

Greedy 기법을 이용한 수정된 블록 대각화 프리코딩 기법

정희원 김 성 태*, 서 우 현, 광 경 철, 종신회원 홍 대 식*

Modified Block Diagonalization Precoding with Greedy Approach

Sungtae Kim*, Woohyun Seo, Kyungchul Kwak *Regular Members*,
Daesik Hong* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 다중사용자 multiple-input-multiple output (MIMO) 하향링크 채널 환경에서 시스템 용량을 향상시키기 위한 프리코딩(precoding) 기법에 관해 논의한다. 다중사용자 MIMO 시스템에서는 시스템 용량을 향상시키기 위한 다양한 프리코딩 기법들이 연구되어 왔다. 블록 대각화(Block Diagonalization) 프리코딩 기법은 다중사용자 MIMO broadcast 채널 환경에서 만들어진 여러 가지 프리코딩 기법 중 하나로 특이값 분해를 이용하여 제로-포싱(zero-forcing)을 하는 간단한 방법으로 구성되어 있다. 그러나 블록 대각화 기법은 복잡도가 낮아진 만큼 시스템 용량이 저하되는 단점을 갖고 있으며, 이러한 현상은 시스템 용량의 저하는 안테나들 사이에 상관도가 높을 때 더 심각해진다. 따라서 본 논문에서는 블록 대각화 기법을 수정하여 시스템 용량을 향상시킬 수 있는 프리코딩 기법을 제안한다. 실험 결과를 통해 본 논문에서 제안하는 방법이 기존의 블록 대각화 기법에 비해 높은 시스템 용량 성능을 보임을 확인할 수 있다.

Key Words : Multiuser MIMO, Block Diagonalization, MIMO precoding

ABSTRACT

Dirty Paper Coding (DPC) can achieve the sum capacity of a multiuser multiple-input multiple-output (MU MIMO) broadcast channels. However, due to the high computational complexity of the successive encoding and decoding, deploying DPC in real systems is impractical. As one of practical alternatives to DPC, Block Diagonalization (BD) was researched. BD is an extension of the zero-forcing precoding technique that eliminates interuser interference (IUI) in downlink MIMO systems. Though BD has lower complexity than DPC, BD shows poor sum capacity performance. We show that sum capacity performance of BD is degraded due to no IUI constraint. Then, we modify BD to improve its sum capacity performance with relaxing the constraint and sub optimal channel set searching. With simulation results, it can be verified that our modification in BD induces some improvement in sum capacity performance.

I. 서 론

차세대 무선 통신 시스템에서는 다양한 멀티미디어 서비스를 지원하기 위하여 높은 시스템 용량이

요구되고 있다. 그에 따라 시스템 용량을 크게 향상시킬 수 있는 multiple-input, multiple-output(MIMO) 기술에 대한 다양한 연구가 진행되고 있다^[1]. 그런 가운데, 최근에는 다중 안테나를 지니고 있는 다수

* 본 연구는 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구실사업(NRL:R0A-2007-000-20043-0)의 지원을 받아 연구되었음.

** 본 연구는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수실험실 지원사업의 연구결과입니다.

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신 연구실(sungtae@yonsei.ac.kr, Daesikh@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-09-397, 접수일자 : 2007년 9월 7일, 최종논문접수일자 : 2007년 12월 17일

의 사용자들이 하나의 기지국과 교신하는 다중사용자 MIMO 채널 환경에 관심이 집중되고 있다²⁾.

다중사용자 MIMO 시스템의 하향링크 채널 환경에서는 사용자들 간의 동일 채널 간섭(co-channel interference)이 존재한다. 그러므로 적절한 프리코딩 기법을 적용하면 높은 전체 시스템 용량 성능을 얻을 수 있다. 이때, 전체 시스템의 용량은 알려진 바와 같이 각각의 사용자의 시스템 용량들의 합으로 나타낼 수 있으며, dirty paper coding(DPC) 기법을 통해 전체 시스템 용량을 최대화할 수 있다는 사실은 이미 잘 알려져 있다³⁾. 그러나 DPC는 사용자들 간의 동일 채널 간섭을 미리 알아야 하는 비인과적(non-casual) 시스템이며, 부호화(encoding)와 복호화(decoding) 방법이 너무 복잡하여 실제 시스템에 적용되기 어렵다는 단점을 갖고 있다⁴⁾. 이러한 DPC 기법 이외에도 다중사용자 MIMO 환경에서 다양한 프리코딩 기법들이 개발되어 왔는데, Wong과 Wang이 제안한 프리코딩 기법들의 경우 전체 시스템 용량을 크게 증대시키는 장점을 갖고 있지만, 이를 위해 반복적인 부호화 과정을 거쳐야하므로 높은 복잡도를 갖게 된다는 문제를 지니고 있다⁵⁾. 이에 반하여 최근에는 기존의 프리코딩 기법들보다 간단하며 실제적인 블록 대각화(block diagonalization) 프리코딩 기법이 제안되고 있다⁶⁾⁸⁾.

