

자기간섭 제거 기능이 없는 기존 단말을 가지는 양방향 다중입출력 중계 증폭 전송 기법

이 경 재[°]

Two-Way MIMO AF Relaying Methods Having a Legacy Device without Self-Interference Cancellation

Kyoung-Jae Lee[°]

요 약

본 논문에서는 송신단, 수신단, 중계 전송단에서 모두 다중 안테나를 가지고 양방향 중계 증폭 전송 방식으로 동작하는 통신 환경을 고려한다. 양방향 중계 전송에서 발생하는 자기 간섭을 한 쪽의 수신단에서는 제거할 수 있고, 다른 한 수신단에서는 제거할 수 없는 상황에서 최대 전송률을 보내기 위해 릴레이 구조를 최적화하는 것을 목표로 한다. 먼저 최대 전송률을 구하기 위하여 GD(gradient descent) 기반의 지역 최적화 알고리즘을 개발하고, 보다 간단한 구조를 가지는 특이값 분해(SVD: singular value decomposition) 기반의 블록 삼각화 방법을 제안한다. 시뮬레이션 결과는 제안하는 양방향 기법들이 기존의 양방향 방법에 비해 자기간섭 제거 기능이 없는 기기가 사용될 때 향상된 성능을 얻는다는 것을 보여준다.

Key Words : Two-way relay, self-interference, legacy device, MIMO, precoding

ABSTRACT

In this paper, two-way amplify-and-forward relay methods are investigated where two terminals and one relay node are equipped with multiple antennas. In two-way relay channels, it is assumed that one terminal can eliminate its own self-interference but the other cannot. For this channel, we first maximize the sum-rate performance by employing an iterative gradient descent (GD) algorithm. Then, a simple singular value decomposition (SVD) based block triangularization is developed to null the self-interference. Simulation results show the proposed methods outperform the conventional schemes for various environments.

I. 서 론

릴레이(relay)를 이용하여 송신신호를 재전송하는 중계 전송 방식은 셀 커버리지(cell coverage)와 전체 시스템 성능을 증가시키기 위해 활발히 연구되어왔다^[1-4]. 특히 최근 5세대(5G: 5 generation) 무선통신 시

스템에서 고려되고 있는 밀리미터파(mmWave: millimeter wave)의 낮은 전파 투과 특성으로 인해 릴레이의 중요성이 다시 주목 받고 있으며^[5-7], 소형셀(small cell)을 무선 백홀(backhaul)로 지원하는 통신 환경도 일종의 중계 전송 시스템으로 모델링할 수 있다^[8]. 한편 릴레이 시스템의 전송률 및 오류율 성능을

※ This research was supported by the research fund of Hanbat National University in 2016. Also, this work was partially supported by the NRF funded by the Ministry of Scienc, ICT & Future Planning (NRF-2014K1A3A1A09063284).

° First and Corresponding Author: Hanbat National University, Department of Electronics and Control Engineering, kyoungjae@hanbat.ac.kr, 정희원

논문번호 : KICS2016-07-161, Received July 22, 2016; Revised January 23, 2017; Accepted January 23, 2017

향상시키기 위하여 다중 안테나를 고려하는 것은 자연스러운 흐름이며^{[9][10]}, 특히 다중 입출력(MIMO: multiple-input multiple-output) 증폭 전송(AF: amplify and forward) 방식은 복호화가 필요 없는 단순한 구조를 장점으로 가지며, 활발한 연구가 이루어져왔다^[11-13]. 이러한 중계전송 방식에서의 문제점 중 하나는 송신단과 릴레이 사이의 채널과 릴레이와 수신단 사이의 채널에서 간섭을 피하기 위하여 시간 또는 주파수 자원을 추가로 이용하여 서로 분리된 채널을 만들어야 하고, 이로 인하여 주파수 효율(spectral efficiency)이 전반으로 감소한다는 점이다.

