

K -사용자 X 네트워크에서 다중안테나를 이용한 완전 간섭정렬기법

박성호¹, 박기홍², 김명진², 고영채^{2,a}

¹ 고려대학교 통신시스템기술협동과정 통신시스템연구소

² 고려대학교 전기전자공학과

Perfect Interference Alignment for K -user MIMO X Network

Seong-Ho Park¹, Ki-Hong Park², Myeong-Jin Kim², and Young-Chai Ko^{2,a}

¹ Telecommunication System Technology, Korea University, Seoul 136-713, Korea

² Department of Electrical Engineering, Korea University, Seoul 136-713, Korea

(Received December 16, 2010; Revised January 10, 2011; Accepted January 14, 2011)

Abstract: In wireless X networks where all transmitters send the independent messages to all receivers, the theoretical bound on the degrees of freedom (DOF) and interference alignment (IA) scheme for its achievability are given by Cadambe and Jafar [1]. However, IA scheme for wireless X network may be infeasible in practice unless the transmitters have the perfect channel information. In addition, if the transmitter with single antenna uses time-varying channel coefficients as a beamforming vector, the infinite channel extension is required to achieve the theoretical bound on the DOF of wireless X networks with perfect IA scheme. In this paper, we consider K -user MIMO X network where K transmitters and K receivers have M antennas each. While the beamforming vectors have been constructed with multiple channel uses over multiple time slot in the earlier work, we consider the beamforming vectors constructed only by a spatial signature over unit time. Accordingly the channel information at the transmitters can be available instantaneously. Then we propose the perfect IA scheme with no channel extension. Based on our sum-rate analysis and the simulation results, we confirm that our proposed scheme can achieve $MK/2$ DOF which is quite close to the theoretical bound on the DOF region of wireless X networks.

Keywords: X network, interference alignment (IA), degrees of freedom (DOF), Multi-Input Multi-Output (MIMO), beamforming

1. 서론

지난 수십년간 무선 통신의 capacity 특성을 파악하기 위한 많은 연구가 진행되어 왔다 [2]- [4]. 그러나 여전히 간섭 채널이나 X 채널에서와 같이 많은 무선 네트워크에서의 정확한 capacity 특성은 알려져 있지 않다 [5]- [7]. 그에 대한 대안으로, 다중 이득이라고도 알려져 있는 DOF (degrees of freedom)에 대

한 연구가 진행되어 왔다 [8], [9]. 이것은 정의에 의해 $d \log \text{SNR} + o(\log(\text{SNR}))$, 또는,

$$d = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{C(\rho)}{\log(\rho)} \quad (1)$$

로 표현될 수 있다. 여기서 d 는 DOF를 의미하며, $C(\rho)$ 는 신호 대 잡음 비 (signal-to-noise power ratio, SNR) 에 대한 시스템의 총 전송율로 정의된다.

간섭 채널과 X 네트워크는 각 수신단이 모든 송신

a. Corresponding Author; koyc@korea.ac.kr

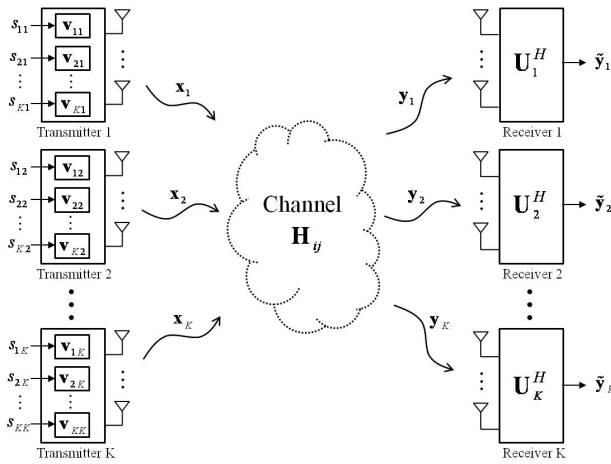


Fig. 1. K -user MIMO X network.

단으로부터 신호를 받기 때문에 성능저하의 가장 큰 원인이 되는 많은 간섭의 문제를 가지고 있다. 최근 DOF 관련 연구는 이러한 네트워크 상황에서 효과적으로 활용되었다 [1], [8], [10], [11].

또한, 이러한 DOF의 구현 가능성을 증명하고자, 간섭정렬기법이 도입되었다 [1], [10]- [12]. 이것은 수신단에서 받는 신호들이 이루는 전체 공간을 크게 2개의 공간으로 나누어 하나의 공간에는 원하는 신호들이 있게 하고, 간섭신호들은 남은 공간에 모두 정렬되도록 하는 기법이다.

