

논문 2010-47TC-11-5

선택적 중계 기법을 적용한 다중 안테나 기반 협력 통신 시스템의 선형 전처리 기술

(Linear Precoding Technique for Cooperative MIMO Communication Systems Using Selection-Type Relaying)

유 병 욱*, 이 충 용**

(Byungwook Yoo and Chungyong Lee)

요 약

선택적 중계 기법은 수신 복잡도가 낮으면서도 선택 다이버시티로 인하여 성능 향상을 도모할 수 있는 협력 통신 시스템의 전송 기법 중 하나이다. 본 논문에서는 이 시스템의 오차 확률을 최소화 할 수 있는 선형 전처리 기술을 다룬다. 전 채널 상태 정보가 모든 단말에서 이용 가능하다는 가정 하에, 수신 신호의 평균 제곱 오차를 최소화하기 위한 송신 및 중계 전처리 필터를 제안한다. 중계 전송을 위한 최적의 송신 및 중계 전처리 필터는 수식적으로 표현하기 어렵고 반복 연산을 요구하므로 이를 단순화한 기법을 적용한다. 게다가, 고정된 신호 대 잡음비의 임계치를 사용하는 기존의 선택적 중계 기법과 달리 직접 경로와 중계 경로에서의 신호 감출 후 최소 신호 대 잡음비를 비교하여 더 큰 값을 갖는 경로를 전송 경로로 선택하는 기법을 소개한다. 모의실험을 통하여 제안한 선택적 중계 기법이 기존의 중계 기법 및 선택적 중계 기법보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

Abstract

Selection-type relaying protocol, which is one of cooperative relaying protocols, provides low decoding complexity and improved system performance due to selection diversity. In this paper, we deal with linear precoding technique that minimize the error probability of cooperative MIMO system. Under the assumption that full channel state information is available at whole nodes, linear source and relay precoders, which minimize mean squared error of the estimated symbol vector, are proposed. Moreover, unlikely to the conventional selection-type relaying protocol using a fixed threshold signal-to-noise-ratio, new transmission link selection algorithm selects direct link or relay link as a transmission link, is introduced. Simulation results show that the proposed linear precoder with the transmission link selection algorithm outperforms the conventional precoders for two-hop relaying protocols or selection-type relaying protocols.

Keywords : Cooperative MIMO systems, linear precoder, minimum post-processing SNR, MMSE receiver

I. 서 론

협력 통신 시스템은 정보 이론 기반의 가상적인 중계 채널이 실제적인 시스템으로 발전된 시스템으로, 최근 이 시스템을 위한 다양한 연구가 활발히 진행 중에 있

다^[1~3]. 일반적인 협력 통신 시스템은 데이터를 전송하는 송신 단말 (source node), 데이터를 수신하는 수신 단말 (destination node), 그리고 송신 노드로부터 수신된 데이터를 수신 노드에 전달해 주는 중계 단말 (relay node)로 구성된다^[4~5]. 중계 단말에서의 데이터 전달 방식은 증폭 후 전달 방식 (AF: amplify-and-forward)과 복호 후 전달 방식 (DF: decode-and-forward)으로 나눌 수 있으며, 이 중에서 쉽게 구현 가능한 증폭 후 전달 방식이 주로 고려되고 있다^[2~3]. 또한, 데이터의 협

* 학생회원, ** 정회원, 연세대학교 전기전자공학부
(School of Electrical and Electronic Engineering
Yonsei University)
접수일자: 2010년4월21일, 수정완료일: 2010년11월10일

력적 전송을 위한 다양한 프로토콜들이 제안되었다^[2~3]. 크게 전송 경로를 선택하여 사용하는 선택적 중계 기법(selection-type relaying)과 모든 전송 경로를 이용하여 데이터를 전송하는 복합적 중계 기법(combining-type relaying)으로 구분된다. 이 중에서 선택적 중계 기법은 심볼의 복호를 위한 연산량이 적으면서도 전력 소모가 적다는 장점을 가지고 있다. 특히 다중 스트림을 복호해야하는 MIMO 기술이 접목된 다중안테나 기반 협력 통신 시스템의 경우, 증폭 후 전달 방식을 이용하는 선택적 중계 기법이 효과적이다.