블록 대각화 기법은 각각의 사용자들의 프리코더(precoder)를 구성할 때 해당 사용자의 신호가 다른 사용자에게 동일 채널 간섭을 주지 않도록 하기 위해 해당 사용자의 송신 신호를 다른 사용자들의 채널의 영 공간(null space)에 들어가도록 제한하는 것을 기본 원리로 하고 있다. 따라서 각각의 사용자들의 신호가 서로 다른 사용자에게 동일 채널 간섭으로서 작용하지 않게 된다는 장점을 갖는다. 그러나 전체 시스템 용량 측면에서 살펴보면 블록 대각화 기법을 적용한 경우가 DPC를 적용한 경우에 비해서 상당히 많이 저하되는 것을 알 수 있다. 이는 일반적으로 각각의 사용자들의 채널이 서로 직교하지 않기 때문인데, 서로 직교하지 않는 채널을 갖는 사용자들의 송신 신호를 강제적으로 프리코더를 이용하여 서로 다른 사용자들의 영 공간에 들어가도록 하므로 시스템 용량이 저하되는 것이다⁹⁾.

본 논문에서는 블록 대각화 기법의 시스템 용량을 향상시키기 위해서 블록 대각화 기법의 프리코더 결정 과정에 greedy 기법을 적용한 수정된 블록 대각화 프리코딩 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존의 블록 대각화 기법에서 동일 채널 간섭을 완

전히 배제하는 제약조건에 의해 시스템 용량이 저하되는 것에서 착안하여, 동일 채널 간섭을 크게 높이지 않는 범위 내에서 전체 시스템 용량을 증대시킬 수 있는 방향으로 greedy 기법을 적용한다. 그 결과 새로운 프리코더는 각각의 사용자간의 동일 채널 간섭이 존재할 수는 있지만, 전체 시스템 용량은 블록 대각화에 비해서 개선시킬 수가 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 다중사용자 MIMO 하향링크 환경의 시스템 모델과 기존에 제안된 블록 대각화 기법에 대해 설명한다. III장에서는 greedy 기법을 적용한 수정된 블록 대각화 프리코딩 기법을 제안한다. IV장에서는 컴퓨터 모의실험을 바탕으로 제안된 기법과 기존의 블록 대각화 기법을 비교하고 성능을 검증한다. 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 기존 기법 설명

본 장에서는 다중사용자 MIMO 하향링크 채널 환경에서 구성된 시스템 모델을 설명하고, Spencer가 제안한 블록 대각화 프리코딩 기법에 대해 설명한다²⁾.

2.1 시스템 모델

본 논문에서는 다중사용자 MIMO 하향링크 채널 환경에서 K 명의 사용자가 시스템에 존재한다고 가정한다. 이 때, 기지국의 송신 안테나 개수는 n_t 로 나타내고, j 번째 사용자의 수신 안테나 개수는 $n_{r,j}$ 로 나타내며, 전체 사용자의 수신 안테나 개수의 합은 n_r 로 나타낸다. 기지국으로부터 j 번째 사용자로 송신되는 신호를 N_j 차원 벡터 \mathbf{x}_j 라 하고, 여기에 곱해지는 $n_t \times N_j$ 프리코딩 행렬을 \mathbf{T}_j 라 하면 j 번째 사용자의 수신단에서 수신신호 \mathbf{y}_j 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_j = \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j \mathbf{x}_j + \sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{H}_j \mathbf{T}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_j, \quad (1)$$

여기에서 \mathbf{w}_j 는 수신단의 백색 가우시안(Gaussian) 잡음이며, 분산은 $E[\mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^*] = \sigma^2 \mathbf{I}$ 이다. \mathbf{H}_j 는 $n_{r,j} \times n_t$ 채널 행렬로 각각의 원소는 평균이 0이고 분산이 1인 i.i.d.(independent and identically distributed) 복소 가우시안 랜덤 분포를 갖고 있다.