양방향 릴레이(two-way relay) 통신 방식은 중계 전송에서 필연적으로 발생하는 주파수 효율의 손실을 극복할 수 있는 방안으로 제안되었다^[14,15]. 기존 한 방향 릴레이(one-way relay) 방식과는 달리, 양방향 릴레이 방식에서는 릴레이를 사이에 두고 양 단말에서 동시에 신호를 전송하고, 릴레이는 수신된 신호를 동시에 양 단말에게 재전송하는 형태로 신호 전달이 이루어진다. 양방향 통신에서 필수적으로 발생하는 자기간섭(self interference)을 제거하기 위하여 각 단말은 자신이 송신했던 기저대역 신호를 저장하고 있다가 수신 신호에서 제거할 수 있고, 이러한 방법을 아날로그 네트워크 코딩(ANC: analog network coding)이라고도 부른다^[16-18]. 지금까지 연구들은 양방향 중계 전송 방식에서 양 단말 기기가 모두 자기간섭이 가능한 경우를 주로 고려하였다^[14-18].

본 논문에서는 자기 간섭 제거가 양 단말 중 한 쪽에서만 가능하며, 다른 한 쪽은 자기간섭 제거 기능이 없는 기존 기기(legacy device)를 사용하는 상황을 고려한다. 먼저 채널 용량을 구하기 위하여 GD(gradient descent) 기반의 지역 최적화 반복 알고리즘을 구하고 최대 채널용량이 어느 정도인지를 실험적으로 제시하고, 알고리즘의 반복 없이 간단히 구할 수 있는 특이 값분해(SVD: singular value decomposition) 기반의 블록 삼각화(block triangularization) 방법을 제안한다. 마지막으로 모의실험을 통해 제안하는 선형 기법들이 양방향 릴레이 방식에서 자기간섭 제거가 없는 경우 기존 방법들에 비하여 향상된 전송률을 가지며 간단한 블록 삼각화 기법이 반복 알고리즘에 기반한 채널용량 합 최대화 성능에 근접한다는 것을 확인할 수 있다.

본 논문 수식에서 행렬과 열 벡터(vector)를 표현하기 위해 대문자 굵은 서체와 소문자 굵은 서체를 각각 사용할 것이다. $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$, $(\cdot)^*$ 는 각각 행렬에 대한 transpose, conjugate transpose, conjugate 연산을 표

현하며, $\text{Tr}(\cdot)$, $|\cdot|$, $\|\cdot\|_F^2$ 은 각각 trace, determinant, Frobenius norm 연산을 의미한다. 또한 $E[\cdot]$ 는 평균 연산을 나타낸다.

II. 시스템 모델

본 논문은 그림 1과 같이 단말 T_A 에서는 자기간섭 제거 기능을 가지고, 단말 T_B 에서는 자기간섭 제거 기능이 없는 환경에서 릴레이 R 을 통해 양방향 중계 전송을 통해 단말 T_A 와 T_B 가 서로 통신하는 상황을 고려한다. 예를 들어, T_A 는 최신형 기기나 기지국, T_B 는 자기간섭 제거 기능이 반영되기 전에 나온 기존 단말로 가정할 수 있을 것이다. 여기서 두 단말들은 각각 M 개, 릴레이는 N 개의 다중 안테나를 가진다고 가정한다. 여기서 단말 T_B 의 경우 자기가 보냈던 기저대역 신호를 저장하고 있다가 수신신호에서 제거하는 기능을 가지지 않기 때문에 릴레이에서 다중안테나 신호 처리를 통하여 자기간섭 신호를 제거할 필요가 있다. 반대로 단말 T_A 의 경우 자기간섭 제거기능이 있으므로 릴레이에서 추가적인 간섭 제거가 필요 없다.

