

논문 2010-47TC-3-3

증폭 후 재전송 MIMO 중계 시스템을 위한 선형 전처리 기법

(Linear Precoding Technique for AF MIMO Relay Systems)

유 병 욱*, 이 규 하**, 이 총 용***

(Byungwook Yoo, Kyu Ha Lee, and Chungyong Lee)

요 약

본 논문에서는 다중 안테나 기반 증폭 후 재전송 중계 시스템을 위한 선형 전처리 필터 설계를 다룬다. 수신 신호의 평균 제곱 오차를 최소화하기 위한 송신 및 중계 선형 전처리 필터가 제안되며, 수신 단말에서는 제안된 전처리 필터에 적합한 MMSE 기반 수신기가 사용된다. 최적의 송신 및 중계 전처리 필터는 수식적으로 표현하기 어렵고 반복 과정으로 통하여 유도되므로 이러한 연산을 단순화한 전처리 기법을 제안한다. 모의실험을 통하여 제안한 전처리 기법이 최적의 전처리 기법과 거의 유사한 성능을 보이면서도 기존의 중계 전처리 기법 보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 게다가, 신호 대 잡음비가 높은 영역에서 중계-수신 단말간 신호 대 잡음비에 비하여 송신-중계 단말간 신호 대 잡음비가 성능에 더 많은 영향을 미친다는 사실도 확인할 수 있다.

Abstract

In this paper, the linear source and relay precoders are designed for AF MIMO relay systems. In order to minimize mean squared error (MSE) of received symbol vector, the source and relay precoders are proposed, and MMSE receiver which is suitable to those precoders is utilized at the destination node. As the optimal precoders for source and relay nodes are not represented in closed form and induced by iterative method, we suggest a simple precoder design scheme. Simulation results show that the performance of the proposed precoding scheme is comparable with that of optimal scheme and outperforms other relay precoding schemes. Moreover, in high SNR region, it is revealed that SNR between source and relay node is more influential than SNR between relay and destination node in terms of bit error rate.

Keywords: MIMO relay systems, AF relaying scheme, linear precoding technique, MMSE receiver

I. 서 론

중계 채널 (relay channel)은 채널 용량을 분석하기 위한 가상적인 채널 모델로서 등장하였다^[1~2]. 일반적으로 두 개의 단말이 통신하는 것에 비하여 또 다른 하나의 단말이 이 둘의 통신에 관여하여 도움을 줌으로써 채널 용량을 증가시킬 수 있다는 사실이 밝혀지면서 다양한 채널 환경 하에서 채널 용량을 구하고자 하는 많

은 연구가 진행되었다. 정보 이론적인 면에서만 주로 연구된 중계 채널은 최근, 다양한 시스템에서 적용되고 있다. 셀룰러 시스템에서는 기지국의 통달거리를 확장시키고 음영지역을 해소할 뿐 아니라 전력 소모를 줄이면서도 높은 데이터 전송률을 제공하는 중계국 (RS: relay station)으로 이용되고 있으며, 애드혹 (ad-hoc) 네트워크에서는 다중홉 (multi-hop) 중계 기법을 기본적인 송신 프로토콜로 사용하고 있다^[3]. 특히 중계 기법은 기존의 다양한 기술들과 연동되기 유용하며, 대역폭의 확장 없이도 데이터 전송률을 높이며 수신 성능을 향상시킬 수 있는 MIMO (multiple-input multiple-output) 기술^[4]에 쉽게 접목될 수 있으며 이러한 기술을 MIMO 중계 기술이라 부른다.

* 학생회원, ** 정회원, 연세대학교 전기전자공학부
(Dept. of Electrical and Electronic Eng., Yonsei University)

