

논문 2009-46TC-2-7

# 채널 추정 오차가 있는 다중사용자 다중안테나 채널에서 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 송신기와 수신기 결합 설계

(Joint Transmitter and Receiver Design Based on SPPLNR for Multi-user MIMO Channel with Channel Estimation Error)

서 동 준\*, 이 판 형\*\*, 이 재 홍\*\*\*

(Dongjoon Seo, Panhyung Lee, and Jae Hong Lee)

## 요 약

다중사용자 다중 송수신 안테나 시스템의 전송 효율을 높이기 위해 기지국은 여러 사용자에게 동시에 데이터를 전송해야 하고, 이러한 경우 사용자간 간섭이 발생하게 된다. 본 논문에서는 포스트-프로세싱 리키지를 각 사용자의 수신 결합 후 어떤 사용자의 신호에 의해 다른 사용자들에게 나타나는 간섭 전력의 합으로 정의한다. 또한 이것을 이용하여 새로운 성능계수인 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 정의한다. 사용자간 간섭에 대처하기 위해 기존 기법들은 사용자간 간섭을 완전히 제거하는데 집중하는 반면, 본 논문에서는 각 사용자가 최소 평균 제곱 오차 결합 방법을 사용한다고 가정하고 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 최대화하는 방법을 제안한다. 제안된 기법은 안테나 수에 대한 조건을 필요로 하지 않는다는 장점이 있다. 모의 실험을 통하여 제안된 기법은 사용자간 간섭을 완벽히 제거하는 기법보다 채널 추정 오차가 있을 때 우수함을 보인다.

## Abstract

In multi-user MIMO systems, a base station transmits multiple data to multi-user simultaneously in order to improve performance and bandwidth efficiency. When the base station transmits multiple data to multi-user simultaneously, multi-user interference occurs severely. In this paper, we define a post-processing leakage as the total power leaked from desired user to all other users after combining at the output of each user. Using concept of the post-processing leakage, we also define a performance metric, the so called signal-to-post-processing-leakage-plus-noise ratio (SPPLNR). Assuming that the receiver is the minimum mean square error (MMSE) receiver, we propose an iterative SPPLNR-based beamforming that determines beamforming vectors and combining vectors by using an iterative method. The proposed scheme does not impose a condition on the relation between the number of transmit antennas for the base station and the number of receive antennas for users. Simulation results show that the proposed scheme outperforms a beamforming scheme perfectly eliminating the multi-user interference when channel estimation error exists.

**Keywords :** multi-user beamforming, multi-user precoding, multi-user MIMO system

\* 정회원, (주)LG전자 MC사업본부  
(LG Electronics)

\*\* 학생회원, \*\*\* 정회원, 서울대학교 전기컴퓨터공학부  
(Seoul National University)

※ 이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임  
(R01-2007-000-11844-0).

접수일자: 2008년11월3일, 수정완료일: 2009년2월17일

## I. 서 론

최근 고속의 데이터 전송을 위해 다중사용자 다중 송수신 안테나 기술이 활발히 연구되고 있다. 다중사용자 환경에서는 전송 효율을 높이기 위해 기지국은 여러 사용자에게 동시에 데이터를 전송해야 한다. 이러한 경우

어떤 사용자의 신호는 다른 사용자에게 사용자간 간섭으로 작용하게 된다. 신뢰성 있는 통신을 위해 기지국 또는 사용자는 이러한 사용자간 간섭을 적절히 감소시켜야 한다.

더티 페이퍼 코딩(DPC: dirty paper coding)은 기지국이 간섭을 알고 있을 때 기지국이 간섭을 미리 제거하고 전송함으로써 간섭의 영향을 받지 않도록 하는 기법이다<sup>[1-3]</sup>. 이 기법으로 다중사용자 다중 송수신 안테나 채널의 최대 용량을 얻을 수 있지만, 비선형 처리에 따른 높은 복잡도 때문에 구현이 어렵다. 이러한 어려움 때문에 많은 연구자들은 선형 빔포밍 기법에 대한 연구가 활발히 진행하고 있다<sup>[4-6]</sup>. 선형 빔포밍 기법으로 신호 대 리키지 및 잡음비 기반 빔포밍 기법이 제안되었다<sup>[7]</sup>. 신호 대 리키지 및 잡음비 기반 빔포밍 기법은 닫힌 형식 해를 갖고 안테나 수에 대한 조건을 갖지 않는 장점이 있다. 그러나 리키지(leakage)는 각 사용자의 입력에 누설되는 전력의 합으로 정의되었기 때문에 각 사용자의 결합 방법의 영향을 반영하지 못한다.