양방향 중계 방식은 첫 번째 채널에서 양 단말 T_A 와 T_B 의 송신 신호 s_A 와 s_B 를 릴레이로 동시에 전송하고, 릴레이에서 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s}_A + \mathbf{G}\mathbf{s}_B + \mathbf{n}, \quad (1)$$

여기서 송신 신호들은 $E[\mathbf{s}_A \mathbf{s}_A^H] = \frac{P_A}{M} \mathbf{I}_M$ 와 $E[\mathbf{s}_B \mathbf{s}_B^H] = \frac{P_B}{M} \mathbf{I}_M$ 를 만족한다고 가정하며, P_A 와 P_B 는 각 단말에서의 전송 전력을 의미한다. 또한 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 와 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 는 송신단 T_A 와 T_B 에서 릴레이 R 까지의 MIMO 채널 행렬을 나타내고, 릴레이 가우시안

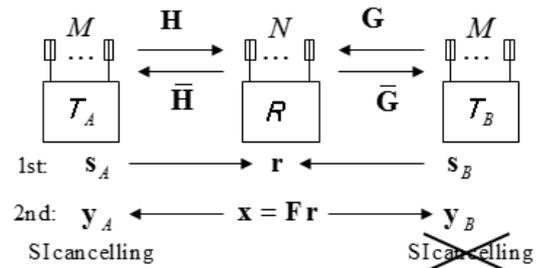


그림 1. 한쪽 종단에서만 자기간섭 제거 기능을 가지는 양방향 릴레이 채널 모델
Fig. 1. Two-way relay channel model with self-interference cancelling at one terminal

(Gaussian) 잡음 \mathbf{n} 은 $E[\mathbf{nn}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ 을 만족한다고 가정한다.

두 번째 채널에서 릴레이 R 은 수신된 신호 (1)에 MIMO 선형처리 필터(filter) 행렬 \mathbf{F} 를 곱해주고, 릴레이의 최대 전력 P_R 에 맞춰 다음 신호를 양 단말 T_A 와 T_B 로 재전송한다.

$$\mathbf{x} = \gamma(\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{s}_A + \mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{s}_B + \mathbf{F}\mathbf{n}),$$

여기서 전송 전력을 P_R 로 유지하기 위하여 $\gamma = \sqrt{\frac{P_R}{\text{tr}\{\mathbf{F}(\rho_A \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \rho_B \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \mathbf{I}_N)\mathbf{F}^H\}}}$ 를 만족해야 하며, 전력 대 잡음비(SNR: signal-to-noise ratio)와 관련된 변수들 $\rho_A = \frac{P_A}{M\sigma_n^2}$, $\rho_B = \frac{P_B}{M\sigma_n^2}$, $\rho_R = \frac{P_R}{\sigma_n^2}$ 이 각각 사용된다. 릴레이에서 양 단말 T_A 와 T_B 까지 채널 행렬을 각각 $\bar{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 와 $\bar{\mathbf{G}} \in \mathbb{C}^{M \times N}$, 수신 가우시안 잡음을 \mathbf{z}_A 와 \mathbf{z}_B 이라고 표현하고 $E[\mathbf{z}_A \mathbf{z}_A^H] = \sigma_A^2 \mathbf{I}_N$, $E[\mathbf{z}_B \mathbf{z}_B^H] = \sigma_B^2 \mathbf{I}_N$ 를 만족한다고 하자. 그러면 T_A 와 T_B 에서 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_A = \gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{s}_A + \gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{s}_B + \gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{n} + \mathbf{z}_A, \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_B = \gamma \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{s}_A + \gamma \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{s}_B + \gamma \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{n} + \mathbf{z}_B. \quad (3)$$

수신 신호 (2)와 (3)에서 $\gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{s}_A$ 와 $\gamma \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{s}_B$ 는 각각 T_A 와 T_B 에서 보낸 신호가 릴레이에서 재전송되어 각 단말로 다시 돌아오는 자기간섭 신호이다. 단말 T_A 는 자기가 보낸 기저대역 신호를 저장하고 연관된 채널 정보를 정확히 추정하여 수신 신호에서 자기간

섭 $\gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{s}_A$ 을 제거하면 수신신호 (2)는 다음과 같이 바뀐다^[17].

$$\mathbf{y}_A = \gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{s}_B + \gamma \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{n} + \mathbf{z}_A. \quad (4)$$

T_A 와 달리 자기간섭 제거 기능이 없는 T_B 의 자기간섭 신호 $\gamma \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{s}_B$ 는 릴레이에서 다중안테나 MIMO 프리코딩 행렬 \mathbf{F} 를 최적화할 때 추가적으로 고려되어야 한다. 다음 장에서는 이렇게 자기간섭 제거기능이 부분적으로 없는 시스템에서 채널용량합을 최대화하기 위한 문제에 대해서 살펴본다.