2.2 블록 대각화 프리코딩⁽²⁾

블록 대각화 프리코딩 기법은 각각의 사용자의

송신 신호 벡터 \mathbf{x}_j 에 대해서 다음과 같은 제약 조건을 만족하는 프리코딩 행렬 $\mathbf{T}_j \in \mathcal{U}(N_i, N_j)$ 를 만드는 것을 기본 원리로 한다.

$$\mathbf{H}_i \mathbf{T}_j = 0 \text{ for all } i \neq j \text{ and } 1 < i, j < K, \quad (2)$$

여기에서 $\mathbf{U}(n, k)$ 는 $n \times k$ unitary 행렬을 나타낸다. 이러한 프리코더 \mathbf{T}_j 를 만드는 방법은 다음과 같다. 먼저 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_j = [H_1^T \dots H_{j-1}^T \ H_{j+1}^T \dots H_K^T]^T, \quad (3)$$

이때 $()^T$ 는 행렬의 전치행렬(transpose) 연산을 나타낸다. (2)의 제약 조건을 충족시키기 위해서는 프리코더 \mathbf{T}_j 가 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 의 영 공간에 들어가야 한다. $\tilde{N}_j \leq n_{r,j}$ 를 만족하는 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 행렬의 랭크를 \tilde{N}_j 라 할 때 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 행렬의 특이값 분해 결과가 다음과 같다고 하면

$$\tilde{\mathbf{H}}_j = \tilde{\mathbf{U}}_j \tilde{\mathbf{\Lambda}}_j [\tilde{\mathbf{V}}_j^0 \ \tilde{\mathbf{V}}_j^1]^H, \quad (4)$$

여기서 $()^H$ 는 행렬의 Hermitian 연산을 나타내고 $\tilde{\mathbf{V}}_j^0$ 과 $\tilde{\mathbf{V}}_j^1$ 은 각각 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 행렬의 첫 \tilde{N}_j 오른쪽 고유벡터와 마지막 $(N_i - \tilde{N}_j)$ 오른쪽 고유벡터를 의미한다. 그러므로 $\tilde{\mathbf{V}}_j^0$ 은 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 행렬의 영 공간에 속한 하나의 기저 행렬이 된다. 그러나 $N_i - \tilde{N}_j > n_{r,j}$ 인 경우 $\tilde{\mathbf{V}}_j^0$ 만으로는 프리코딩 행렬의 차원이 초과될 수 있으므로, 프리코딩 행렬의 차원을 맞추어 주면서 전송률을 최대화하기 위하여 다음과 같은 과정을 거친다. 우선 $\mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{V}}_j^0$ 의 특이값 분해를 다음과 같이 계산한다.

$$\mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{V}}_j^0 = \mathbf{U}_j \mathbf{\Lambda}_j \mathbf{V}_j^0 [\mathbf{V}_j^1 \ \mathbf{V}_j^0]^H, \quad (5)$$

여기서 \mathbf{V}_j^1 은 $\mathbf{H}_j \tilde{\mathbf{V}}_j^0$ 행렬에 의해 생성된 $n_{r,j}$ 차원의 기저 행렬이 된다. 따라서 \mathbf{V}_j^1 과 $\tilde{\mathbf{V}}_j^0$ 을 곱함으로써 $n_{r,j}$ 차원의 직교 기저 벡터를 생성할 수 있다. 그러므로 다음과 같은 형태로 프리코딩 행렬을 결정하면 된다.

$$\mathbf{T}_j = \tilde{\mathbf{V}}_j^0 \mathbf{V}_j^1 \quad (6)$$

본 논문에서는 시스템의 간략화를 위해 모든 사용자가 같은 수의 수신 안테나를 사용한다고 가정한다. 즉, $n_{r,j} = n$ for $j = 1, 2, \dots, K$.