본 논문에서는 포스트-프로세싱 리키지(post-processing leakage)와 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비(signal-to-post-processing-leakage-plus-noise ratio)를 정의한다. 각 사용자가 최소 평균 제곱 오차 결합 방법을 사용한다고 가정하고 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 최대화 하는 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 반복적 빔포밍을 제안한다. 모의 실험을 통하여 제안된 기법의 성능을 기존의 기법과 비교 분석한다.

## II. 본 론

### 1. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려하는 다중사용자 다중안테나 하향링크 시스템을 나타낸다. 이 시스템 내에는  $N_T$ 개의 송신 안테나를 가지는 기지국과  $K$ 명의 사용자가 있다.  $i$ 번째 사용자는  $N_{R,i}$ 개의 수신 안테나가 있고 기지국은 각 사용자에게 단일 스트림을 전송한다고 가정한다. 또한 전송 전력은 각 사용자에게 동일하게 할당된다고 가정한다.  $i$ 번째 사용자의 채널 행렬은  $H_i$ 이고  $H_i$ 의  $(m,n)$  성분은 기지국의  $n$ 번째 송신 안테나와  $i$ 번째 사용자의  $m$ 번째 수신 안테나 사이의 채널 계수이다. 기지국은 데이터 심볼 벡터에 빔포밍 행렬을 곱하여 이것을 여러 송신 안테나를 통하여 전송한다. 이때,  $i$ 번째 사용자의

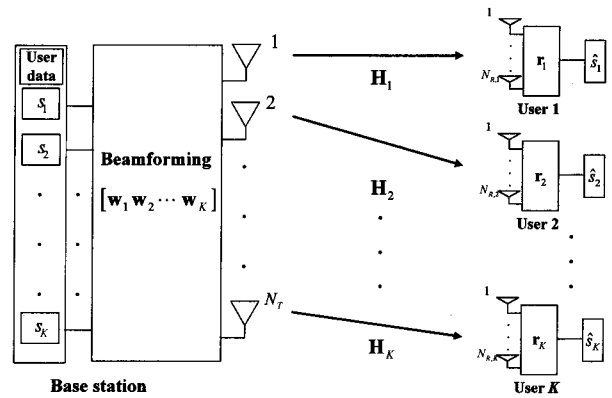


그림 1. 하향링크 다중사용자 다중 송수신 안테나 시스템의 구성도

Fig. 1. Block diagram of a downlink multi-user MIMO system.

수신신호 벡터는 다음 식으로 주어진다.

$$y_i = H_i \sum_{k=1}^K w_k s_k + n_i, \quad i = 1, \dots, K. \quad (1)$$

여기서  $n_i$ 는  $i$ 번째 사용자의 잡음 벡터,  $s_i$ 는  $i$ 번째 사용자의 데이터 심볼,  $w_i$ 는 norm이 1인  $i$ 번째 사용자의 빔포밍 벡터이다.  $n_i$ 의 각 성분은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_i^2$ 인 복소 가우스 확률변수이다.

### 2. 신호 대 리키지 및 잡음비 기반 빔포밍

다중사용자 다중안테나 시스템에서 리키지(leakage)를 어떤 사용자의 신호에 의해 다른 사용자들에게 나타나는 간섭 전력의 합으로 다음 식과 같이 정의한다<sup>[7]</sup>.

$$leakage_i = \sum_{k=1, k \neq i}^K \| H_k w_i \|^2. \quad (2)$$

리키지를 설명하기 위해 그림 2는 사용자 1에 대한 리키지를 나타낸다. 또한 리키지를 이용하여 새로운 성능계수인 신호 대 리키지 및 잡음비(SLNR: signal-to-leakage-plus-noise ratio)를 다음 식으로 정의한다<sup>[7]</sup>.

$$SLNR_i = \frac{\| H_i w_i \|^2}{N_{R,i} \sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K \| H_k w_i \|^2} \quad (3)$$