다중 안테나 기반 협력 통신 시스템의 성능을 향상시키기 위한 대표적인 기술로써 MIMO 전처리 기술(precoding technique)이 있다. 송신 단말과 중계 단말에서 채널 상태 정보(CSI: channel state information)를 이용하여 데이터를 조작하여 전송하는 기술로써 다양한 전처리 기술들이 제안되고 있다^[6~11]. 중계 단말에서만 채널 상태 정보를 이용할 수 있는 경우, 채널 용량을 증대시키는 중계 전처리 기술^[6~7]과 평균 제곱 오차(MSE: mean squared error)를 최소화하는 중계 전처리 기술^[8]이 제안되었다. 중계 단말에서 채널 상태 정보를 이용한다는 점에서 전처리 기법이 적용되지 않는 경우에 비해 향상된 성능을 제공할 수 있으나, 송신 단말에서의 전처리 기술을 고려하지 않아 최적의 성능은 기대할 수 없다. 따라서 최근에는, 송신 단말과 중계 단말에서 동시에 전처리 기술을 적용한 연구^[9~10]들이 제안되었다. 송신 단말과 중계 단말 모두에 전처리 기법이 적용되어 최적의 성능을 제공하지만, 송신 단말과 수신 단말 간 직접 경로(direct link)를 고려하지 않은 단점을 가지고 있다. 직접 경로까지 고려한 다양한 기술 중에서, 선택적 중계 기법을 사용하는 경우 최소 특이치를 최대화하는 전처리 기술도 제안되었다^[11].

본 논문에서는 수신 심볼 벡터의 평균 제곱 오차를 최소화하기 위한 송신 전처리 기법과 중계 전처리 기법을 제안한다. 특히 직접 경로가 포함된 협력 통신 시스템을 고려하였고, 각 전송 경로의 신호 검출 후 최소 신호 대 잡음비(minimum post-processing SNR)를 비교하여 가장 큰 값을 갖는 전송 경로로 데이터를 전송하는 선택적 중계 기법을 적용한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 선택적 중계 기법이 적용된 다중안테나 기반 협력 통신 시스템에 대한 설명을 하고 송수신 신호를 모델링한다. III장에서는 수신 심볼 벡터의 평균 제곱 오차를 최소화하는

송신 및 중계 전처리 기법을 제안하고, 전송 경로를 선택하는 기법을 IV장에서 소개한다. V장에서는 모의실험을 통하여 제안 기법의 성능을 분석하고, 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 선택적 중계 기법이 적용된 다중 안테나 기반 협력 통신 시스템

그림 1은 송신, 중계 및 수신 단말이 각각 N_s , N_r , N_d 개의 안테나를 가지고 있는 다중 안테나 기반 협력 통신 시스템의 블록도를 보여준다. 중계 단말이 동시에 데이터를 송수신할 수 없고 송신 단말에서 전송된 데이터를 중계 및 수신 단말에서 모두 수신 가능하다고 가정한다. 또한, 송신 및 중계 전처리 필터를 설계하기 위하여 모든 단말에서 전 채널 정보를 완벽하게 알고 있다고 가정한다. 본 논문에서는 고정된 신호 대 잡음비의 임계치를 사용하는 기존의 선택적 중계 기법과 달리 직접 경로와 중계 경로 중에서 신호 검출 후의 최소 신호 대 잡음비를 비교하여 더 나은 경로를 선택하는 기법을 제안한다. 만약 직접 경로의 검출 후 최소 신호 대 잡음비가 중계 경로보다 나은 경우, 송신 단말은 수신 단말과 직접적으로 통신하며, 이때 중계 단말은 두 단말 사이의 통신에 전혀 관여하지 않는다. 이와 반대로 중계 경로가 더 나은 경우, 송신 단말에서 전송된 데이터는 중계 단말을 거쳐 수신 단말에 전달되며, 이때 첫 번째 시간 슬롯에 직접적으로 수신 단말에 수신된 데이터는 수신 단말에서 무시된다. 전자를 직접 전송 모드(direct transmission mode)라 정의하고 후자를 중계 전송 모드(relay transmission mode)라 정의한다.