III. Greedy 기법을 이용한 수정된 블록 대각화 기법

본 장에서는 다중사용자 MIMO 하향링크 채널 환경에서 프리코더를 만들기 위한 다른 사용자들의 채널 행렬을 구성할 때 greedy 기법을 적용하여 수정된 블록 대각화 기법을 제안한다. 먼저 exhaustive 탐색 기법을 적용하여 블록 대각화 기법을 기반으로 한 경우에 얻을 수 있는 최적의 시스템 용량에 대해 논의하고, 그 후에 greedy 기법을 이용하여 exhaustive 탐색 기법에 비해 복잡도를 낮춘 부최적화 기법을 제안한다.

3.1 Exhaustive 탐색 기법을 적용한 블록 대각화 기법

이미 잘 알려진 것처럼 다중사용자 MIMO 하향링크 채널 환경에서 최적의 시스템 용량은 DPC를 통해서 구현할 수 있다. Shen은 논문에서 이러한 DPC와 블록 대각화 간의 전체 시스템 용량을 다음과 같이 비교하고 있다^[10].

$$1 \leq \frac{C_{DPC}}{C_{BD}} \leq \min\{N_i, K\}, \quad (7)$$

여기서 C_{DPC} 와 C_{BD} 는 각각 DPC와 블록 대각화를 적용한 경우의 전체 시스템 용량을 말한다. 블록 대각화 프리코딩 기법은 사용자들 사이에 간섭이 없는 제약 조건하에서 시스템 용량을 증대시키려 한다. 그러나 이는 사용자들 사이에 간섭이 없다는 제약 조건하에서 얻어진 시스템 용량이므로 (7)에서 보듯이 DPC를 통해 얻어지는 전체 시스템 용량보다 낮을 수밖에 없다. (7)은 각각의 사용자들의 채널이 서로서로 직교하는 경우에만 DPC와 블록 대각화의 전체 시스템 용량이 같다는 것을 시사하고 있다. 따라서 그렇지 않은 경우에는 사용자들 사이에 간섭이 없다는 제약 조건이 있는 경우에는 전체 시스템 용량이 더 낮아질 수밖에 없다. 일반적으로 다중사용자 MIMO 하향링크에서의 채널 환경은 각각의 사용자들의 채널은 서로 직교하지 않는다. 따라서 기존의 블록 대각화 프리코딩 기법을 그대로 적용하면 DPC를 적용한 경우에 비해서 전체 시스

템 용량이 크게 저하된다. 서론에서도 밝혔듯이 DPC는 최적의 시스템 용량 성능을 보이지만 구현이 불가능하다. 그러므로 사용자들의 채널이 직교하지 않는 일반적인 다중사용자 MIMO 채널환경에서도 최대한 DPC에 가까운 시스템 용량 성능을 보일 수 있는 프리코딩 기법이 요구된다. 그러나 새로운 프리코딩 기법은 블록 대각화와 같이 복잡도가 낮아서 실제 시스템에 적용하는 것도 용이해야 하므로 본 논문에서는 블록 대각화 프리코딩 기법을 기반으로 하여 전체 시스템 용량을 향상시키기 위해서 (2)의 제약조건을 풀고 채널 행렬을 구성할 때 exhaustive 탐색을 적용한다.

Exhaustive 탐색 기법을 적용하기 위해 먼저 각각의 사용자에게 대해서 다음과 같은 보조 행렬을 정의한다.

$$\mathbf{A}_j = (a_{j,1} \dots a_{j,j-1} \ a_{j,j+1} \dots a_{j,n_r}) \cdot \mathbf{I}_{n_r-n} \quad \text{for } 1 \leq j \leq n_r, \quad (8)$$

여기서 \mathbf{I}_{n_r-n} 은 $(n_r - n) \times (n_r - n)$ 단위행렬 (identity matrix)이고, \mathbf{A}_j 의 각각의 원소 $a_{j,i}$ 는 0 또는 1의 값만을 갖는다. 위의 보조 행렬 \mathbf{A}_j 를 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 에 곱하여 실질적인 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_j^c$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_j^c = \mathbf{A}_j \tilde{\mathbf{H}}_j \quad (9)$$