신호 대 리키지 및 잡음비 기반 빔포밍 기법은 신호 대 리키지 및 잡음비를 최대화 하는 빔포밍 벡터를 찾고,

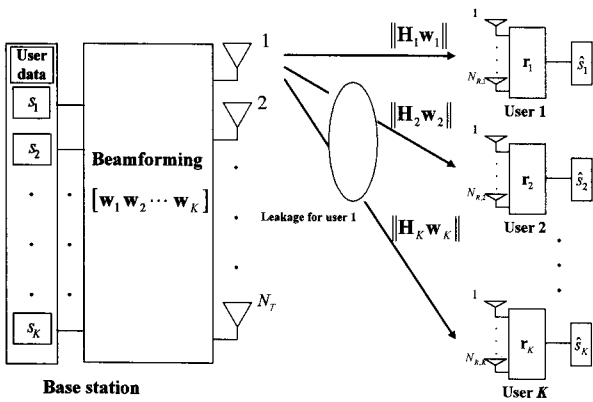


그림 2. 사용자 1에 대한 리키지의 구성도  
Fig. 2. Block diagram of a leakage for user 1.

이것은 다음 식으로 주어진다.

$$w_i^o = \arg \max \frac{\|H_i w_i\|^2}{N_{R,i} \sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K \|H_k w_k\|^2} \quad (4)$$

s.t.  $\|w_i\|^2 = 1.$

식 (4)를 다시 쓰면

$$w_i^o = \arg \max \frac{w_i^H H_i^H H_i w_i}{w_i^H (N_{R,i} \sigma_i^2 I + \tilde{H}_i^H \tilde{H}_i) w_i} \quad (5)$$

s.t.  $\|w_i\|^2 = 1.$

으로 주어지고, 여기서

$$\tilde{H}_i = [H_1^T \dots H_{i-1}^T \ H_{i+1}^T \dots H_K^T]^T$$

이다. 식 (5)와 같은 형태의 최대화 문제의 해는 Rayleigh-Ritz quotient에 의해 다음 식으로 주어진다<sup>[7, 11]</sup>.

$$w_i^o = \max.\text{eigenvector} \left( (N_{R,i} \sigma_i^2 I + \tilde{H}_i^H \tilde{H}_i)^{-1} H_i^H H_i \right) \quad (6)$$

여기서,  $\max.\text{eigenvector}(X)$ 는 행렬  $X$ 의 가장 큰 특이치(eigenvalue)에 해당하는 특이 벡터(eigenvector)를 나타낸다. 이 기법에서  $i$ 번째 사용자에 대한 결합 벡터  $r_i$ 는 위에서 구해진 빔포밍 벡터  $w_i^o$ 에 대해 최대 비 결합(MRC: maximal ratio combining)이 되도록 주어진다.

### 3. 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 반복적 빔포밍

[7]에서 리키지와 신호 대 리키지 및 잡음비가 처음으로 도입되었다. 하지만 리키지는 각 사용자의 입력에서 어떤 사용자의 신호에 의해 다른 사용자들에게 나타나는 간섭 전력의 합으로 정의되었기 때문에 사용자의 수신 결합의 영향을 반영하지 못한다. 본 논문에서는 포스트-프로세싱 리키지(post-processing leakage)를 각 사용자의 수신 결합 후 어떤 사용자의 신호에 의해 다른 사용자들에게 나타나는 간섭 전력의 합으로 다음 식과 같이 정의한다.

$$PPL_i = \sum_{k=1, k \neq i}^K w_i^H H_k^H r_k^H r_k H_k w_i. \quad (7)$$

포스트-프로세싱 리키지를 설명하기 위해 그림 3은 사용자 1에 대한 포스트-프로세싱 리키지를 나타낸다. 또한 포스트-프로세싱 리키지를 이용하여  $i$ 번째 사용자의 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비(SPPLNR: signal-to-post-processing-leakage-plus-noise ratio)를 다음 식으로 정의한다.

$$SPPLNR_i = \frac{w_i^H H_k^H r_k^H r_k H_k w_i}{\sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K w_i^H H_k^H r_k^H r_k H_k w_i} \quad (8)$$