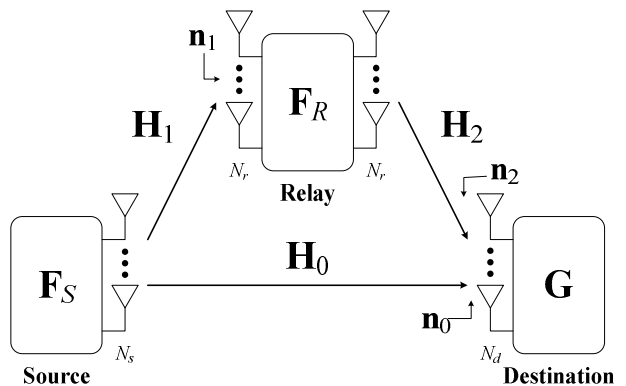


그림 1. 다중 안테나 기반 협력 통신 시스템의 블록도
Fig. 1. A block diagram of cooperative MIMO communications systems.

1. 직접 전송 모드

L 개의 스트림을 갖는 심볼 벡터가 전송되었을 때, 수신 단말에서 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{H}_0 \mathbf{F}_{S,d} \mathbf{s} + \mathbf{n}_0 \quad (1)$$

여기서 \mathbf{s} 는 송신 심볼 벡터로써 평균이 0이며, \mathbf{I}_L 의 공분산을 갖는다. \mathbf{H}_0 는 송신 단말과 수신 단말 간 $N_d \times N_s$ 복소 가우시안 채널 행렬로 각 원소들의 평균은 0이고 분산이 1인 통계적 특성을 갖고 있고, \mathbf{n}_0 는 직접 전송 모드시 수신 단말에서의 부가 잡음으로 평균이 0이며, $N_0 \mathbf{I}_{N_d}$ 의 공분산을 갖는 복소 가우시안 분포를 따른다. 그리고 $\mathbf{F}_{S,d}$ 는 직접 전송 모드에서의 송신 전처리 필터로써 다음과 같은 전력 제한 조건을 만족해야 한다.

$$\text{tr}\{\mathbf{F}_{S,d} \mathbf{F}_{S,d}^H\} \leq P_S \quad (2)$$

여기서, $\text{tr}\{\cdot\}$ 는 행렬의 트레이스 연산이며, P_S 는 송신 단말에서 사용할 수 있는 최대 전력이다. 이때, 최소 평균 제곱 오차와 평균 제곱 오차를 최소화하는 MMSE 수신기는 다음과 같이 주어진다.

$$J_{\min,d} = \text{tr}\left\{\left(\mathbf{I}_L + \frac{1}{N_0} \mathbf{F}_{S,d}^H \mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_0 \mathbf{F}_{S,d}\right)^{-1}\right\} \quad (3)$$

$$\mathbf{G}_d = \frac{1}{N_0} \left(\mathbf{I}_L + \frac{1}{N_0} \mathbf{F}_{S,d}^H \mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_0 \mathbf{F}_{S,d}\right)^{-1} \mathbf{F}_{S,d}^H \mathbf{H}_0^H \quad (4)$$

2. 중계 전송 모드

중계 전송 모드는 두 개의 시간 슬롯이 요구되며, 두 시간 슬롯 동안 수신 단말에 수신된 심볼 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}_2 \mathbf{F}_R \mathbf{H}_1 \mathbf{F}_{S,r} \mathbf{s} + \mathbf{H}_2 \mathbf{F}_R \mathbf{n}_1 + \mathbf{n}_2 \equiv \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5)$$

여기서, \mathbf{H}_1 과 \mathbf{H}_2 는 각각 송신 단말과 중계 단말 간, 중계 단말과 수신 단말 간 채널 행렬로써 \mathbf{H}_0 와 동일한 통계적 특성을 지니며, \mathbf{n}_1 과 \mathbf{n}_2 는 각각 중계 단말과 수신 단말에 부가되는 복소 가우시안 잡음으로 평균이 0이며, $N_1 \mathbf{I}_{N_r}$ 과 $N_2 \mathbf{I}_{N_d}$ 의 공분산을 갖는다. $\mathbf{F}_{S,r}$ 과 \mathbf{F}_R 은 각각 중계 전송 모드에서의 송신 전처리 필터와 중계 전처리 필터이며, 각각 다음과 같은 전력 제한 조건을 만족해야 한다.

$$\text{tr}\{\mathbf{F}_{S,r} \mathbf{F}_{S,r}^H\} \leq P_S \quad (6)$$

$$\text{tr}\{\mathbf{F}_R (N_1 \mathbf{I}_{N_r} + \mathbf{H}_1 \mathbf{F}_{S,r} \mathbf{F}_{S,r}^H \mathbf{H}_1^H) \mathbf{F}_R^H\} \leq P_R \quad (7)$$

여기서, P_R 은 수신 단말에서 사용할 수 있는 최대 전력이다. 이때, 최소 평균 제곱 오차와 MMSE 수신기는 다음과 같이 주어진다.

$$J_{\min,r} = \text{tr}\left\{\left(\mathbf{I}_L + \mathbf{H}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{H}\right)^{-1}\right\} \quad (8)$$

$$\mathbf{G}_r = \left(\mathbf{I}_L + \mathbf{H}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{H}\right)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}_n^{-1} \quad (9)$$

여기서, \mathbf{R}_n 은 식 (5)의 유효 잡음 벡터의 공분산 행렬이다.