** 정회원, 캠프넷 부설 연구소
(R&D Center, CampNet)

접수일자: 2009년6월15일, 수정완료일: 2010년3월18일

중계 채널과 마찬가지로 MIMO 중계 기술에 대한 연구는 정보이론에 기반을 둔 채널 용량 분석^[5]과 채널 용량 증대를 위한 중계 전처리 기법^[6~7]이 주를 이루었으며, 다중 사용자 (multiuser) 환경에서 채널 용량을 최대화하는 중계 전처리 기법도 제안되었다^[8]. 최근에는 수신 오류율을 최소화하기 위한 전처리 기법에 관한 연구도 활발히 진행되고 있다. 다수의 송수신 단말 및 중계 단말이 있을 경우 서로간의 간섭 신호를 제거하기 위한 선형 전처리 기법^[9]이 고려되었고, 협력 통신 (cooperative communication) 상황에서 PEP (pairwise error probability)를 최소화하는 송신 전처리 기법^[10]이 소개되었고, 중계 시스템에서 수신 벡터의 평균 제곱 오차 (MSE: mean squared error)를 최소화하기 위한 중계 전처리 기법^[11]이 제안되었다. 수신 성능 향상을 위한 송신 전처리 기법과 중계 전처리 기법에 대한 다양한 연구가 진행되고 있으나 그들을 동시에 고려한 연구는 현재 진행되지 않고 있다. 그러므로 본 논문에서는 수신 벡터의 평균 제곱 오차를 최소화하기 위한 송신 전처리 기법과 중계 전처리 기법을 동시에 제안한다. 특히, 최적화 과정에서 발생하는 반복 구조에 따른 비효율적 연산량을 감소시키기 위한 기법도 동시에 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MIMO 중계 시스템에 대한 설명을 하고 송수신 신호를 모델링 하며, III장에서는 수신 벡터의 평균 제곱 오차를 최소화하는 송신 및 중계 전처리 필터와 수신기를 설계한다. IV장에서는 모의실험을 통해서 제안하는 기법의 성능을 분석하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. MIMO 중계 시스템

그림 1은 송신, 중계 및 수신 단말이 각각 N_s , N_r , N_d 개의 안테나를 가지고 있는 MIMO 중계 시스템의 간략한 블록도를 보여준다. 중계 단말이 동시에 송수신

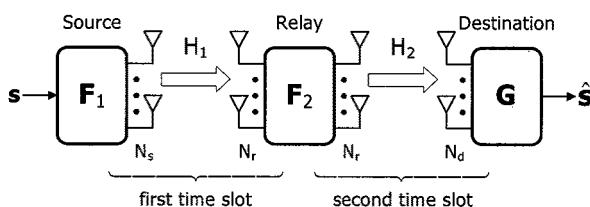


그림 1. MIMO 중계 시스템의 블록도

Fig. 1. A block diagram of MIMO relay system.

할 수 없는 반이중 (half-duplex) 모드를 고려하고, 경로 손실 (pathloss)을 고려하여 송신 단말과 수신 단말 간 직접 경로 (direct path)는 없다고 가정한다. 송신 단말에서는 공간 다중화 (SM: spatial multiplexing) 기법이 적용되기 때문에 송신 안테나의 수보다 수신 안테나의 수가 더 많아야 되므로 $N_s \leq N_r$ 과 $N_s \leq N_d$ 를 만족해야 한다^[4]. N_r 과 N_d 의 대소 관계는 크게 중요하지 않기 때문에 본 논문에서는 $N_r \geq N_d$ 라 가정한다. 그리고 모든 채널 상태 정보 (CSI: channel state information)는 모든 단말에서 완벽하게 알고 있다고 가정한다.

반이중 모드로 인하여 송신 단말로부터 수신 단말로의 전송은 두 타임 슬롯 (time slot) 동안 수행 된다. 첫 번째 타임 슬롯 동안, 중계 단말은 다음과 같은 신호를 수신한다.

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}_1 \mathbf{F}_1 \mathbf{s} + \mathbf{n}_1 \quad (1)$$

여기서 \mathbf{H}_1 은 송신 단말과 중계 단말 간 $N_r \times N_s$ 복소 가우시안 행렬로 각 원소들의 평균이 0이고 분산이 1인 통계적 특성을 갖고 있다. \mathbf{s} 는 송신 심볼 벡터로써 $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_{N_s}$ 의 특성을 갖고 있고, \mathbf{n}_1 은 중계 단말에서의 부가 잡음으로 평균이 0이며 $\sigma_1^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 의 공분산 (covariance)을 갖는 복소 가우시안 분포를 따른다. 그리고 \mathbf{F}_1 은 송신 전처리 필터로써 다음과 같은 전력 제한 조건을 만족해야 한다.

$$tr\{\mathbf{F}_1 \mathbf{F}_1^H\} \leq P_s \quad (2)$$

여기서, $tr\{\cdot\}$ 은 행렬의 트레이스 (trace) 연산이며, P_s 는 송신 단말의 전력이다. 두 번째 타임 슬롯 동안, 수신 단말에서 다음과 같은 신호를 수신한다.