[1]에서는 X 네트워크의 DOF를 유도하고, 이를 증명하는데 적합한 간섭정렬기법을 제시하고 있다. 그런데 제안된 간섭정렬기법이 단지 DOF 관점에서만 고려되었기 때문에 각 노드의 안테나를 한 개로 하여 빔포밍 벡터를 다수의 시변 채널을 사용하여 만들게 된다. 즉, 간섭정렬기법의 실제 구현가능성에 대해서는 고려되지 않았다. 또한, [1]에서 제안한 완전 간섭정렬기법은 송신단이나 수신단의 수가 2개인 경우에만 적용가능하고, 일반적인 $M \times N$ X 네트워크에는 적용될 수 없다. 3×3 X 네트워크의 경우만 하더라도 완전 간섭정렬기법을 이용해 DOF를 얻기 위해서는 매우 많은 채널 확장을 필요로 한다. 실제적인 관점에서 채널 확장 없이 송신단에 실시간 채널 정보가 주어지는 것이 필요하다.

본 논문에서는 K -사용자 X 채널 상황에서 송신단과 수신단에 안테나를 추가적으로 사용함으로써, 채널 확장이 없는 완전 간섭정렬기법을 제안하고 있다. 본 논문은 채널이 block fading이어서, 완전 간섭정렬

이 가능하도록 모든 송신단에서 채널 정보를 모두 인지하고 있는 것을 가정하고 있다. 각 수신단에서는 zero-forcing (ZF)을 사용함으로써, 간섭 신호들을 제거한다. 본 논문은 K -사용자 다중안테나 X 네트워크에서 제안한 방식이 [1]에 제시된 DOF 영역에 매우 근접한 $MK/2$ DOF의 결과를 보임을 총전송률 분석과 모의실험 결과와 함께 보이고 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 먼저 2절에서는 먼저 K -사용자 다중안테나 X 네트워크에 대한 시스템과 신호 모델에 대해 소개하고, 몇 가지 전제조건과 함께 완전 간섭정렬기법을 제시한 후, 이론적 DOF 영역의 비교와 함께 총 전송률에 대해 분석한다. 3절에서는 모의실험 결과를 보이며, 4절에서 결론을 내리며 이 논문을 마무리한다.

2. 실험 방법

완전 간섭정렬기법을 제안함에 앞서 먼저 K -사용자 다중안테나 X 네트워크에 대해 기술하고, 수신단에서 ZF 방식 기반의 일반적인 복호화 알고리즘을 제시한다. 그리고 나서 K -사용자 다중안테나 X 네트워크가 $MK/2$ DOF를 얻도록 완전 간섭정렬기법을 제시한다. 먼저, 간섭 신호들이 완벽하게 정렬되도록 몇 가지 전제조건들을 기술하고, $K=3$ 의 경우에 대하여 제안한 완전 간섭정렬기법이 실현 가능함을 보인다. 그리고 나서, 제안한 방식의 달성 가능한 총 전송률을 조사하고, 마지막으로 제안한 방식의 DOF와 [1]에 제시된 DOF 영역을 비교한다.

2.1 K -사용자 다중안테나 X 네트워크

본 논문은 K 개의 각 송신단이 K 개의 각 수신단에 각각 독립된 정보를 보내어 총 K^2 개의 정보가 존재하는 K -사용자 다중안테나 X 네트워크를 고려한다. 또한, 그림 1과 같이 모든 노드는 M 개의 안테나를 가지는 것을 고려하며, 여기서 M 은 짝수임을 가정한다. 네트워크 내에서 단위 시간당 발생하는 모든 채널은 독립적이고 동일한 분포를 가지는 Rayleigh flat fading을 가정하며, 채널 이득은 평균이 0이고 단일 분산을 가지는 복소 Gaussian 분포를 가진다. 송신단 j 로부터 수신단 i 로의 $M \times M$ 완전 계수 행렬은 \mathbf{H}_{ij} 로서 표기될 수 있다.

그림 1에서 나타난 것과 같이, 송신단 j 에서의 송

신신호벡터 \mathbf{x}_j 는 K 개의 서로 다른 빔포밍 벡터의 선형조합으로 나타내어질 수 있다. 즉,

$$\mathbf{x}_j = \sum_{i=1}^K \mathbf{v}_{ij} s_{ij} \quad (2)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, \mathbf{v}_{ij} 는 송신단 j 로부터 수신단 i 로 정보 s_{ij} 를 전송하는 빔포밍 벡터이다. 또한, 송신신호벡터 \mathbf{x}_j 는 평균전력 제한조건 $\text{Tr}(\mathbf{x}_j^H \mathbf{x}_j) \leq P_j$ 를 가진다. 여기서 P_j 는 송신단 j 에서의 총 전송전력이고, $\text{Tr}(\cdot)$ 는 trace를 의미하며, $(\cdot)^H$ 는 hermition transpose를 나타낸다.