새로운 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_j^c$ 를 블록 대각화 프리코딩 과정에 적용하여 프리코딩 행렬 \mathbf{T}_j^c 를 구한다. 이때 exhaustive 탐색을 적용한 경우의 전체 시스템 용량 C_{EsBD} 이 최대화될 수 있는 \mathbf{T}_j^c 를 구성할 수 있도록 \mathbf{A}_j 의 값을 바꾸어가며 모든 경우의 \mathbf{A}_j 에 대해서 탐색한다. 새로운 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_j^c$ 를 적용하여 구한 프리코더를 이용한 경우의 전체 시스템 용량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{EsBD} = \max_{\mathbf{T}_j^c} \sum_{j=1}^K \log_2 \left| \mathbf{I} + \left(\sigma_n^2 \mathbf{I} + \sum_{i \neq j} \mathbf{H}_i \mathbf{T}_i^c \mathbf{T}_i^{cH} \mathbf{H}_i^H \right)^{-1} \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j^c \mathbf{T}_j^{cH} \mathbf{H}_j^H \right| \quad (10)$$

위와 같은 방법을 적용하면 전체 시스템 용량은 기존의 블록 대각화 프리코딩 기법에 비해서 크게 향상시킬 수 있다. 그러나 \mathbf{A}_j 는 각각의 $j = 1, \dots, K$ 에 대해서 2^{K-1} 가지의 경우의 수가 존재하므로 exhaustive

탐색으로 검색해야할 경우의 수는 총 $K2^{K-1}$ 가지가 된다. 따라서 복잡도가 크게 증가한다. 그러므로 다음 절에서는 exhaustive 탐색 기법에 비해서 계산량을 낮추면서도 블록 대각화 기법에 비해 적절히 시스템 용량을 향상시키기 위해서 greedy 기법을 적용할 수 정된 블록 대각화 기법을 제안한다.

3.2 Greedy 기법을 적용한 블록 대각화 기법

기존의 블록 대각화 기법은 전체 시스템 용량이 낮다는 단점을 갖고 있고, 이에 비해 높은 시스템 용량을 보이는 exhaustive 탐색 기법은 너무 높은 복잡도를 갖는다는 문제점을 갖고 있다. 따라서 본 논문에서는 다음과 같이 greedy 기법을 적용하여 각각의 사용자별로 순차적으로 최적화시키는 부최적화 기법을 제안한다.

**Greedy 기법을 적용한 수정된
블록 대각화 기법의 알고리즘**

[단계 1] 초기에 $\mathbf{A}_j = [1 \dots 1]$ for all $j = 1, 2, \dots, K$ 의 경우부터 시작하여 \mathbf{A}_j 를 변화시켜가며 블록 대각화 프리코딩 기법을 적용하여 전체 시스템 용량 C_{GABD} 를 구한다.

$$C_{GABD} = \sum_{j=1}^K \log_2 \left| \mathbf{I} + \left(\sigma_n^2 \mathbf{I} + \sum_{i \neq j} \mathbf{H}_i \mathbf{T}_i^c \mathbf{T}_i^{cH} \mathbf{H}_i^H \right)^{-1} \mathbf{H}_j \mathbf{T}_j^c \mathbf{T}_j^{cH} \mathbf{H}_j^H \right| \quad (11)$$

여기서 $C_{\max} = C_{GABD}$ 로 한다.

[단계 2] $j = 1, i = 1$ 에 대해서 $a_{j,i} = 0$ 을 대입하고 C_{GABD} 를 구한다.

[단계 3] [단계 2]에서 구한 C_{GABD} 에 대해서 $C_{GABD} \geq C_{\max}$ 인 경우 $C_{\max} = C_{GABD}$ 가 되고 최종적으로 $C_{\max} = C_{GABD}$ 인 경우에 대해서 이때의 j, i 에 대해서 $a_{j,i} = 0$ 로 고정한다.

[단계 4] [단계 2]와 [단계 3]을 j 를 고정한 상태에서 $i = 1, \dots, j-1, j+1, \dots, K$ 에 대해서 순차적으로 반복한다.