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{H}_2 \mathbf{F}_2 \mathbf{H}_1 \mathbf{F}_1 \mathbf{s} + \mathbf{H}_2 \mathbf{F}_2 \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2 = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3)$$

여기서 \mathbf{H}_2 는 중계 단말과 수신 단말 간 $N_d \times N_r$ 복소 가우시안 행렬로 \mathbf{H}_1 과 동일한 통계적 특성을 지니며, \mathbf{n}_2 는 수신 단말에 부가되는 복소 가우시안 잡음 벡터이며 평균은 0이며 $\sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_d}$ 의 공분산을 갖는다. 그리고 \mathbf{H} 와 \mathbf{n} 은 각각 수신 신호의 유효 채널과 유효 잡음을 나타낸다. \mathbf{F}_2 는 중계 전처리 필터로써 다음과 같은 전력 제한 조건을 만족해야 한다.

$$\text{tr}\left\{\mathbf{F}_2\left(\sigma_1^2\mathbf{I}_{N_r} + \mathbf{H}_1\mathbf{F}_1\mathbf{F}_1^H\mathbf{H}_1^H\right)\mathbf{F}_2^H\right\} \leq P_r \quad (4)$$

여기서 P_r 은 중계 단말에서의 전력이다.

식 (3)의 신호를 수신한 수신 단말에서는 수신 필터 \mathbf{G} 를 이용하여 $\hat{\mathbf{s}}$ 을 검출하게 된다. 본 논문에서는 연산량을 줄이기 위한 간단한 선형 수신기 중에서도 중계 단말에서 증폭되는 잡음의 영향을 줄일 수 있는 MMSE 수신기를 이용한다. 따라서 식 (2)와 (4)의 전력 제한 조건을 만족하면서 수신 벡터의 평균 제곱 오차를 최소화하는 송신, 중계 전처리 필터 및 수신기를 찾는 것을 목적으로 하며, 이때의 평균 제곱 오차는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} J(\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \mathbf{G}) \\ = E\{\|\mathbf{G}\mathbf{y}_d - \hat{\mathbf{s}}\|^2\} \\ = \text{tr}\left\{\mathbf{I}_{N_s} - \mathbf{G}\mathbf{H} - \mathbf{H}^H\mathbf{G}^H + \mathbf{G}\left(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_n\right)\mathbf{G}^H\right\} \quad (5) \end{aligned}$$

여기서 \mathbf{R}_n 은 식 (3)의 유효 잡음 벡터의 공분산 행렬이며 이는 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_n = \sigma_2^2\mathbf{I}_{N_d} + \sigma_1^2\mathbf{H}_2\mathbf{F}_2\mathbf{F}_2^H\mathbf{H}_2^H \quad (6)$$

III. 송신, 중계 전처리 필터 및 수신기 설계

식 (5)의 평균 제곱 오차를 수신 필터 \mathbf{G} 에 대해 미분함으로써 다음과 같이 수신 단말에서의 수신기를 유도할 수 있다.

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^H\left(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_n\right)^{-1} \quad (7)$$

식 (7)의 수신 필터 \mathbf{G} 를 식 (5)에 대입함으로써 평균 제곱 오차는 송신 및 중계 전처리 필터에 의해 결정되며 이 때의 평균 제곱 오차는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} J(\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2) &= \text{tr}\left\{\mathbf{I}_{N_s} - \mathbf{H}^H\left(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_n\right)^{-1}\mathbf{H}\right\} \\ &= \text{tr}\left\{\left(\mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{H}^H\mathbf{R}_n^{-1}\mathbf{H}\right)^{-1}\right\} \quad (8) \end{aligned}$$

여기서, 다음과 같은 특이값 분해 (SVD: singular value decomposition)를 고려하자.

$$\mathbf{H}_1 = [\mathbf{U}_1 \quad \tilde{\mathbf{U}}_1] \begin{bmatrix} \Lambda_1 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{V}_1^H = \mathbf{U}_1 \Lambda_1 \mathbf{V}_1^H$$

$$\mathbf{H}_2 = \mathbf{U}_2 \begin{bmatrix} \Lambda_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_2^H \\ \tilde{\mathbf{V}}_2^H \end{bmatrix} = \mathbf{U}_2 \Lambda_2 \mathbf{V}_2^H \quad (9)$$