III. 송신 및 중계 전처리 필터 설계

다음과 같은 각 채널 행렬들의 특이치 분해를 고려하자.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_0 &= [\mathbf{U}_0 \tilde{\mathbf{U}}_0] \begin{bmatrix} \Sigma_0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\Sigma}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_0^H \\ \tilde{\mathbf{V}}_0^H \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_1 &= [\mathbf{U}_1 \tilde{\mathbf{U}}_1] \begin{bmatrix} \Sigma_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\Sigma}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \tilde{\mathbf{V}}_1^H \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_2 &= [\mathbf{U}_2 \tilde{\mathbf{U}}_2] \begin{bmatrix} \Sigma_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\Sigma}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_2^H \\ \tilde{\mathbf{V}}_2^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, \mathbf{U}_i 와 \mathbf{V}_i 는 각각 좌 특이치 행렬과 우 특이치 행렬의 처음 L 개의 열로 구성된 행렬이며, Σ_i 는 내림차순으로 정렬된 처음 L 개의 특이치로 구성된 대각행렬이다. 식 (10)을 이용하면, 송신 및 중계 전처리 필터의 최적의 구조는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$\mathbf{F}_{S,d} = \mathbf{V}_0 \mathbf{P}_0, \quad \mathbf{F}_{S,r} = \mathbf{V}_1 \mathbf{P}_1, \quad \mathbf{F}_R = \mathbf{V}_2 \mathbf{P}_2 \mathbf{U}_1^H \quad (11)$$

여기서, \mathbf{P}_0 , \mathbf{P}_1 , \mathbf{P}_2 는 각 스트림별로 전력을 할당해주는 대각행렬이다.

가. 직접 전송 모드를 위한 전처리 기법

식 (11)의 $\mathbf{F}_{S,d}$ 를 식 (2)과 식 (3)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 직접 전송 모드를 위한 송신 전력 할당 요소를 구하는 비용 함수를 유도할 수 있다.

$$C_d = \sum_{k=1}^L \left(1 + \frac{1}{N_0} \sigma_{0,k}^2 p_{0,k}^2 \right)^{-1} + \mu_d \left(\sum_{k=1}^L p_{0,k}^2 - P_S \right) \quad (12)$$

여기서, $\sigma_{0,k}$ 과 $p_{0,k}$ 은 각각 Σ_0 와 \mathbf{P}_0 k 번째 대각성분이며, μ_d 는 Lagrange multiplier이다. Lagrange multiplier 기법을 이용하면, 다음과 같이 직접 전송 모드를 위한 송신 전력 할당 요소를 구할 수 있다.

$$p_{0,i}^2 = \left(\frac{P_S + N_0 \sum_{k=1}^L \sigma_{0,k}^{-2}}{\sigma_{0,i} \sum_{k=1}^L \sigma_{0,k}^{-1}} - \frac{N_0}{\sigma_{0,i}^2} \right)^+ \quad (13)$$

여기서, $(x)^+ = \max(x, 0)$ 이다.

나. 중계 전송 모드를 위한 전처리 기법

식 (11)의 $\mathbf{F}_{S,r}$ 과 \mathbf{F}_R 을 식 (6)-(8)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 중계 전송 모드를 위한 송신 및 중계 전력 할당 요소를 구하는 비용 함수를 유도할 수 있다.

$$C_r = \sum_{k=1}^L \left(1 + \frac{\sigma_{1,k}^2 p_{1,k}^2 \sigma_{2,k}^2 p_{2,k}^2}{N_2 + N_1 \sigma_{2,k}^2 p_{2,k}^2} \right)^{-1} + \mu_1 \left(\sum_{k=1}^L p_{1,k}^2 - P_S \right) + \mu_2 \left(\sum_{k=1}^L p_{2,k}^2 (N_1 + \sigma_{1,k}^2 p_{1,k}^2) \right) \quad (14)$$