[단계 5] [단계 4]를 $j = 1$ 부터 K 까지 순차적으로 증가시키면서 반복한다. 이 때 각각의 j 의 값에서 모든 j, i 에 대해서 $C_{GABD} < C_{\max}$ 이면 반복과정을 종료하고 현재의 \mathbf{A}_j for all $j = 1, 2, \dots, K$ 를 이용하여 $\tilde{\mathbf{H}}_j^c = \tilde{\mathbf{H}}_j \mathbf{A}_j$ 를 구하고 $\tilde{\mathbf{H}}_j^c$ 를 이용하여 블록 대각화 프리코딩을 적용한다. 이때의 전체 시스템 용량은 C_{\max} 가 된다.

이와 같이 순차적으로 최적화를 진행하므로 전체 검색해야할 경우의 수는 최대 $K((K-1)!)$ 으로 exhaustive 탐색에 비해서 매우 낮은 계산량을 보임을 알 수 있다. 뿐만 아니라 greedy 기법을 적용한 경우에는 위의 알고리즘에서 볼 수 있듯이, 모든 경우의 수를 탐색하지 않고 알고리즘 중간에 종료조건을 만족하면 종료된다. 따라서 실제 실험에서의 계산량은 더 낮을 것이라는 것을 알 수 있다. 실제로 실험을 통해 확인해본 결과 exhaustive 탐색의 경우 모든 경우의 수를 탐색하므로 매번 $K2^{K-1}$ 의 계산량을 보이지만 greedy 탐색을 한 경우에는 종료조건이 있으므로 매번 계산량이 달라지며 평균적으로 $\frac{K}{2}((K-1)!)$ 에 가까운 계산량을 보였다. 즉, 최대 경우의 수까지 탐색 하는 경우가 거의 발생하지 않으므로 복잡도 측면에서 exhaustive 탐색에 비해서 현저히 낮은 계산량을 보인다는 것을 알 수 있다.

IV. 실험 결과

본 논문에서 제안한 greedy 기법을 적용한 블록 대각화 프리코딩 기법의 성능을 보이기 위하여 표 1과 같이 송신 안테나 사이의 상관도를 변화시키는 실험환경에서 컴퓨터 모의실험을 수행하였다.

실험결과에는 크게 송신 안테나 사이에 상관도가 높은가 낮은가의 두 가지 경우로 나누어 보이고 있다. 먼저 그림 1의 경우는 안테나의 각도가 180° , 안테나간의 거리가 10λ 로 송신 안테나 사이의 상관도가 낮은 경우로, 그림에서 볼 수 있듯이 기존의 블록 대각화 프리코딩 기법의 시스템 용량 성능도 낮지 않지만 본 논문에서 제안하고 있는 exhaustive 탐색을 적용한 블록 대각화 프리코딩 기법과 greedy 기법을 적용한 블록 대각화 프리코딩 기법이 기존의 블록 대각화 프리코딩 기법보다 훨씬 높은 시스템 용량 성능을 보이고 있음을 알 수 있다. 이와 같은 결과는 기존의 블록 대각화 프리코딩 기법이 얻을 수 있는 시스템 용량을 충분히 얻지 못하고 있다는 것을 말해주며, (2)의 제약 조건이 상관도가 0인 경우 외에는 시스템 용량을 저하시키는 요인이 됨을 알 수 있다. 제안하고 있는 두 기법의 경우 (2)와 같은 제약조건이 없으므로 적절한 간섭을 허용하면서 기존의 블록 대각화 기법보다 높은 시스템 용량을 보이는 것이다.

그림 2의 경우는 안테나의 각도가 5° , 안테나간의 거리가 4λ 로 송신 안테나 사이의 상관도가 높은

표 1. 시뮬레이션 파라미터

파라미터	값
n_t (송신안테나 개수)	4
n (수신안테나 개수)	1
K (사용자의 수)	4
d (안테나 각도)	180, 5
λ (안테나간 거리)	10, 4