신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 최대로 하는 빔포밍 벡터와 수신 결합 벡터를 찾는 것은 다음과 같이 주어진다.

$$(w_i^o, r_i^o) = \arg \max \frac{w_i^H H_i^H r_i^H r_i H_i w_i}{\sigma_i^2 + \sum_{k=1, k \neq i}^K w_i^H H_k^H r_k^H r_k H_k w_i}$$

s.t.  $\|w_i\|^2 = 1, \|r_i\|^2 = 1. \quad (9)$

본 논문에서는 수신 결합 방법으로 최소 평균 제곱 오차(MMSE: minimum mean square error)결합 방법이 사용된다고 가정하고 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 최대로 하는 기법을 제안한다. 식 (9)를 다시 쓰면

$$(w_i^o, r_i^o) = \arg \max \frac{w_i^H H_{R,i}^H H_{R,i} w_i}{w_i^H (N_{R,i} \sigma_i^2 I + \tilde{H}_{R,i}^H \tilde{H}_{R,i}) w_i} \quad (10)$$

s.t.  $\|w_i\|^2 = 1, \|r_i\|^2 = 1.$

으로 주어지고, 여기서  $H_{R,i} = r_i H_i$ 이고  $\tilde{H}_{R,i} =$

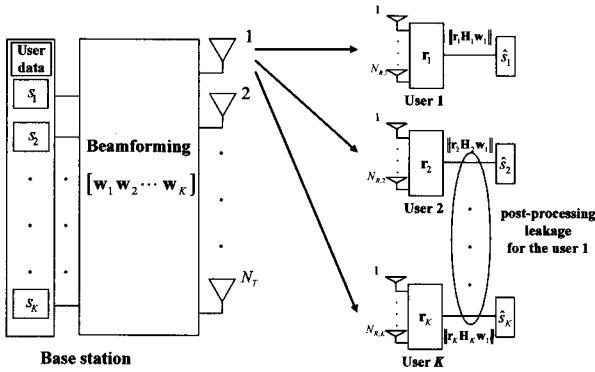


그림 3. 사용자 1에 대한 포스트-프로세싱 리키지의 구성도

Fig. 3. Block diagram of a post-processing leakage for user 1.

$[(H_{R,1})^T \dots (H_{R,i-1})^T (H_{R,i+1})^T \dots (H_{R,K})^T]^T$ 이다. 수신 결합 벡터들이 주어졌다면, 식 (10)의 형태는 식 (5)와 같은 형태이므로 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 최대화 하는 빔포밍 벡터는 다음 식으로 주어진다.

$$w_i^o = \max.\text{eigenvector} \left( (\sigma_i^2 I + \widetilde{H}_{R,i}^H \widetilde{H}_{R,i})^{-1} H_{R,i}^H H_{R,i} \right) \quad (11)$$

빔포밍 벡터들이 주어졌다면, 최소 평균 제곱 오차 결합 방법의 결합 벡터는

$$r_i = \frac{((W^H H_i^H H_i W + \sigma_i^2 I)^{-1} W^H H_i^H)_{(i,:)}}{\|((W^H H_i^H H_i W + \sigma_i^2 I)^{-1} W^H H_i^H)_{(i,:)}\|} \quad (12)$$

으로 주어진다. 여기서  $W = [w_1 \dots w_K]$  이고  $(X)_{(i,:)}$  는 행렬  $X$ 의  $i$ 번째 행 벡터이다. 위와 같은 방법에 의해 빔포밍 벡터와 결합 벡터를 빔포밍 벡터들의 변화가 충분히 작을 때까지 반복적으로 계산함으로써 빔포밍 벡터들과 결합 벡터들을 구할 수 있다. 표 1은 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 반복적 빔포밍 방법을 나타낸다.