여기서, Λ_1 과 Λ_2 는 각각 $N_s \times N_s$, $N_r \times N_r$ 대각 행렬로써, 특이값들이 대각 성분에 내림차순으로 정렬된 행렬이다. 기존의 MIMO 시스템에서 평균 제곱 오차를 최소화하는 송신 전처리 기법^[13]과 MIMO 중계 시스템에서 평균 제곱 오차를 최소화하는 중계 전처리 기법^[11]을 이용하면 \mathbf{F}_1 과 \mathbf{F}_2 는 다음과 같은 형태를 가지게 된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_1 &= \mathbf{V}_1 \mathbf{P}_1 \\ \mathbf{F}_2 &= \mathbf{V}_2 \mathbf{P}_2 \mathbf{U}_1^H \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, \mathbf{P}_1 과 \mathbf{P}_2 는 각각 $N_s \times N_s$, $N_d \times N_s$ 대각 행렬로써, 각 안테나별로 송신되는 심볼의 전력을 할당해주는 역할을 한다. 식 (9)와 (10)을 이용하면 식 (8)의 평균 제곱 오차는 다음과 같이 \mathbf{P}_1 과 \mathbf{P}_2 의 함수로써 정리된다.

$$\begin{aligned} J(\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2) \\ = \text{tr}\left\{\left(\mathbf{I}_{N_s} + \mathbf{P}_1^H \Lambda_1 \mathbf{P}_2^H \Lambda_2 (\sigma_2^2 \mathbf{I}_{N_d} + \sigma_1^2 \Lambda_2 \mathbf{P}_2 \mathbf{P}_2^H \Lambda_2)^{-1} \Lambda_2 \mathbf{P}_2 \Lambda_1 \mathbf{P}_1\right)^{-1}\right\} \quad (11) \end{aligned}$$

여기서, 트레이스 연산 안의 행렬은 대각 행렬이므로 평균 제곱 오차는 다음과 같이 스칼라 연산으로 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} J(\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2) \\ = \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2}{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2 + \lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{1,k}|^2 |p_{2,k}|^2} \quad (12) \end{aligned}$$

여기서, 벡터 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 는 행렬 \mathbf{P}_1 과 \mathbf{P}_2 의 대각 행렬 성분으로 구성된 벡터이며, $\lambda_{1,k}$ 와 $\lambda_{2,k}$ 는 각각 행렬 Λ_1 과 Λ_2 의 k 번째 대각 성분을, $p_{1,k}$ 와 $p_{2,k}$ 는 각각 벡터 \mathbf{p}_1 과 \mathbf{p}_2 의 k 번째 성분을 의미한다. 마찬가지로 식 (9)와 (10)을 이용하여 다음과 같이 송신 단말과 중계 단말에서의 전력 제한 조건을 정리할 수 있다.

$$\sum_{k=1}^{N_s} |p_{1,k}|^2 \leq P_s \quad (13)$$

$$\sum_{k=1}^{N_s} |p_{2,k}|^2 (\sigma_1^2 + \lambda_{1,k}^2 |p_{1,k}|^2) \leq P_r \quad (14)$$

따라서 송신 단말과 중계 단말에서의 전력 할당은 다음

과 같은 최적화 문제로 표현된다.

$$\begin{aligned} C = & \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2}{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2 + \lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{1,k}|^2 |p_{2,k}|^2} \\ & + \mu_1 \left(\sum_{k=1}^{N_s} |p_{1,k}|^2 - P_s \right) + \mu_2 \left(\sum_{k=1}^{N_s} |p_{2,k}|^2 (\sigma_1^2 + \lambda_{1,k}^2 |p_{1,k}|^2) - P_r \right) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, μ_1 과 μ_2 는 Lagrange multiplier이다. 식 (15)의 비용 함수 (cost function)에서 송신 단말과 중계 단말의 전력 할당을 위한 $p_{1,k}$ 와 $p_{2,k}$ 는 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 조건^[14]으로부터 구할 수 있다.