III. 채널용량합 최대화 기법

이번 장에서는 앞 장에서 고려한 시스템 모델을 고려하여 채널용량합을 최대화하는 문제를 풀기 위한 알고리즘을 도출하려고 한다. 최종 수신 신호 (3)과 (4)에서부터 T_A 와 T_B 에서 도출 가능한 채널용량의 합은 위에 수식 (5)로 계산할 수 있다^[11]. 여기서 $\rho_B \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H$ 은 제거되지 않은 T_B 의 자기간섭을 잡음으로 포함시켜 생겨난 부분이다. 우리는 채널용량합을 최대화하기 위해 아래와 같은 최적화 문제를 생각할 수 있다.

$$\mathbf{F}_{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}(\mathbf{F}). \quad (6)$$

위 문제 (6)은 nonconvex 문제이기 때문에 분석적인 방법으로 해를 구하기는 매우 어렵다. 따라서 본 논문에서는 잘 알려진 최적화 방법 중 하나인 GD 기법을 이용하여 이론적인 채널용량합의 한계치를 확인하려고 한다^[17,18].

GD 기법을 적용하기 위하여 채널용량 수식 (5)에

$$\begin{aligned} R_{\text{sum}} = & \frac{1}{2} \log_2 \left| \rho_A \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \rho_B \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right| \\ & - \frac{1}{2} \log_2 \left| \rho_B \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right| \\ & + \frac{1}{2} \log_2 \left| \rho_B \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right| \\ & - \frac{1}{2} \log_2 \left| \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right|, \end{aligned} \quad (5)$$

서 릴레이 프리코딩 행렬 \mathbf{F} 에 대한 미분식을 얻은 이후에 위 수식 (7)과 같은 채널용량함의 행렬 기울기 (gradient) 수식을 얻을 수 있다^[17-19]. 여기서 $\mathbf{\Pi}_A$, $\mathbf{\Omega}_A$, $\mathbf{\Pi}_B$, $\mathbf{\Omega}_B$ 는 다음과 같은 행렬식으로 정의된다.

$$\mathbf{\Pi}_A = \left(\rho_A \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{H}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \rho_B \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right)^{-1},$$

$$\mathbf{\Omega}_A = \left(\rho_B \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{G}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right)^{-1},$$

$$\mathbf{\Pi}_B = \left(\rho_B \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{G}^H \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right)^{-1},$$

$$\mathbf{\Omega}_B = \left(\bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{F}^H \bar{\mathbf{H}}^H + \frac{\sigma_z^2}{\gamma^2 \sigma_n^2} \mathbf{I}_M \right)^{-1}.$$

그러면 최대 채널용량함은 다음과 같이 GD 알고리즘을 반복하여 구할 수 있다.

1. 릴레이 프리코딩 행렬 \mathbf{F} 를 임의의 값으로 초기화
2. 수식 (7)을 이용하여 행렬 기울기 $\nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}$ 을 계산
3. 프리코딩 \mathbf{F} 를 $\mathbf{F} \leftarrow \mathbf{F} + \delta \cdot \nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}$ 로 갱신
4. $\|\nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}\|_F^2 < \varepsilon$ 인 경우 중단하고, 아니면 2번 단계로 이동하여 반복

여기서 ε 는 알고리즘을 종료하기 위한 작은 상수 값을 나타내며, 알고리즘에서 각 프리코딩 행렬을 구하기 위해 필요한 계단 크기(step size) δ 는 다양한 방법들을 통해 최적화할 수 있다. 이 논문에서는 간단

하지만 수렴성을 만족하는 방법인 Armijo의 법칙을 이용하여 $\delta = \nu^m$ 로 계단 크기를 최적화한다. 이 때 m 은 아래 부등식

$$R_{\text{sum}}(\mathbf{F} + \nu^m \cdot \nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}) - R \geq \mu \nu^m \text{Tr}\{\nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}^H \nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}}\}$$

을 만족하는 최소 정수 값이고, ν 와 μ 는 1보다 작은 양의 상수값으로 설정한다^[19].

