균이 0이고 분산이 I dB인 복소 가우시안 분포를 따른다고 가정하였다. G가 클수록 기지국과 릴레이 간 링크가 강하고, I가 클수록 전이중 릴레이의 자기 간섭이 심함을 의미한다.

그림 2는 반이중 및 전이중 릴레이의 sum rate를 G에 따라 도시한 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 I = 0 dB인 경우 모든 G에 대해 전이중 릴레이가 반이중 릴레이에 비해 향상된 성능을 보이며, I = 10 dB인 경우에는 G > 10 dB에 대해 제한한 전이중 릴레이가 반이중 릴레이에 비해 향상된 성능을 보인다.

그림 3은 반이중 및 전이중 릴레이의 sum rate를 I에 따라 도시한 것이다. 반이중 릴레이의 sum rate는 I에 따라 변화가 없지만, 전이중 릴레이는 I가 클수록 자기 간섭의 영향이 커지기 때문에 sum rate는 감소한다. G = 20 dB인 경우 I < 17 dB, G = 10 dB인 경우 I < 10 dB일 때 제한한 전이중 릴레이가 향상된 성능

을 보인다. 즉, I가 특정 값 이하가 되도록 릴레이의 송수신 안테나 간 물리적 이격이 충분히 주어진다면, 제한한 전이중 릴레이 precoding 및 전력 할당 기법을 통해 기존의 반이중 릴레이보다 향상된 sum rate를 얻을 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 전이중 MIMO 릴레이를 위한 다중 사용자 precoding 및 sum rate 정합 기반 전력 할당 기법을 제안하였다. 다중 사용자 precoding은 블록 대각화 방식을 기반으로 전이중 릴레이의 자기 간섭 및 다중 사용자 간섭을 제거할 수 있으며, 릴레이의 송수신 데이터의 정보량이 정합되는 전력 할당 문제를 제시하고 3단계의 수치 해석적 해를 제안하였다. 모의 실험 결과, 전이중 릴레이의 송수신 안테나 간 물리적 이격이 충분하다면 제한한 전이중 릴레이가 반이중 릴레이에 비해 월등한 성능을 보임을 확인하였다.

부 록

수식 (41)과 (42)를 만족하면서 수식 (40)을 최대화하는 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\min - \{ \log_2(1 + \alpha_1 \tilde{P}_1) + \log_2(1 + \alpha_2 \tilde{P}_2) \} \quad (A1)$$

$$\beta_1 \tilde{P}_1 + \beta_2 \tilde{P}_2 - P^{BS} + X \leq 0 \quad (A2)$$

$$(1 - \beta_1) \tilde{P}_1 + (1 - \beta_2) \tilde{P}_2 - P^{RS} \leq 0 \quad (A3)$$

$$-\tilde{P}_1 \leq 0, \quad -\tilde{P}_2 \leq 0 \quad (A4)$$

위와 같은 최적화 문제의 해 \tilde{P}_1^* 와 \tilde{P}_2^* 는 KKT (Karush - Kuhn - Tucker) 조건^[8]을 통해 다음을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} -\frac{\alpha_1 \log_2 e}{1 + \alpha_1 \tilde{P}_1^*} + \beta_1 \mu_{BS} + (1 - \beta_1) \mu_{RS} - \mu_1 &= 0 \\ -\frac{\alpha_2 \log_2 e}{1 + \alpha_2 \tilde{P}_2^*} + \beta_2 \mu_{BS} + (1 - \beta_2) \mu_{RS} - \mu_2 &= 0 \end{aligned} \quad (A5)$$