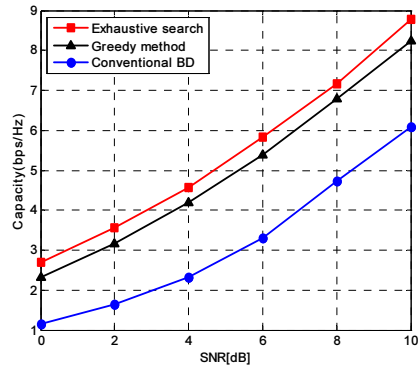


그림 1. $n_t = 4, n = 1, 1, 1, 1, A = 180, d = 10$ 인 상관도가 낮은 경우의 전체 시스템 용량 성능

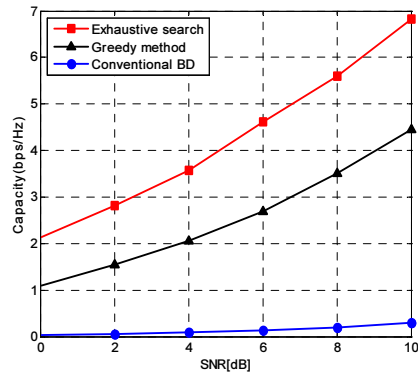


그림 2. $n_t = 4, n = 1, 1, 1, 1, A = 5, d = 4$ 인 상관도가 높은 경우의 전체 시스템 용량 성능

경우인데, 모든 기법들의 성능에서 전체 시스템 용량이 많이 저하되는 것을 볼 수 있다. 이는 송신안테나간의 상관도가 높아짐에 따라서 실질 수신 신호 대 잡음비가 안테나 사이의 상관도가 낮은 경우에 비해 낮아지기 때문이다. 그러나 본 논문에서 제안한 exhaustive 탐색 기법을 적용한 경우와 greedy 기법을 적용한 경우의 성능은 기존의 블록 대각화에 비해서 성능 저하의 폭이 훨씬 적다는 것을 알 수 있다.

이와 같은 현상이 발생하는 이유는 블록 대각화의 경우 모든 사용자들이 각각의 사용자들에게 간섭을 일으키지 않도록 (2)의 제약 조건에 따라 다른 사용자들의 채널의 영 공간에 들어가는 프리코더를 만들게 되므로 동일 채널 간섭은 없지만 각 사용자들의 채널의 상관도가 높으므로 각각의 사용자들의 프리코더가 자기 자신의 채널과 곱해지는 결과 값이 0에 가까워서 스스로의 채널 용량을 저하시키기 때문이다. 그러므로 그림 2에서는 exhaustive 탐색 방법이 시스템 용량 저하가 가장 적고 다음으로는 greedy 기법을 적용한 경우, 그리고 기존의 블록 대각화 기법이 가장 많은 성능저하를 보이게 된다. 이러한 결과를 통해 사용자들의 채널 간의 상관도가 낮은 경우에는 큰 문제가 없으나 사용자들의 채널 간의 상관도가 높아지면 설계된 프리코더가 자기 자신의 시스템 용량을 크게 저하시키게 된다는 사실을 알 수 있다. 이와 같은 내용은 그림 3의 경우처럼 송신 안테나의 수를 증가시켜도 확인할 수 있다. 송신 안테나의 수를 증가시키면 기존의 블록 대각화 기법과 제안하고 있는 greedy 기법 모두 시스템 용량이 증가하지만, 기존 블록 대각화 기법의 경우 간섭을 일으키지 않도록 하는 프리코더의 설계로 인해 그 증가폭이 미미한 것을 알 수 있다. 그러나 제안하고 있는 greedy 기법의 경우는 이러한 문제점이 없으므로 큰폭의 시스템 용량 증가를 확인할 수 있다.

따라서 본 논문에서 제안하고 있는 greedy 기법과 같이 사용자들 간의 간섭을 전혀 허용하지 않는 (2)의 제약 조건을 제거해야 하며, 시스템 용량을 개선하는 방향으로 프리코더를 조절하여 적절하게 사용자들 간의 간섭을 허용하면서 시스템 용량을 개선하는 일이 필요하다는 결론을 얻는다.