문제 (5)는 릴레이 프리코딩 행렬 \mathbf{F} 에 대하여 nonconvex 문제이지만, 제안하는 기법은 수렴성을 만족하기 때문에 적어도 지역적으로 최대인 채널용량함을 도출할 수 있다. 다양한 초기값에서 반복적으로 제안하는 기법을 수행하여 최대값을 구하는 방식으로 전체 최적값에 근사한 값을 구할 수 있다. 따라서 제안하는 알고리즘을 통해 채널용량값의 지역적 최적해를 구할 수 있으며, 최대 채널용량의 하한을 확인하는데 도움을 줄 수 있다.

IV. 블록 삼각화 기법

앞 장에서 도출한 GD 기반의 알고리즘은 통해 최대 채널용량에 근사한 값을 찾을 수 있지만, 반복 알고리즘으로 인해 높은 복잡도를 가지고 실제 적용하는데 한계를 가질 수 있다. 본 장에서는 중계기에서 자기간섭을 미리 제거하기 위한 간단한 선형처리 기반의 블록 삼각화 릴레이 프리코딩을 제안한다.

그림 1에서 설명한 양방향 릴레이 방식의 시스템 모델에서 T_A 가 자기간섭 신호를 제거하고 난 이후에 T_A 와 T_B 에서 받은 수신신호 (3)과 (4)를 전체 송수신 신호에 대해 하나의 행렬식으로 표현하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{F}} R_{\text{sum}} = & \frac{1}{\ln 2} \bar{\mathbf{G}}^H \left\{ \mathbf{\Pi}_A \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F} (\rho_A \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \rho_B \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \mathbf{I}_N) - \mathbf{\Omega}_A \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F} (\rho_B \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \mathbf{I}_N) \right\} \\ & + \frac{1}{\ln 2} \bar{\mathbf{H}}^H \left\{ \mathbf{\Pi}_B \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F} (\rho_B \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \mathbf{I}_N) - \mathbf{\Omega}_B \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F} \right\} \\ & + \frac{\sigma_z^2 / \sigma_n^2}{\rho_R \ln 2} \text{Tr}(\mathbf{\Pi}_A - \mathbf{\Omega}_A + \mathbf{\Pi}_B - \mathbf{\Omega}_B) \mathbf{F} (\rho_A \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \rho_B \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \mathbf{I}_N) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_A \\ \mathbf{y}_B \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}} \\ \bar{\mathbf{G}} \end{bmatrix} [\mathbf{F}] [\mathbf{G} \quad \mathbf{H}] \begin{bmatrix} \mathbf{s}_B \\ \mathbf{s}_A \end{bmatrix} + \gamma \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}} \\ \bar{\mathbf{G}} \end{bmatrix} [\mathbf{F}] [\mathbf{n}] + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_A \\ \mathbf{z}_B \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \gamma \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{H} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{s}_A \quad (8)$$

$$= \gamma \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{G} & \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{H} \\ \bar{\mathbf{G}} \mathbf{F} \mathbf{G} & \bar{\mathbf{G}} \mathbf{F} \mathbf{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_B \\ \mathbf{s}_A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{n} + \mathbf{z}_A \\ \gamma \bar{\mathbf{G}} \mathbf{F} \mathbf{n} + \mathbf{z}_B \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \gamma \bar{\mathbf{H}} \mathbf{F} \mathbf{H} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{s}_A \quad (9)$$

자기간섭 신호를 모두 제거하기 위해서, (9)의 첫 번째 수식 부분에 포함된 채널 행렬에서 T_B 의 자기간섭신호채널인 $\bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G}$ 가 릴레이 행렬 \mathbf{F} 에 의해 $\mathbf{0}$ 행렬로 만들어져야 한다. 동시에 $\bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{H}$ 과 $\bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G}$ 는 전달하고자 하는 송신 신호의 실제 채널이 되기 때문에 \mathbf{F} 에 의해 제거되면 안 되며 이 조건을 정리하면 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G} = \mathbf{0}, \quad \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{H} \neq \mathbf{0}, \quad \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G} \neq \mathbf{0}. \quad (10)$$