$$|p_{1,k}|^2 = \left(\sqrt{\frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2}{\lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2 (\mu_1 + \mu_2 \lambda_{1,k}^2 |p_{2,k}|^2)}} - \frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2}{\lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2} \right)^+ \quad (16)$$

$$|p_{2,k}|^2 = \frac{1}{\lambda_{2,k}^2 (\sigma_1^2 + \lambda_{1,k}^2 |p_{1,k}|^2)} \left(\sqrt{\frac{\sigma_2^2 \lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{1,k}|^2}{\mu_2 (\sigma_1^2 + \lambda_{1,k}^2 |p_{1,k}|^2)}} - \sigma_2^2 \right)^+ \quad (17)$$

여기서 $(x)^+ = \max(x, 0)$ 이며, 전력 제한 조건 식 (14) 와 (17)을 이용하여 μ_2 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mu_2 = \left(\sum_{k=1}^{N_s} \sqrt{\frac{\sigma_2^2 \lambda_{1,k}^2 |p_{1,k}|^2}{\lambda_{2,k}^2 (\sigma_1^2 + \lambda_{1,k}^2 |p_{1,k}|^2)}} \right)^2 / \left(P_r + \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_2^2}{\lambda_{2,k}^2} \right)^2 \quad (18)$$

μ_1 을 구하기 위해서는 다음과 같은 수치 해석적인 연산이 요구된다.

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^{N_s} \sqrt{\frac{\sigma_2^2 + \sigma_1^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2}{\lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2 (\mu_1 + \mu_2 \lambda_{1,k}^2 |p_{2,k}|^2)}} \\ & = P_s + \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_1^2}{\lambda_{1,k}^2} + \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_2^2}{\lambda_{1,k}^2 \lambda_{2,k}^2 |p_{2,k}|^2} \end{aligned} \quad (19)$$

위와 같은 방법으로 수신 신호의 평균 제곱 오차를 최소화하는 최적의 송신 및 중계 전처리 필터를 구할 수 있으나, 식 (16)과 (17)로부터 송신 및 중계 전력 할당이 서로에게 영향을 미치기 때문에 반복 연산이 요구된다. 즉, $p_{1,k}$ 를 위한 임의의 초기값을 설정하고 반복 과정을 거쳐서 $p_{1,k}$ 과 $p_{2,k}$ 가 수렴할 때의 값을 찾어야 하며, 식 (19)의 μ_1 값을 찾기 위해서 수치 해석적 접근 방법이 적용되므로 상당한 연산량이 요구된다. 또한, 송신 단말에서 H_2

의 정확한 채널 상태 정보를 알아야 하는 부담도 크다. 따라서 반복 연산과 수치 해석적 접근에 따른 연산량을 줄이기 위해 다음과 같이 송신 단말에서 기존의 MMSE 기반 MIMO 전처리 기법^[13]을 적용한다.

$$|p_{1,k}|^2 = \left(\frac{P_s + \sum_{k=1}^{N_s} \frac{\sigma_1^2}{\lambda_{1,k}^2} - \frac{\sigma_1^2}{\lambda_{1,k}^2}}{\lambda_{1,k} \sum_{k=1}^{N_s} \frac{1}{\lambda_{1,k}}} \right)^+ \quad (20)$$

식 (20)을 이용하여 송신 전처리 필터를 구한 후, 식 (17)의 중계 전처리 필터의 전력 할당 값을 구하게 되면, 반복 구조와 수치 해석적 분석에 의한 연산량과 H_2 의 채널 상태 정보를 송신 단말에서 알고 있어야하는 부담을 동시에 줄일 수 있는 장점이 있다.

IV. 모의 실험

그림 2는 $N_s = N_d = 2$, $N_r = 4$ 이고 16QAM 변조를 사용했을 때, 반복적인 수치 해석적 연산을 이용한 최적의 송신 및 중계 전처리 필터의 성능과 제안하는 기법의 비트 오차율 (BER: bit error rate) 성능을 보여준다. 여기서 송신-중계 단말간 신호 대 잡음비(SNR_1 ,

$\frac{P_s}{N_s \sigma_1^2}$)와 중계-수신 단말간 신호 대 잡음비(SNR_2 , $\frac{P_r}{N_r \sigma_2^2}$)는 동일하다고 가정하였다. 최적의 전처리 기법에 비해 제안한 기법이 복잡도 측면에서 간단함에도 불