여기서, $\sigma_{1,k}$, $\sigma_{2,k}$, $p_{1,k}$, $p_{2,k}$ 는 각각 Σ_1 , Σ_2 , \mathbf{P}_1 , \mathbf{P}_2 의 k 번째 대각성분이며, μ_1 과 μ_2 는 Lagrange multiplier이다. 식 (14)에서, $p_{1,k}$ 와 $p_{2,k}$ 를 구하기 위한 반복 구조가 요구되며, μ_1 을 구하기 위해서는 수치 해석적 접근 방법이 필요하므로 상당한 연산량이 요구된다^[10]. 따라서 반복 연산과 수치 해석적 접근에 따른 연산량을 줄이기 위하여 다음과 같이 직접 전송 모드에서 유도된 송신 전력 할당 방법과 유사한 전력 할당을 한다.

$$p_{1,i}^2 = \left(\frac{P_S + N_1 \sum_{k=1}^L \sigma_{1,k}^{-2}}{\sigma_{1,i} \sum_{k=1}^L \sigma_{1,k}^{-1}} - \frac{N_1}{\sigma_{1,i}^2} \right)^+ \quad (15)$$

식 (15)를 이용하여 $p_{1,i}$ 를 미리 구하면, 식 (14)는 $p_{2,i}$ 에 대한 함수로써 간략화 된다. 그러므로 중계 전송 모드에서의 중계 전력 할당 요소는 다음과 같이 정리된다^[10].

$$p_{2,i}^2 = \frac{1}{\sigma_{2,i}^2 (N_1 + \sigma_{1,i}^2 p_{1,i}^2)} \left(\sqrt{\frac{N_2 \sigma_{1,i}^2 \sigma_{2,i}^2 p_{1,i}^2}{\mu_2 (N_1 + \sigma_{1,i}^2 p_{1,i}^2)}} - N_2 \right)^+ \quad (16)$$

여기서, 전력 제한 조건 (7)을 만족하는 μ_2 는 다음과 같다.

$$\mu_2 = \left(\sum_{k=1}^L \sqrt{\frac{N_2 \sigma_{1,k}^2 p_{1,k}^2}{\sigma_{2,k}^2 (N_1 + \sigma_{1,k}^2 p_{1,k}^2)}} \right)^2 / \left(P_R + N_2 \sum_{k=1}^L \sigma_{2,k}^{-2} \right)^2 \quad (17)$$

IV. 전송 경로 선택 알고리즘

선형 수신기의 비트 오차율 성능은 신호 검출 후 최소 신호 대 잡음비에 의해 결정된다. 특히, MMSE 수신기의 신호 검출 후 신호 대 잡음비는 다음과 같이 스트림별 평균 제곱 오차에 의해 결정된다^[12].

$$\eta_k = [MMSE^{-1}]_k - 1 \quad (18)$$

식 (3)과 (18)을 이용하면, 직접 전송 모드시의 신호 검출 후 k 번째 스트림의 신호 대 잡음비는 다음과 같다.

$$\eta_{k,d} = \frac{1}{N_0} \sigma_{0,k}^2 p_{0,k}^2 \quad (19)$$

식 (13)을 식 (19)에 대입하여 정리하면, 직접 전송 모드시 신호 검출 후 최소 신호 대 잡음비는 다음과 같다.

$$\eta_{\min,d} = \sigma_{0,L} \left(\rho_0 + \sum_{k=1}^L \sigma_{0,k}^{-2} \right) / \sum_{k=1}^L \sigma_{0,k}^{-1} - 1 \quad (20)$$

여기서, $\rho_0 = \frac{P_S}{N_0}$ 이다. 마찬가지로, 다음과 같이 중계 전송 모드에서의 신호 검출 후 k 번째 스트림의 신호 대 잡음비를 유도할 수 있다.

$$\eta_{k,r} = \frac{\sigma_{1,k}^2 \sigma_{2,k}^2 p_{1,k}^2 p_{2,k}^2}{N_2 + N_1 \sigma_{2,k}^2 p_{2,k}^2} \quad (21)$$