결과적으로 제안하는 릴레이 필터는 다음과 같이 (9)에서의 실제 채널 행렬을 우상 블록 삼각화(right upper block triangular) 행렬로 만들게 되며,

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{G} & \bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{H} \\ \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{G} & \bar{\mathbf{G}}\mathbf{F}\mathbf{H} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \times & \times \\ \mathbf{0} & \times \end{bmatrix}$$

이 때 남은 T_A 의 자기간섭신호채널 $\bar{\mathbf{H}}\mathbf{F}\mathbf{H}$ 는 T_A 단에서 제거될 수 있다.

이러한 블록 삼각화 조건 (10)을 만족하기 위해 제안하는 릴레이 프리코딩 행렬은 다음과 같이 구성되어진다.

$$\mathbf{F} = \mathbf{V}_G \mathbf{X} \mathbf{U}_G^H, \quad (11)$$

여기서 $N \times N$ 유니터리(unitary) 행렬 \mathbf{U}_G 와 \mathbf{V}_G 는 아래와 같이 T_B 와 연관된 채널 \mathbf{G} 와 $\bar{\mathbf{G}}$ 의 특이값분해(SVD: singular value decomposition)

$$\mathbf{G} = \mathbf{U}_G \Sigma_G \mathbf{V}_G^H, \quad \bar{\mathbf{G}} = \mathbf{U}_{\bar{G}} \Sigma_{\bar{G}} \mathbf{V}_{\bar{G}}^H$$

를 통해서 각각 계산된다. 그리고 $N \times N$ 치환행렬 \mathbf{X} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}.$$

(11)의 프리코딩 행렬은 $M \geq 2N$ 의 안테나 조건을 가지는 경우 특이값 $\mathbf{0}$ 을 가지는 특이값 벡터들이 서로 교차되어 (10)의 조건을 항상 만족할 수 있다. 또한, 제안하는 프리코딩 방법은 단지 T_B 와 연관된 채널 \mathbf{G} 와 $\bar{\mathbf{G}}$ 의 정보만을 이용한다. 이는 실제 시스템에 적용할 경우 릴레이 프리코딩을 구하기 위해 필요한 정보의 양이 줄어 전체 채널 추정을 위한 시스템 설계에 있어서 자유도를 높일 수 있다. 제안하는 양방향 릴레이 방식은 기존의 양방향 릴레이 방식과 달리 한 쪽 단말에서 자기간섭 제거기능이 없다는 것을 가정하기 때문에 기존에 사용되던 단말기들을 그대로 사용할 수 있다는 장점을 가진다. 제안하는 방식은 릴레이 단에서 T_B 와 연관된 자기간섭신호를 고려하여 제거하기 때문에 기존의 릴레이 방식들에 비해 향상된 성능을 가질 수 있다. 다음 장에서는 모의 실험을 통해 제안하는 블록 삼각화 기법이 채널용량 최대화 알고리즘의 성능을 따라가는 것을 확인할 수 있다.

V. 모의 실험

본 장에서는 시뮬레이션을 통해 제안하는 방법들과 기존 기술들의 전송률 성능을 비교하려고 한다. 전체 실험결과를 얻기 위하여 $P_A = P_B = P_R, \sigma_n^2 = \sigma_A^2 = \sigma_B^2$, 그리고 $\text{SNR} = P_A / \sigma_n^2$ 을 가정한다. 또한 첫 번째 채널 행렬 \mathbf{H} 와 \mathbf{G} 의 각 성분들을 분산 1과 평균 0을 가지는 i.i.d.(independent and identically distributed) 복소수 가우시안 변수로 고려하고, 시간 분할 듀플렉스(TDD: time division duplex) 방식을 가정하여 두 번째 채널 행렬은 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^T$ 와 $\bar{\mathbf{G}} = \mathbf{G}^T$ 로 생성한다. 제안하는 방법들을 비교하기 위하여 자기간섭제거 기능을 모두 가지는 단말들을 고려한 기존 양방향 단순중복(two-way naive)^[17]방식의 전송률, 그리고 한 방향 중계 방식에서의 최대채널용량(one-way capacity)^[11]과 단순중복방식(one-way naive)^[11]의 성능을 각각 비교한다.