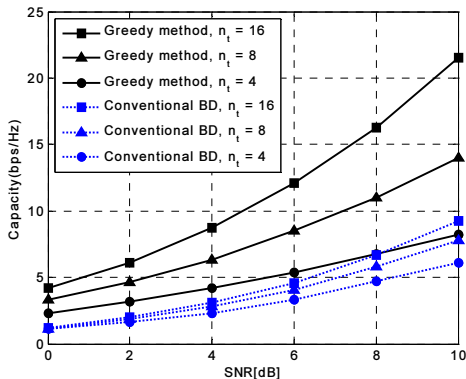


그림 3. $n_t = 4, 8, 16, A = 180, d = 10$ 인 상관도가 낮은 경우의 전체 시스템 용량 성능

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 블록 대각화 기법이 DPC에 비해서 전체 시스템 용량이 크게 저하되는 점을 보완하기 위해서 동일 채널 간섭을 0으로 한다는 기존의 제약 조건을 해제하고 채널 행렬을 구성할 때 greedy 기법을 적용하는 수정된 블록 대각화 프리코딩 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 블록 대각화 기법의 기본적인 틀은 유지하여 사용자들 간의 간섭은 가능한 한 낮게 유지하였으며 채널 행렬을 구성할 때 greedy 기법을 적용하여 각각의 사용자별로 순차적으로 부최적화 기법을 적용함으로써 더 높은 시스템 용량을 얻을 수 있는 프리코더를 구성한다. 실험 결과에서 확인할 수 있듯이 본 논문에서 제안한 greedy 기법을 적용한 수정된 블록 대각화 프리코딩 기법은 각 사용자간에 간섭은 존재하지만 전체 시스템 용량은 블록 대각화에 비해서 개선되며 특히 송신 안테나 사이에 상관도가 높은 상황에서도 이러한 장점이 유지됨을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] KyunByoung Ko, Taeyoung Kim, Sooyong Choi, Changeon Kang, and Daesik Hong, "A novel RBF-based detector for MIMO systems over rich-scattering fading channels," in Proc. IEEE GLOBECOM, vol. 1, pp. 434-438, Taipei, Taiwan, Nov. 17-21, 2002
- [2] 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.
- [3] H. Weingarten, Y. Steinberg, and S. Shamai (Shitz), "The capacity region of the Gaussian MIMO broadcast channel," IEEE ISIT 2004. Proceedings. International Symposium on 27 June-2 July 2004 Page(s):174
- [4] N. Jindal and A. Goldsmith, "Dirty-paper coding versus TDMA for MIMO broadcast channels," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 51, no. 5, pp. 1784-1794, May 2005.
- [5] K.-K. Wong, R. D. Murch, R. S.-K. Cheng, and K. B. Letaief, "Optimizing the Spectral Efficiency of Multiuser MIMO Smart

Antenna Systems,” in Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference, vol. 1, pp. 426-430, IEEE, 2000.

[6] J. Wang and K. Yao, “Multiuser Spatio-Temporal Coding for Wireless Communications,” in Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference, vol. 1, pp. 276-279, IEEE, March 2002.

[7] L. U. Choi and R. D. Murch, “A transmit pre-processing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 1, pp. 20-24, Jan. 2004.

[8] K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, “A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 4, pp. 773-786, Jul. 2003.

[9] Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, Jr., and B. L. Evans, “Low complexity user selection algorithms for multiuser MIMO systems with block diagonalization,” in Proc. IEEE Asilomar Conf. Signals, Systems, Computers, Pacific Grove, CA, Oct. 30-Nov. 2, 2005, pp. 628-632.

[10] Z. Shen, R. Chen, J. G. Andrews, R. W. Heath, Jr., and B. L. Evans, “Sum capacity of multiuser MIMO broadcast channels with block diagonalization,” Information Theory, 2006 IEEE International Symposium on July 2006 Page(s):886 - 890 Digital Object Identifier 10.1109/ISIT.2006.261786

김 성 태 (Sungtae Kim)

정회원



2002년 2월 연세대학교 기계전자공학부 (학사)
 2004년 2월 연세대학원 전기전자공학과 (석사)
 2004년 3월~현재 연세대학원 전기전자 공학과 박사 과정
 <관심분야> 통신신호처리, 추정

이론, OFDMA

서 우 현 (Woohyun Seo)

정회원



2004년 2월 연세대학교 기계전자공학부 졸업
 2004년 3월~현재 연세대학교 전자공학과 석박사통합과정
 <관심분야> 통신신호처리, OFDMA, MIMO

곽 경 철 (Kyungchul Kwak)

정회원



2003년 2월 연세대학교 기계전자공학부 (학사)
 2005년 2월 연세대학원 전기전자공학과 (석사)
 2005년 3월~현재 연세대학원 전기전자 공학과 박사 과정
 <관심분야> 통신공학, 신호처리

홍 대 식 (Daesik Hong)

중신회원



한국통신학회 논문지 제 21권, 제 8호(1996) 참조