#### 4. 채널 추정 오차

실제 시스템에서 각 사용자는 자신의 채널을 추정하게 된다. 각 사용자는 실제 채널을 추정할 때 오차가 발생하게 되고 이러한 오차는 성능의 열화를 가져오게 한다. 시분할 다중 방식을 사용하는 시스템에서 기지국은 역방향 채널을 이용하여 각 사용자의 채널을 추정하고, 주파수 분할 다중 방식을 사용하는 시스템에서 기지국은 귀환 채널을 통해 각 사용자로부터 채널 정보를 귀

환 받는다. 이들의 경우 역시 기지국은 오차가 포함된 각 사용자의 채널 정보를 얻게 된다. 채널 추정 오차의 영향을 알아보기 위해  $i$ 번째 사용자의 추정된 채널 행렬  $\widehat{H}_i$ 를 다음과 같이 나타낸다.

$$\widehat{H}_i = H_i + H_{e,i}. \quad (13)$$

여기서  $H_{e,i}$ 는  $i$ 번째 사용자의 추정 오차 행렬이고,  $H_{e,i}$ 의 각 성분은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_e^2$ 인 복소 가우스 확률변수이다. 기지국은 정확한 각 사용자에게 채널 행렬  $H_i$ 를 알 수 없고, 각 사용자에게 의해 추정된 채널 행렬  $\widehat{H}_i$ 을 안다고 가정한다. 채널 추정 오차가 있는 경우 신호 대 리키지 및 잡음비는 다음으로 주어진다.

표 1. 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 반복적 빔포밍 방법

Table 1. Iterative SPPLNR-based beamforming method.

단계 1:  $i = 0$ ,  $\Delta = 10 \times N_T^2$ , 그리고  $m = 1, \dots, K$ 에 대해  $r_m(0)$ 와  $w_m(0)$ 는 norm이 1인 임의의 벡터로 초기화 한다.

단계 2:  $m = 1, \dots, K$ 에 대해 다음을 계산한다.

$$\widetilde{H}_{R,m} = [(r_1(i)H_1)^T \dots (r_{m-1}(i)H_{m-1})^T (r_{m+1}(i)H_{m+1})^T \dots (r_K(i)H_K)^T]^T$$

$$H_{R,m} = r_m(i)H_m$$

$$w_m(i+1) =$$

$$\max.\text{eigenvector} \left( (\sigma_m^2 I + \widetilde{H}_{R,m}^H \widetilde{H}_{R,m})^{-1} H_{R,m}^H H_{R,m} \right)$$

단계 3:  $\Delta_{old} = \Delta$ 로 설정하고,  $r_m(i+1)$ 을 다음으로 갱신한다.

$$W = [w_1(i+1) \dots w_K(i+1)]$$

$$r_m(i+1) = \frac{((W^H H_m^H H_m W + \sigma_m^2 I)^{-1} W^H H_m^H)_{(m,:)}}{\|((W^H H_m^H H_m W + \sigma_m^2 I)^{-1} W^H H_m^H)_{(m,:)}\|},$$

$m = 1, \dots, K$ .

단계 4:  $\Delta = \sum_{m=1}^K \|w_m(i+1) - w_m(i)\|$  을 계산하

여, 만약  $\Delta \geq \Delta_{th}$  (수렴 판단을 위한 상수) 이고  $\Delta \leq \Delta_{old}$ 이면,  $i = i+1$ 로 대체하고 단계 2로 이동하고, 그렇지 않으면 단계 5로 이동한다.

단계 5:  $m = 1, \dots, K$ 에 대해  $r_m = r_m(i+1)$ 이고  $w_m = w_m(i+1)$ 로 놓는다.

$$SLNR_i = \frac{w_i^H (\widehat{\mathbf{H}}_k^H \widehat{\mathbf{H}}_k + N_{R,i} \sigma_e^2 \mathbf{I}) w_i}{w_i^H \left( N_{R,i} \sigma_e^2 \mathbf{I} + \widehat{\mathbf{H}}_k^H \widehat{\mathbf{H}}_k + \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K N_{R,k} \right) \sigma_e^2 \mathbf{I} \right) w_i} \quad (14)$$

여기서  $\widehat{\mathbf{H}}_i = [(\widehat{\mathbf{H}}_1)^T \dots (\widehat{\mathbf{H}}_{i-1})^T (\widehat{\mathbf{H}}_{i+1})^T \dots (\widehat{\mathbf{H}}_K)^T]^T$ 이다. 따라서 채널 추정 오차가 있는 경우 신호 대 리키지 및 잡음비를 최대로 하는 빔포밍 벡터를 찾는 것은 다음 식으로 주어진다.