그러면, 수신단 i 에서의 수신신호벡터 \mathbf{y}_i 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{x}_j \\ &= \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{ij} s_{ij} + \sum_{j=1}^K \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{kj} s_{kj} + \mathbf{n}_i. \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에서 첫째 항은 K 개의 송신단으로부터 온 원하는 신호들을 나타내고, 둘째 항은 다른 수신단에서 원하는 간섭 신호를 나타낸다. 즉, 각 수신단은 K 개의 원하는 신호들과 $K(K-1)$ 개의 간섭신호들을 가진다. \mathbf{n}_i 는 각 원소가 평균이 0이고 분산이 σ_n^2 인 독립적이고 동일한 복소 Gaussian 분포를 가지는 $M \times 1$ 잡음 벡터이다.

2.2 Zero-forcing 기반 복호화

수신신호에는 제거되어야 하는 간섭신호들이 포함되어 있기 때문에, 각 수신단에 원하는 신호만 남도록 복호 행렬이 필요하다. 본 논문에서는 고유벡터 (eigenvector) 로 구성된 일반적인 ZF 복호 행렬 \mathbf{U}_i 를 고려한다. \mathbf{U}_i 의 열 벡터는 수신단 i 에서 간섭신호 벡터에 의해 span하는 벡터 공간에 직교한다. 즉, \mathbf{U}_i 는 $j=1, \dots, K$ 이고 $k=1, \dots, i-1, i+1, \dots, K$ 에 대한 간섭신호벡터 $\mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{kj}$ 로부터 $j=1, \dots, K$ 에 대한 원하는 신호 $\mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{ij}$ 를 구분시키는 간섭제거행렬이다. 그러면 출력신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_i &= \mathbf{U}_i^H \mathbf{y}_i \\ &= \mathbf{U}_i^H \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{ij} s_{ij} + \mathbf{U}_i^H \sum_{j=1}^K \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{kj} s_{kj} + \mathbf{U}_i^H \mathbf{n}_i. \end{aligned} \quad (4)$$

결과적으로 식 (4)의 2번째 항은 ZF 복호기에 의해 제거될 수 있다.

2.3 제안하는 간섭정렬방식의 전제조건

$MK/2$ DOF를 얻기 위해서 각 수신단은 $M/2$ DOF를 얻는 것을 고려한다. 이것은 간섭신호들을 전체 신호 공간의 절반으로 제한시키고, 나머지 절반의 공간에 원하는 신호들이 차지되도록 하는 것을 의미한다. 제안한 시스템은 공간적 DOF만을 고려하고 있기 때문에 각 수신 신호는 M 차원을 형성하고, 원하는 신호 공간과 간섭 신호 공간은 각각 $M/2$ 차원을 가지게 된다. 또한, 각 수신단에서 원하는 신호들을 모든 송신단으로부터 받기 때문에 원하는 신호 공간의 차원은 송신단의 수와 같게 된다. ($M/2=K$)

완전 간섭정렬을 위한 3가지 전제조건은 다음과 같다.

전제조건 1: 동일한 송신단으로부터 온 2개의 간섭신호는 서로 다른 구별된 빔 방향성을 가지면서 같은 채널을 거치기 때문에 수신단에서 같은 방향으로 정렬될 수 없다. j 번째 송신단과 i 번째 수신단에 대하여는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{kj} \neq \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{lj}, \quad i \neq k \neq l. \quad (5)$$

전제조건 2: 수신신호에는 $K(K-1)$ 개의 간섭신호가 있기 때문에 이러한 간섭신호벡터들은 $M/2 (=K)$ 차원 공간에만 정렬되어야 한다. 그러므로 본 논문은 $K-1$ 개의 간섭신호들이 $M/2$ 차원 공간을 이루는 각기 다른 하나의 벡터에 정렬되도록 설정한다. 3-사용자 다중안테나 X 네트워크를 예로 들면, 각 수신단에서 이러한 조건은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\text{span}(\mathbf{H}_{im} \mathbf{v}_{km}) = \text{span}(\mathbf{H}_{im} \mathbf{v}_{ln}), \quad k, l \neq i. \quad (6)$$

전제조건 3: 위의 전제조건 2로부터 단지 i 만 다른 서로 다른 2개의 식 (6)이 존재해서는 안된다. 이것의 의미는 식 (6)에서와 같이 수신단 i 에서 빔포밍 벡터

\mathbf{v}_{km} 과 \mathbf{v}_{ln} 가 결정되어 질 수 있는데, 모든 채널이 독립임을 가정하였으므로, 그러한 2개의 벡터는 다른 수신단에서는 다른 채널을 거치게 되므로 그 외 다른 어떠한 수신단에서도 정렬될 수 없다는 것이다.