식 (15)와 (16)을 식 (21)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\eta_{k,r} = \frac{(\sigma_{1,k} \alpha - 1) \left(\sigma_{2,k} \sqrt{1 - \frac{1}{\sigma_{1,k} \alpha} \beta - 1} \right)}{\sigma_{1,k} \alpha + \sigma_{2,k} \sqrt{1 - \frac{1}{\sigma_{1,k} \alpha} \beta - 1}} \quad (22)$$

표 1. ρ_0 와 ρ_2 의 관계 (단위: dB)

Table 1. The relationship between ρ_0 and ρ_2 .

| ρ_2 | 0 | 5 | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 |
|----------|-------|------|------|------|------|-------|-------|
| ρ_0 | -4.77 | -1.1 | 2.25 | 5.28 | 7.96 | 10.28 | 12.15 |

$$\text{여기서 } \alpha = \frac{\rho_1 + \sum_{k=1}^L \sigma_{1,k}^{-2}}{\sum_{k=1}^L \sigma_{1,k}^{-1}}, \beta = \frac{\rho_2 + \sum_{k=1}^L \sigma_{2,k}^{-2}}{\sum_{k=1}^L \sigma_{2,k}^{-1} \sqrt{1 - \frac{1}{\sigma_{1,k}\alpha}}}$$

이고, $\rho_1 = P_S/N_1$, $\rho_2 = P_R/N_2$ 로 정의된다. 식 (20)과 식 (22)의 최소값을 비교하여 더 큰 값을 갖는 전송 경로를 선택하여 사용한다.

V. 모의 실험

모든 단말이 4개의 안테나를 가지고 있고 3개의 스트림을 전송한다고 가정한다. 세 단말은 일직선 위에 놓여 있고 중계 단말이 사이에 위치한다고 가정한다. ρ_1 이 20dB로 고정시키고 ρ_0 과 ρ_2 는 inverse fourth power law에 의거하여 변화시켰다. ρ_0 과 ρ_2 의 관계는 표 1과 같다. 동일한 데이터 전송률 하에서 비트 오차율을 비교하기 위하여 직접 전송 모드에서는 QPSK를, 중계 전송 모드에서는 16QAM을 적용하였다.

그림 2는 직접 경로가 없을 경우, 제안한 전처리 기법의 성능과 기존의 전처리 기법의 비트 오차율을 보여준다. 여기서, JMMSE 기법^[8]은 평균 제곱 오차를 최소화하는 중계 전처리 필터만 고려한 기법으로 송신 전처리 필터의 부재로 인한 성능의 열화가 심각함을 알 수 있다. MA-MSE 기법^[9]은 평균 제곱 오차의 평균값을 최소화하는 송신 및 중계 전처리 기법으로 최적의 성능을 제공하나, 송신 및 중계 전처리 필터를 구하기 위한

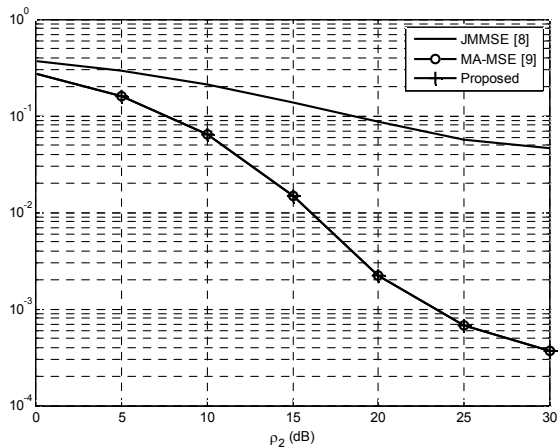


그림 2. 기존의 전처리 기법과 제안한 전처리 기법의 비트 오차율 성능

Fig. 2. BER comparison between the proposed precoding scheme and the conventional precoding schemes.

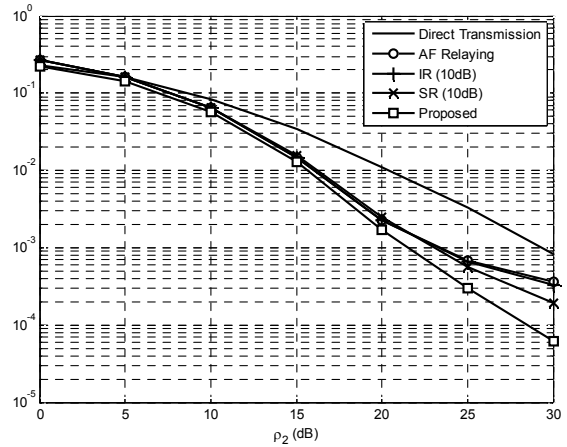


그림 3. 제안한 전처리 기법이 적용된 다양한 선택적 중계 기법의 비트 오차율 성능

Fig. 3. BER comparison among the various selection-type relaying protocols with the proposed precoder.