$$w_i^o = \operatorname{argmax} \frac{w_i^H (\widehat{\mathbf{H}}_k^H \widehat{\mathbf{H}}_k + N_{R,i} \sigma_e^2 \mathbf{I}) w_i}{w_i^H \left( N_{R,i} \sigma_e^2 \mathbf{I} + \widehat{\mathbf{H}}_k^H \widehat{\mathbf{H}}_k + \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K N_{R,k} \right) \sigma_e^2 \mathbf{I} \right) w_i} \quad (15)$$

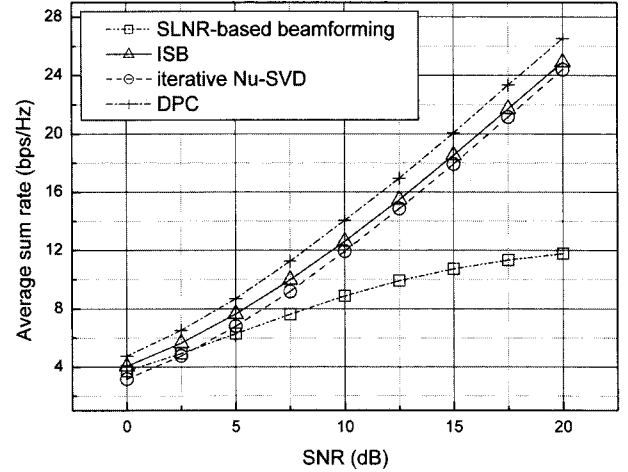
기지국이  $\sigma_e^2$ 을 알고 있을 때  $w_i^o$ 는 다음으로 주어진다<sup>[7]</sup>.

$$w_i^o = \max.\text{eigenvector} \left( \left( N_{R,i} \sigma_e^2 \mathbf{I} + \widehat{\mathbf{H}}_k^H \widehat{\mathbf{H}}_k + \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K N_{R,k} \right) \sigma_e^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left( \widehat{\mathbf{H}}_k^H \widehat{\mathbf{H}}_k + N_{R,i} \sigma_e^2 \mathbf{I} \right) \right). \quad (16)$$

### III. 모의 실험

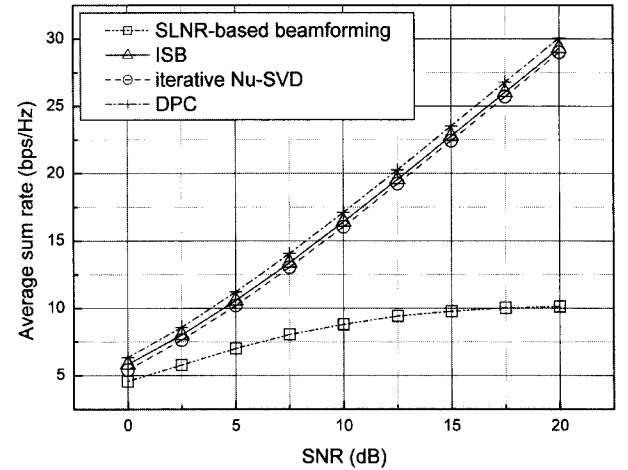
각 사용자는 모두 같은 수의 안테나  $N_R$ 를 가지고 있다고 가정하며, 제안된 기법의 수렴 판단을 위한 상수  $\Delta_{th}$ 는  $10^{-3}$ 로 가정한다.  $i$ 번째 사용자의 잡음 벡터  $n_i$ 의 각 성분은 동일한 분산  $\sigma^2$ 인 i.i.d. (independent and identically distributed) 복소 가우스 확률변수로 가정하고, 각 사용자에 대한 채널 행렬의 각 성분은 평균이 0이고 분산이 1인 i.i.d. 복소 가우스 확률변수로 가정한다. SLNR는 신호 대 리키지 및 잡음비 기반 빔포밍 기법을 나타내고, ISB는 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 반복적 빔포밍 기법을 나타내고, iterative Nu-SVD는 [6]에서 제안된 iterative nullspace-directed SVD를 나타내고, DPC는 dirty paper coding을 나타낸다.