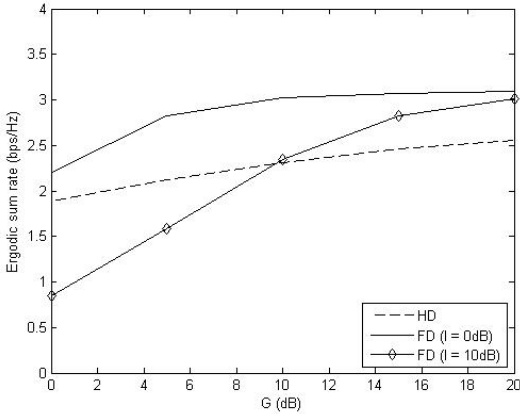


그림 2. G에 따른 sum rate 비교

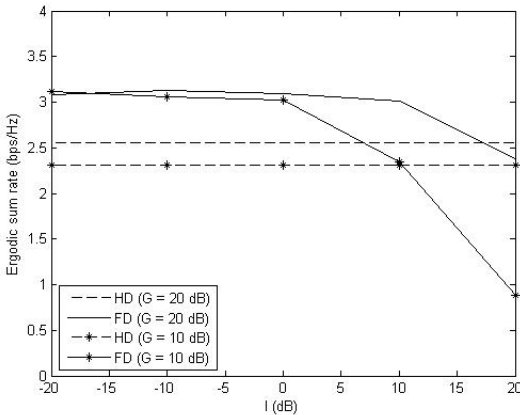


그림 3. I에 따른 sum rate 비교

위의 수식에서 μ_{BS} 와 μ_{RS} 는 수식 (A2)와 (A3)의 조건을 반영한 것으로

$$\mu_{BS} \geq 0, \quad \mu_{RS} \geq 0 \quad (A6)$$

$$\mu_{BS}(\beta_1 \tilde{P}_1^* + \beta_2 \tilde{P}_2^* - P^{BS} + X) = 0 \quad (A7)$$

$$\mu_{RS}((1 - \beta_1) \tilde{P}_1^* + (1 - \beta_2) \tilde{P}_2^* - P^{RS}) = 0 \quad (A8)$$

을 만족해야 한다. μ_1 과 μ_2 또한 수식 (A4)에서

$$\mu_1 \geq 0, \quad \mu_2 \geq 0 \quad (A9)$$

$$-\mu_1 \tilde{P}_1^* = 0, \quad -\mu_2 \tilde{P}_2^* = 0 \quad (A10)$$

을 만족해야 한다.

수식 (A5)를 정리하면 다음과 같다.

$$\tilde{P}_1^* = \frac{\log_2 e}{\beta_1 \mu_{BS} + (1 - \beta_1) \mu_{RS} - \mu_1} - \frac{1}{\alpha_1} \quad (A11)$$

$$\tilde{P}_2^* = \frac{\log_2 e}{\beta_2 \mu_{BS} + (1 - \beta_2) \mu_{RS} - \mu_2} - \frac{1}{\alpha_2} \quad (A12)$$

위의 수식 (A11)과 (A12)에서 $\mu_1 = 0, \mu_2 = 0$ 인 경우를 먼저 고려한다. 이는 수식 (A4)와 (A10)로부터 $\tilde{P}_1^* \geq 0, \tilde{P}_2^* \geq 0$ 임을 알 수 있다. 만약 $\mu_1 \neq 0$ 이라면 수식 (A10)으로부터 $\tilde{P}_1^* = 0$ 이 되어야 한다. $\mu_1 = 0, \mu_2 = 0$ 인 경우에서 $\mu_{BS} \neq 0$ 이고 $\mu_{RS} \neq 0$ 이라면 수식 (A11)과 (A12)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{P}_1^* = \frac{\log_2 e}{\beta_1 \mu_{BS} + (1 - \beta_1) \mu_{RS}} - \frac{1}{\alpha_1} \quad (A13)$$

$$\tilde{P}_2^* = \frac{\log_2 e}{\beta_2 \mu_{BS} + (1 - \beta_2) \mu_{RS}} - \frac{1}{\alpha_2} \quad (A14)$$

또한, 수식 (A7)과 (A8)로부터

$$\beta_1 \tilde{P}_1^* + \beta_2 \tilde{P}_2^* - P^{BS} + X = 0 \quad (A15)$$

$$(1 - \beta_1) \tilde{P}_1^* + (1 - \beta_2) \tilde{P}_2^* - P^{RS} = 0 \quad (A16)$$

를 만족해야 함을 알 수 있다. 여기서, 수식 (A13)과 (A14)를 수식 (A15)와 (A16)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mu_{BS} &= \frac{2A(\beta_1 - 1)(\beta_2 - 1) + B(2\beta_1\beta_2 - \beta_1 - \beta_2)}{(A(\beta_1 - 1) + B\beta_1)(A(\beta_2 - 1) + B\beta_2)} \\ \mu_{RS} &= \frac{A(\beta_1 + \beta_2 - 2\beta_1\beta_2) - 2\beta_1\beta_2 B}{(A(\beta_1 - 1) + B\beta_1)(A(\beta_2 - 1) + B\beta_2)} \end{aligned} \quad (A17)$$