위의 3가지 전제조건을 만족시키는 빔포밍 벡터들이 존재하고, 그러한 빔포밍 벡터들을 가지고 완전 간섭정렬 시스템을 구성하는 것을 다음 절에서 보려고 한다.

2.4 완전 간섭정렬기법의 예: 3-사용자 다중안테나 X 네트워크

[1,11,13]에 제시되었던 완전 간섭정렬기법을 2.3절에서 기술한 3가지 전제조건을 가진 3-사용자 다중안테나 X 네트워크에 적용시킨다. 이것은 그림 2와 같이 완전 간섭정렬을 실현시키는 빔포밍 벡터들을 찾는 것이다.

그림 2에서 원, 삼각형, 사각형의 서로 구별된 표식을 가진 실선은 각각 수신단 1, 2, 3에서 원하는 신호 벡터임을 의미한다. 각 수신단에는 3개의 원하는 신호 벡터들과 3개의 신호벡터에 정렬되어야 하는 6개의 간섭신호벡터들이 존재하게 된다. 예를 들어, 수신단 1에는 3개의 원하는 신호 $\tilde{\mathbf{v}}_{1j}$ ($=\mathbf{H}_{1j}\mathbf{v}_{1j}$)뿐만 아니라, 6개의 간섭신호들이 3개의 점선에 쌍으로 정렬되도록 해야 한다. 즉, 간섭신호 \mathbf{v}_{21} 과 \mathbf{v}_{22} 는 한 방향으로 정렬되어야 하고, 마찬가지로 나머지 4개의 간섭신호들도 나머지 2개의 방향으로 2쌍으로 하여 정렬되어야 한다. 2.3절에서 기술한 3가지 전제조건을 고려한 완전 간섭정렬기법은 표 1에 정리되어 있다.

표 1에 기술되어 있는 간섭정렬 방식은 빔포밍 벡터를 설계하기 위해 다음과 같은 동일한 표현의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} span(\mathbf{v}_{11}) &= span(\mathbf{E}\mathbf{v}_{11}) \\ \mathbf{v}_{12} &= (\mathbf{H}_{22})^{-1}\mathbf{H}_{21}\mathbf{v}_{11} & \mathbf{v}_{13} &= (\mathbf{H}_{33})^{-1}\mathbf{H}_{32}\mathbf{v}_{22} \\ \mathbf{v}_{21} &= (\mathbf{H}_{31})^{-1}\mathbf{H}_{32}\mathbf{v}_{12} & \mathbf{v}_{22} &= (\mathbf{H}_{12})^{-1}\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{21} \\ \mathbf{v}_{23} &= (\mathbf{H}_{13})^{-1}\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{32} & \mathbf{v}_{31} &= (\mathbf{H}_{21})^{-1}\mathbf{H}_{23}\mathbf{v}_{13} \\ \mathbf{v}_{32} &= (\mathbf{H}_{22})^{-1}\mathbf{H}_{23}\mathbf{v}_{33} & \mathbf{v}_{33} &= (\mathbf{H}_{13})^{-1}\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{31} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 \mathbf{E} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{E} = (\mathbf{H}_{31})^{-1}\mathbf{H}_{33}(\mathbf{H}_{13})^{-1}\mathbf{H}_{12}(\mathbf{H}_{22})^{-1}\mathbf{H}_{23}(\mathbf{H}_{13})^{-1}$$