반복 연산 구조를 가지고 있다. 그림 2로부터, 제안한 송신 및 중계 전처리 기법의 성능이 최적인 MA-MSE 기법과 거의 유사한 것을 알 수 있다. 게다가, 제안한 기법은 반복 구조가 필요하지 않으므로, 제안한 전처리 기법이 성능과 연산량 측면에서 더 효율적인 기법임을 확인할 수 있다.

그림 3은 제안한 전처리 기법이 적용되었을 경우, 전송 경로 선택 알고리즘으로 인한 성능 향상을 보여준다. 고정된 임계치 신호 대 잡음비 (10dB)를 이용하는 SR (selection relaying)과 IR (incremental relaying)을 통하여 일반적인 중계 전송의 성능을 향상시킬 수 있다^[3]. 그러나 제안한 전송 경로 선택 알고리즘을 이용하여 중계 경로와 직접 경로 중 더 나은 경로를 전송 경로로 사용하게 함으로써 비트 오차율 성능을 더욱 개선시킬 수 있다. 10^{-3} 비트 오차율에서 대략 2dB 이상의 신호 대 잡음비 이득이 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 다중 안테나 기반 협력 통신 시스템을 위한 선형 전처리 기법 및 전송 경로 선택 알고리즘을 제안하였다. 데이터 복호를 위한 연산량이 낮은 선택적 중계 기법을 고려하여, 직접 전송 모드와 중계 전송 모드를 위한 MMSE 기반 선형 전처리 기법을 다뤘으며, 반복 구조가 없고 간단하면서도 최적에 거의 유사한 성능을 제공함을 확인하였다. 또한, 신호 검출 후 최소 신

호 대 잡음비를 비교하여 그 값이 큰 경로를 전송 경로로 선택하는 기법을 소개하였다. 기존의 고정된 임계치 신호 대 잡음비를 이용하는 기법에 비해 더욱 큰 선택 다이버시티를 얻을 수 있음을 확인하였다. 향후 과제로서, 선택적 중계 기법보다 좀 더 복잡한 복합적 중계 기법을 위한 효과적인 송신 및 중계 전처리 기법을 제안하고 이를 분석할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User Cooperative Diversity - Part I and Part II," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 11, pp. 1927-1948, Nov. 2003.

[2] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F. W. Kneubühler, "Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-Time Signal Design," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 22, no. 6, pp. 1099-1109, Aug. 2004.

[3] J. Laneman, D. Tse, and G. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.

[4] E. Meulen, "Three-Terminal Communication Channels," *Adv. Appl. Prob.*, vol. 3, no. 1, pp. 120-154, 1971.

[5] 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.

[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-Media, J. Vidal, and A. Agustin, "Linear Transceiver Design in Non-Regenerative Relays with Channel State Information," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2593-2604, Jun. 2007.

[8] 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.

[9] Y. Rong, X. Tang, and Y. Hua, "A Unified Framework for Optimizing Linear Non-Regenerative Multicarrier MIMO Relay Communication Systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 57, no. 12, pp. 4837-4851, Dec. 2009.

[10] 유병욱, 이규하, 이충용, "중복 후 재전송 MIMO 중계 시스템을 위한 선형 전처리 기법," 전자공학회논문지, 제47권 TC편, 제3호, 16쪽-21쪽, 2010년 3월.

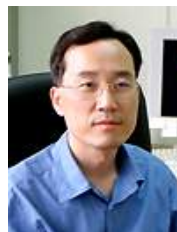
[11] B. Yoo, W. Park, K. H. Lee, and C. Lee, "A Simple Linear Precoder for Selection-Type Cooperative MIMO Systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, no. 4, pp. 306-308, Apr. 2010.

[12] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.

저 자 소 개



유 병 욱(학생회원)
 2004년 연세대학교 전기전자공학부 학사 졸업
 2006년 연세대학교 전기전자공학부 석사 졸업
 2006년~현재 연세대학교 전기전자공학부 박사과정
 <주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 협력 통신 시스템>



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 : 통신 신호처리, MIMO, 협력통신 시스템>