그림 2에서는 양 단말 T_A, T_B 와 릴레이 R 의 안테나

수가 각각 2개, 2개, 4개일 때, T_B 가 자기간섭제거를 하지 않는 환경을 고려한 제안하는 기법들과 기존 기법들을 비교하였다. 이 그림에서 기존 two-way naive 필터는 릴레이에서 자기간섭 제거를 고려하지 않기 때문에 one-way capacity보다도 오히려 떨어지는 성능을 보여준다. 이에 비해 제안하는 블록 삼각화 (proposed block-triangularization) 방법은 기존 one-way capacity보다 더 높은 기율기를 가지고 40dB의 SNR을 기준으로 60%가량 향상된 성능을 보여주며, 계산 복잡도가 높은 제안하는 최대채널용량 (proposed sum-rate maximization) 기법과 비교해도 2~3dB 이내의 성능 열화만을 가진다.

그림 3에서는 양 단말 T_A , T_B 와 릴레이 R 의 안테나가 각각 2개, 2개, 3개인 경우의 전송률 성능을 비교하였다. 제안하는 두 가지 방식과 기존 방법들의 성능 경향이 그림 2의 경우와 비슷하며, 기존 방법 대비하여 40dB의 SNR을 기준으로 38%의 성능 이득이 있다는 것을 확인할 수 있다. 흥미로운 점은 블록 삼각화를 위한 조건 $N \geq 2M$ 을 만족하지 않고 있기 때문에 그림 2에 비해 상대적으로 성능 향상이 줄어들었지만, 여전히 블록 삼각화 기법은 채널용량 최대화 방법에 비해 단지 2~3dB 낮은 성능을 보여주고 있다. 이는 제안하는 블록 삼각화 기법이 실제 다양한 안테나 환경에서 효과적으로 적용될 수 있음을 보여준다.

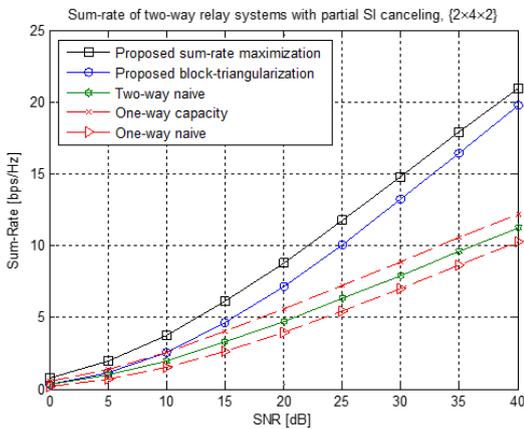


그림 2. 한 쪽 단말에서만 자기간섭 제거 기능이 없을 경우 전송률
Fig. 2. Sum-rates for two-way channels with a device without self-interference cancelling

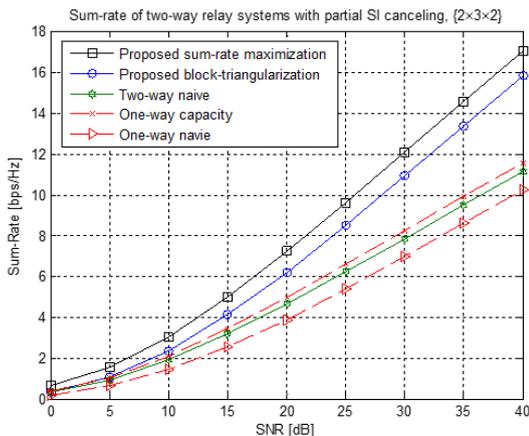


그림 3. 한 쪽 단말에서만 자기간섭 제거 기능이 없을 경우 전송률
Fig. 3. Sum-rates for two-way channels with a device without self-interference cancelling