여기서

$$A = \frac{P^{BS} - X + \beta_1/\alpha_1 + \beta_2/\alpha_2}{\log_2 e} \quad (A18)$$

$$B = \frac{P^{RS} + (1 - \beta_1)/\alpha_1 + (1 - \beta_2)/\alpha_2}{\log_2 e} \quad (A19)$$

이다. 위의 수식 (A17)을 통해 계산한 μ_{BS} 와 μ_{RS} 를 수식 (A11)과 (A12)에 대입하면 최적의 전력 할당 \tilde{P}_1^* 와 \tilde{P}_2^* 를 계산할 수 있다. 여기서, 계산된 전력 할당 값이 수식 (A4)를 만족하는지 확인해야 한다.

다음으로 $\mu_1 = 0, \mu_2 = 0, \mu_{BS} \neq 0$ 이고 $\mu_{RS} = 0$ 인 경우를 고려한다. 이 경우에 수식 (A11)과 (A12)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{P}_1^* = \frac{\log_2 e}{\beta_1 \mu_{BS}} - \frac{1}{\alpha_1} \quad (A20)$$

$$\tilde{P}_2^* = \frac{\log_2 e}{\beta_2 \mu_{BS}} - \frac{1}{\alpha_2} \quad (A21)$$

이때, 수식 (A7)으로부터 수식 (A15)가 만족되어야 함을 알 수 있다. 수식 (A20)과 (A21)을 수식 (A15)에 대입하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\mu_{BS} = \frac{2\log_2 e}{P^{BS} - X + \beta_1/\alpha_1 + \beta_2/\alpha_2} \quad (A22)$$

위의 수식 (A22)를 통해 계산한 μ_{BS} 를 수식 (A20)과 (A21)에 대입하면 전력 할당 \tilde{P}_1^* 와 \tilde{P}_2^* 를 계산할 수 있다. 계산된 전력 할당 값이 수식 (A3)와 (A4)

를 만족하는지 확인해야 한다.

μ_{BS} , μ_{RS} , μ_1 과 μ_2 의 여러 경우들에 대하여 위에서 제시한 방법과 유사하게 전력 할당을 계산할 수 있다. 이렇게 계산된 전력 할당 값들 중에서 수식 (A1)의 값을 최소화하는 전력 할당을 선택한다.

참 고 문 헌

- [1] 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, pp.3062-3080, Dec. 2004.
- [2] D. W. Bliss, P. A. Parker, and A. R. Margetts, "Simultaneous transmission and reception for improved wireless network performance," in Proc. IEEE Statistical Signal Processing Workshop, Madison, WI, Aug. 2007, pp.478-482.
- [3] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," IEEE Trans. Signal Process., 52, pp.461-471, Feb. 2004.
- [4] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F. W. Kneubühner, "Fading relay channels: performance limits and space-time signal design," IEEE J. Select. Areas Commun., 22, pp.1099-1109, Aug. 2004.
- [5] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," European Trans. Telecommun., 10, pp.585-595, Nov./Dec. 1999.
- [6] T. Yoo and A. Goldsmith, "On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming," IEEE J. Select. Areas Commun., 24, pp.528-541, Mar. 2006.
- [7] N. L. Frank and I. N. Imam, "Generalized inverses of large matrices using the generalized Schur complement," in Proc. IEEE Southeast-Con '90, New Orleans, LA, Apr. 1990, pp.51-55.
- [8] S. Boyd and L. Vandenberghe, Convex Optimization. Cambridge Univ. Press, 2004.

이 증 호 (Jong-Ho Lee)

중신회원



1999년 2월 서울대학교 전기공학부 학사
2001년 2월 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석사
2006년 2월 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사
2006년 3월~2008년 8월 삼성

전자 통신연구소 책임연구원

2008년 9월~2009년 8월 Georgia Institute of Technology 박사후연구원

2009년 9월~현재 공주대학교 전기전자제어공학부 조교수

<관심분야> 통신신호처리, 통신이론

신 오 soon (Oh-Soon Shin)

중신회원



1998년 2월 서울대학교 전기공학부 학사
2000년 2월 서울대학교 전기공학부 석사

2004년 2월 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사

2004년 3월~2005년 9월 Harvard University 박사후연구원

2006년 4월~2007년 8월 삼성전자 통신연구소 책임연구원

2007년 9월~현재 송실대학교 정보통신전자공학부 조교수

<관심분야> 통신이론, 통신시스템, 통신신호처리