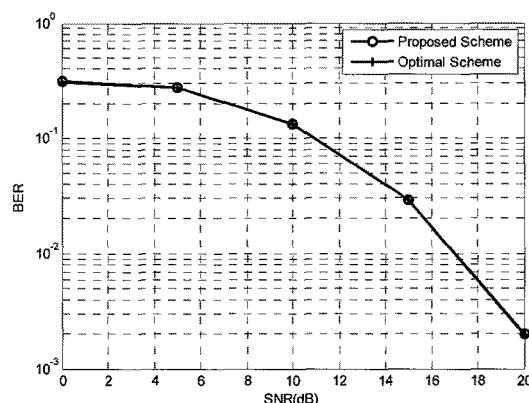


그림 2. 최적의 전처리 기법과 제안된 기법의 비트 오차율 성능

Fig. 2. BER performance for optimal precoding scheme and proposed scheme.

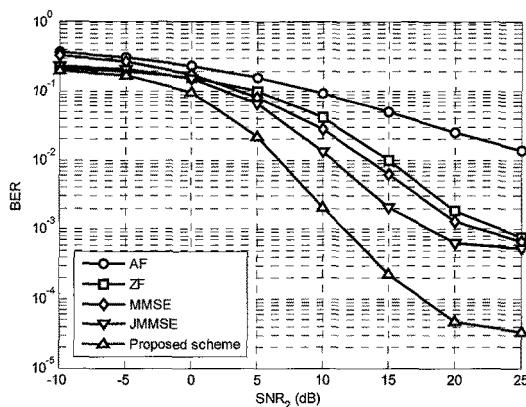


그림 3. $SNR_1 = 20dB$ 로 고정되었을 경우, SNR_2 에 따른 제안 기법과 다양한 중계 전처리 기법과의 비트 오차율 성능

Fig. 3. BER performance between the proposed scheme and the other relay precoding schemes according to SNR_2 while fixing $SNR_1 = 20dB$.

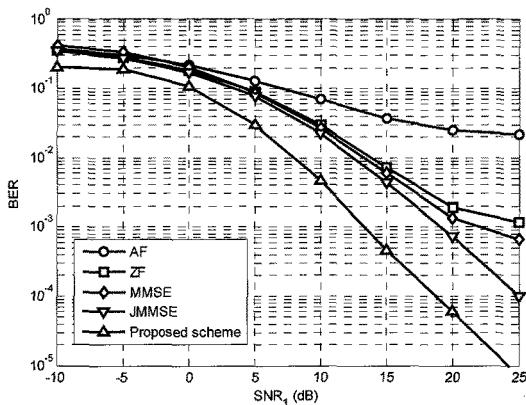


그림 4. $SNR_2 = 20dB$ 로 고정되었을 경우, SNR_1 에 따른 제안 기법과 다양한 중계 전처리 기법과의 비트 오차율 성능

Fig. 4. BER performance between the proposed scheme and the other relay precoding schemes according to SNR_1 while fixing $SNR_2 = 20dB$.

구하고 비트 오차율 성능 면에서는 거의 유사한 결과를 얻음을 알 수 있다.

그림 3은 SNR_1 이 20dB로 고정된 경우, SNR_2 에 따른 제안 기법과 기존에 제안된 중계 전처리 기법과의 비트 오차율 성능을 보여준다. 이것은 고정된 중계국이 있는 셀룰러 시스템의 하향 링크로 가정할 수 있다. 여기서 $N_s = N_d = 3$, $N_r = 4$ 로 설정하였고, QPSK 변조 기법을 이용하였다. 중계 단말에서 H_1 과 H_2 의 영

향을 단순히 ZF과 MMSE 필터를 이용하는 제거하는 기법^[9]의 경우와 수신 단말에서의 평균 제곱 오차를 최소화 하는 중계 전처리 필터를 이용하는 기법 (JMMSE)^[11]에 비하여 송신 전처리 필터를 추가함으로써 10^{-3} 의 비트 오차율에서 각각 12, 10, 6dB 정도의 신호 대 잡음비 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. 하지만 SNR_1 이 20dB로 제한되어 있어 SNR_2 가 20dB 이상인 영역에서는 성능 개선이 크지 않음을 확인할 수 있다.