VI. 결론

무선 통신에서 양방향 중계전송방식은 동시에 양방향 전송을 가능하게 해 전체 채널 용량을 배가시키는 장점을 가지기 때문에 최근 활발히 연구되었다. 본 논문에서는 MIMO 릴레이를 가지는 양방향 중계 증폭 전송 시스템에서 한 쪽 단말에서 자기간섭 제거 기능이 없는 경우에 적용할 수 있는 릴레이 프리코딩 기법을 제안하였다. 먼저 이론적인 채널용량을 알아보기 위해 반복 GD 알고리즘을 통해 전송률을 최대화하였다. 또한 릴레이에서 기존 단말의 자기간섭만을 제거하는 간단한 블록 삼각화 방법을 제안하였다. 모의실험 결과를 통하여 제안하는 방법들이 자기간섭 없는 단말을 고려하지 않는 기존의 양방향 기법과 한 방향 중계 기법들에 비하여 향상된 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

References

- [1] T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572-584, Sept. 1979.
- [2] M. Gastpar and M. Vetterli, "On the capacity of wireless networks: the relay case," in *Proc. IEEE INFOCOM*, vol. 3, pp. 1577-1586, Jun. 2002.
- [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*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.

- [4] G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, "Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 9, pp. 3037-3063, Sept. 2005.
- [5] T. S. Rapaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!," *IEEE Access*, vol. 1, pp. 335-349, May 2013.
- [6] T. H. Jeong and D. G. Jeong, "Frequency band selection for WLAN using multiple bands of 5GHz/60GHz," *J. KICS*, vol. 39, no. 12, pp. 718-728, Dec. 2014.
- [7] L. Wei, R. Q. Hu, Y. Qian, and G. Wu, "Key elements to enable millimeter wave communications for 5G wireless systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 21, no. 6, pp. 136-143, Dec. 2014.
- [8] X. Ge, H. Cheng, M. Guizani, and T. Han, "5G wireless backhaul networks: challenges and research advances," *IEEE Network*, vol. 28, pp. 6-11, Nov. 2014.
- [9] A. Host-Madsen and J. Zhang, "Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 6, pp. 2020-2040, Jun. 2005.
- [10] H. Bolcskei, R. U. Nabar, O. Oyman, and A. J. Paulraj, "Capacity scaling laws in MIMO relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 6, pp. 1433-1444, Jun. 2006.
- [11] X. Tang and Y. Hua, "Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 1398-1407, Apr. 2007.
- [12] K.-J. Lee, J.-S. Kim, G. Caire, and I. Lee, "Asymptotic ergodic capacity analysis for MIMO amplify-and-forward relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 9, pp. 2712-2717, Sept. 2010.
- [13] J. Shin, "On robust MMSE-based filter designs for multi-user peer-to-peer amplify-and-forward relay systems," *J. KICS*, vol. 38, no. 9, pp. 798-809, Sept. 2013.
- [14] J. Seo, C. Han, S. Park, and J. Chung, "Resource allocation schemes for legacy OFDMA systems with two-way DF relay," *J. KICS*, vol. 39, no. 10, pp. 593-600, Oct. 2014.
- [15] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 379-389, Feb. 2007.
- [16] 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. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, no. 5, pp. 699-712, Jun. 2009.
- [17] K.-J. Lee, H. Sung, E. Park, and I. Lee, "Joint optimization for one and two-way MIMO AF multiple-relay systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 12, pp. 3671-3681, Dec. 2010.
- [18] K.-J. Lee and I. Lee, "Achievable rate regions for two-way MIMO AF multiple-relay channels," in *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. '11 Spring*, May 2011.
- [19] M. S. Bazaraa, H. D. Sherali, and C. M. Shetty, *Nonlinear Programming: Theory and Algorithms*, 3rd Ed., John Wiley & Sons, 2006.

이 경 재 (Kyoung-Jae Lee)



2005년 : 고려대학교 전기전자
전파공학부 학사
2011년 : 고려대학교 전자전기
공학과 박사
2012년~현재 : 한밭대학교 전
자-제어공학과 조교수/부교수

<관심분야> 5G Communications, HetNet, WPCN,
Massive MIMO