그림 4(a)에  $N_T=4$ ,  $N_R=2$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0$ 일 때 신호 대 잡음비에 따른 합 전송률의 평균을 나타낸다. ISB는 SLNR보다 매우 큰 합 전송률의 평균을 가지고 있다. 특히 ISB는 iterative Nu-SVD보다



(a)  $N_T=4$ ,  $N_R=2$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0$

(a)  $N_T=4$ ,  $N_R=2$ ,  $K=4$ , and  $\sigma_e^2=0$



(b)  $N_T=4$ ,  $N_R=4$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0$

(b)  $N_T=4$ ,  $N_R=4$ ,  $K=4$ , and  $\sigma_e^2=0$

그림 4. 신호 대 잡음비에 따른 합 전송률의 평균  
Fig. 4. Average sum rate versus SNR.

우수한 성능을 보인다. 그림 4(b)에  $N_T=4$ ,  $N_R=4$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0$ 일 때 신호 대 잡음비에 따른 합 전송률의 평균을 나타낸다. ISB는 SLNR보다 매우 큰 합 전송률의 평균을 가지고, ISB는 iterative Nu-SVD보다 우수한 성능을 보이고, DPC에 매우 근접한 성능을 보인다.

그림 5(a)에  $N_T=4$ ,  $N_R=2$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0.1$ 일 때 신호 대 잡음비에 따른 합 전송률의 평균을 나타낸다. 채널 추정 오차에 의한 성능 열화를 알아보기 위해 DPC는 채널 추정 오차가 없는 환경에서 모의 실험하였다. ISB와 iterative Nu-SVD는 신호 대

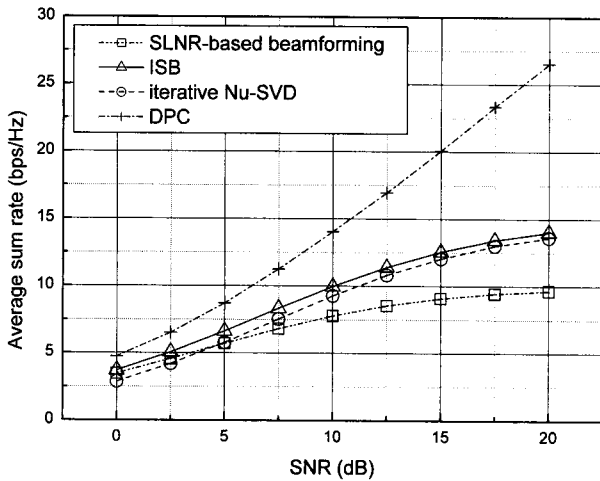
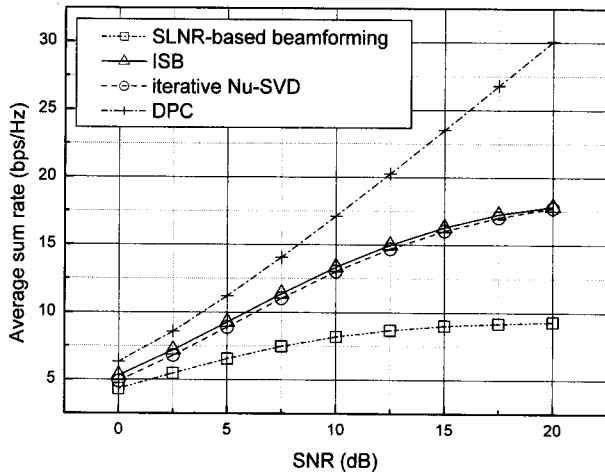
(a)  $N_T=4$ ,  $N_R=2$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0.1$ (a)  $N_T=4$ ,  $N_R=2$ ,  $K=4$ , and  $\sigma_e^2=0.1$ (b)  $N_T=4$ ,  $N_R=4$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0.1$ (b)  $N_T=4$ ,  $N_R=4$ ,  $K=4$ , and  $\sigma_e^2=0.1$ 

그림 5. 신호 대 잡음비에 따른 합 전송률의 평균  
Fig. 5. Average sum rate versus SNR.