그림 4는 그림 3과 동일한 조건 하에서 SNR_2 가 20dB로 고정된 상황에서 SNR_1 에 따른 제안 기법의 비트 오차율 성능을 보여준다. 이 경우는 고정된 중계국이 있는 셀룰러 시스템의 상향 링크로 가정할 수 있다. 앞서의 경우와 마찬가지로 송신 전처리 필터로 인하여 제안 기법의 성능이 다른 중계 기법보다 더 우수하다는 사실을 알 수 있다. 더군다나, SNR_1 이 20dB 이상의 영역에서 JMMSE 기법과 제안 기법의 성능 저하가 없음을 확인할 수 있다. 이를 통하여 중계 시스템에서 SNR_1 이 SNR_2 에 비해 성능에 더 큰 영향을 미친다는 사실을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중 안테나 기반 증폭 후 재전송 중계 시스템의 성능을 개선하는 최적의 송신 및 중계 전처리 필터를 고려하고 그것의 반복 과정과 복잡한 수치 해석적 연산량을 감소시키는 기법을 제안하였다. 모의 실험을 통하여, 복잡한 최적의 전처리 기법과 거의 유사한 성능을 보이면서도 송신 전처리 필터로 인하여 기존 중계 전처리 기법보다 성능이 크게 향상되었음을 확인하였다. 또한, 중계 시스템의 성능이 송신 단말과 중계 단말 간 신호 대 잡음비 크게 영향을 받음을 알 수 있었다. 향후 과제로써, 송신 단말과 수신 단말 간 직접 경로가 존재하는 협력 통신 시스템을 위한 효율적인 송신 및 중계 전처리 기법을 제안하고 이를 분석할 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] E. Meulen, "Three-terminal communication channels," *Adv. Appl. Prob.*, vol. 3, pp. 120-154, 1971.

- [2] T. Cover and A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-25, no. 6, pp. 572–584, Sep. 1979.
- [3] IEEE P802.16j/D1. Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems multihop relay specification. Aug. 2007.
- [4] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [5] H. Bölcseki, R. Nabar, O. Oyman, and A. Paulraj, "Capacity scaling laws in MIMO relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 6, pp. 1433–1444, Jun. 2006.
- [6] 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.
- [7] O. Muñoz-Medina, J. Vidal, and A. Agustin, "Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2593–2604, Jun. 2007.
- [8] C.-B. Chae, T. Tang, R. W. Heath Jr., and S. Cho, "MIMO relaying with linear processing for multiuser transmission in fixed relay networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 2, pp. 727–738, Feb. 2008.
- [9] O. Oyman and A. Paulraj, "Design and analysis of linear distributed MIMO relaying algorithms," *IEE Proc. Commun.*, vol. 153, no. 4, pp. 565–572, Aug. 2006.
- [10] Y. Ding, J.-K. Zhang, and K. M. Wong, "The amplify-and-forward half-duplex cooperative systems: pairwise error probability and precoder design," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 2, pp. 605–617, Feb. 2007.
- [11] W. Guan and H. Luo, "Joint MMSE transceiver design in non-regenerative MIMO relay systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 7, pp. 517–519, Jul. 2008.
- [12] J. Laneman, D. Tse, and G. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, pp. 3026–3080, Dec. 2004.
- [13] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, "Optimal designs for space-time linear precoders and decoders," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 5, pp. 1051–1064, May 2002.
- [14] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*, Cambridge Univ. Press, Cambridge, UK, 2004.

저자소개



유 병 육(학생회원)
 2004년 연세대학교 전기전자
 공학과 학사 졸업
 2006년 연세대학교 전기전자
 공학과 석사 졸업
 2006년 ~ 현재 연세대학교
 전기전자공학과 박사
 과정 재학

<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 협력 통신
 시스템>



이 규 하(정회원)
 1997년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업
 1999년 연세대학교 전기전자
 공학과 석사 졸업
 2005년 연세대학교 전기전자
 공학과 박사 졸업

2001년 ~ 2009년 삼성탈레스 종합연구소
 전문연구원
 2010년 ~ 현재 캠프넷 부설 연구소 팀장
 <주관심분야 : 통신신호처리, 디지털 신호처리,
 통신시스템>



이 충 용(정회원)
 1987년 연세대학교 전자공학과
 학사 졸업
 1989년 연세대학교 전자공학과
 석사 졸업
 1995년 Georgia Tech. 전자공학과
 박사 졸업

1996년 ~ 1997년 삼성전자 선임연구원
 1997년 ~ 현재 연세대학교 전기전자공학부 교수
 <주관심분야 : 통신신호처리, MIMO, MIMO 협
 력 통신 시스템>