잡음비가 증가함에 따라 성능 열화가 크게 나타나지만 SLNR보다 큰 합 전송률의 평균을 가지고 있다. 특히 ISB는 iterative Nu-SVD보다 우수한 성능을 보인다. 그림 5(b)에  $N_T=4$ ,  $N_R=4$ ,  $K=4$ , 그리고  $\sigma_e^2=0.1$ 일 때 신호 대 잡음비에 따른 합 전송률의 평균을 나타낸다. 채널 추정 오차에 의한 성능 열화를 알아보기 위해 DPC는 채널 추정 오차가 없는 환경에서 모의 실험하였다. ISB와 iterative Nu-SVD는 채널 추정 오차에 의해 성능 열화가 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그리고 채널 추정 오차가 있는 경우에도 ISB는 iterative Nu-SVD와 SLNR보다 큰 합 전송률의 평균을 가지고 있다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 각 사용자의 수신 결합한 이후에 누설되는 전력의 합을 포스트-프로세싱 리키지로 정의하고 이것을 이용하여 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 정의하였다. 수신 결합 방법이 최소 평균 제곱 오차 결합 방법이 사용된다고 가정하고 신호 대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비를 최대화 하는 신호대 포스트-프로세싱 리키지 및 잡음비 기반 반복적 빔포밍이 제안되었다.

모의실험 결과를 통하여 모의실험을 통하여 제안된 기법은 신호 대 리키지 및 잡음비 기반 빔포밍과 iterative nullspace-SVD보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었고, 채널 추정 오차가 없을 때 DPC에 가까운 성능을 보임을 확인할 수 있었다. 또한 채널 추정 오차가 있는 경우에도 제안된 기법은 iterative nullspace-SVD보다 우수한 성능을 보였다.

#### 참고 문헌

- [1] M. H. M. Costa, "Writing on dirty paper," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-29, no. 3, pp. 493-441, May 1983.
- [2] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multiantenna broadcast Gaussian channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 7, pp. 1691-1706, July 2003.
- [3] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2658-2668, Aug. 2003.
- [4] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [5] L. Choi and R. D. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 1, pp. 20-24, Jan. 2004.
- [6] Z. Pan, K. K. Wong, and T. S. Ng, "Generalized multiuser orthogonal space-division multiplexing," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 6, pp. 1969-1973, Nov. 2004.
- [7] M. Sadek, A. Tarighat, and A. H. Sayed, "A

leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 5, pp. 1711-1721, May 2007.

[8] H. Shin and J. H. Lee, "On the capacity of MIMO wireless channels," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, no. 3, pp. 671-677, Mar. 2004.

[9] H. Shin, M. Z. Win, and J. H. Lee, "Saddlepoint approximation to the outage capacity of MIMO channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 10, pp. 2679-2684, Oct. 2006.

[10] B. M. Hochwald, C. B. Peel, and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near capacity multiantenna multiuser communication - part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195 - 202, Jan. 2005.

[11] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computation*, 3/e. Baltimore, MD: John Hopkins University Press, 1996.

[12] 임민중, "복수 사용자 MIMO 시스템을 위한 동적 슬롯 할당 하향링크 공간분할 다중접속 기술," 전자공학회논문지, 제41권 TC편, 제10호, 61-67쪽, 2004년 10월

[13] 유현, 김진수, 황현철, 김백현, 이형기, 광경섭, "전송 안테나 및 성상도 선택과 전력 할당을 적용한 MIMO 다중 사용자 시스템의 성능분석," 전자공학회논문지, 제42권 TC편, 제9호, 41-48쪽, 2005년 9월

저 자 소 개



서 동 준(정회원)  
 2006년 중앙대학교 전기전자공학부 학사 졸업  
 2008년 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석사 졸업  
 2008년~현재 (주)LG 전자 MC사업본부  
 <주관심분야 : 디지털통신, MIMO, Multi-user MIMO, Resource Allocation>



이 재 홍(정회원)  
 1976년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업  
 1978년 서울대학교 전자공학과 석사 졸업  
 1998년 Univ. of Michigan, Ann Arbor, 전기 및 컴퓨터 공학과 박사 졸업  
 1987년~현재 서울대학교 전기공학부 교수  
 2009년~현재 대한전자공학회 회장  
 2007년~현재 IEEE Vehicular Technology Society 수석부회장  
 <주관심분야 : 디지털통신, 부호이론, MIMO, OFDM, 협력 다이버시티>



이 관 형(학생회원)  
 2005년 서울대학교 전기공학부 학사 졸업  
 2005년~현재 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석박사 통합과정  
 <주관심분야 : MIMO, OFDM, 협력 다이버시티, 스케줄링>