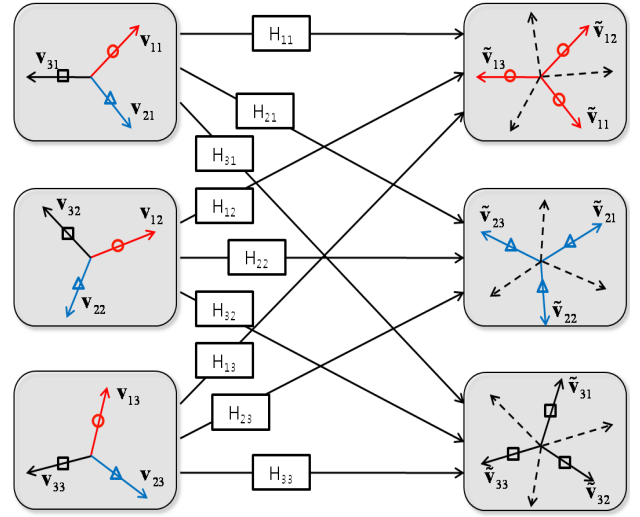


Fig. 2. Example of the proposed K -user MIMO X network system with perfect IA ($K=3$).

$$\begin{aligned} &\times \mathbf{H}_{11}(\mathbf{H}_{21})^{-1}\mathbf{H}_{23}(\mathbf{H}_{33})^{-1}\mathbf{H}_{32}(\mathbf{H}_{12})^{-1}\mathbf{H}_{11} \\ &\times (\mathbf{H}_{31})^{-1}\mathbf{H}_{32}(\mathbf{H}_{22})^{-1}\mathbf{H}_{21} \end{aligned}$$

그리고 나서, 우리는 행렬 \mathbf{E} 의 M 개의 고유벡터 중에 임의의 하나를 \mathbf{v}_{11} 으로 설정할 수 있다. 이 \mathbf{v}_{11} 으로 그 외의 다른 빔포밍 벡터 \mathbf{v}_{ij} 도 식 (7)으로부터 얻을 수 있다. 즉, 빔포밍 벡터 중에 하나가 한 번 결정되면, 나머지 빔포밍 벡터들도 식 (7)로부터 \mathbf{v}_{12} , \mathbf{v}_{21} , \mathbf{v}_{22} , \mathbf{v}_{13} , \mathbf{v}_{31} , \mathbf{v}_{33} , \mathbf{v}_{32} , \mathbf{v}_{23} 의 순서로 결정될 수 있다.

2.5 제안한 3-사용자 다중안테나 X 네트워크에서의 달성 가능한 총 전송률

모든 송신단에서 동일한 전송 전력을 가정함으로써, 빔포밍 벡터들은 정규화 (normalized) 되어야 한다. 즉, $\|\mathbf{v}_{ij}\| = 1$ 로 표현되며, 여기서 $\|\mathbf{x}\|$ 는 벡터 \mathbf{x} 의 크기 (norm)을 의미한다.

간섭 제거를 위한 ZF 복호 행렬 \mathbf{U}_i 는 특이값 분해 (singular value decomposition) 방식을 이용해 구할 수 있다 [14]. 예를 들어, 표 1에서 특이값 분해 방식은 수신단 1의 정렬된 간섭신호 공간에 다음과 같이 취해질 수 있다.

Table 1. Perfect interference alignment for 3-user MIMO X network.

	IA conditions	Prerequisite 1 (eq.(5))
Receiver 1	$span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{21}) = span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{22})$ $span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{31}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{33})$ $span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{32}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{23})$	$span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{21}) = span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{22})$ $span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{31}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{33})$ $span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{32}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{23})$
Receiver 2	$span(\mathbf{H}_{21}\mathbf{v}_{11}) = span(\mathbf{H}_{22}\mathbf{v}_{12})$ $span(\mathbf{H}_{21}\mathbf{v}_{31}) = span(\mathbf{H}_{23}\mathbf{v}_{13})$ $span(\mathbf{H}_{22}\mathbf{v}_{32}) = span(\mathbf{H}_{23}\mathbf{v}_{33})$	$span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{21}) = span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{22})$ $span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{31}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{33})$ $span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{32}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{23})$
Receiver 3	$span(\mathbf{H}_{31}\mathbf{v}_{11}) = span(\mathbf{H}_{33}\mathbf{v}_{23})$ $span(\mathbf{H}_{31}\mathbf{v}_{21}) = span(\mathbf{H}_{32}\mathbf{v}_{12})$ $span(\mathbf{H}_{32}\mathbf{v}_{22}) = span(\mathbf{H}_{33}\mathbf{v}_{13})$	$span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{21}) = span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{22})$ $span(\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{31}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{33})$ $span(\mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{32}) = span(\mathbf{H}_{13}\mathbf{v}_{23})$

$$\mathbf{H}_{int}^{(1)} = [\mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{21} \quad \mathbf{H}_{11}\mathbf{v}_{31} \quad \mathbf{H}_{12}\mathbf{v}_{32}]$$

$$= [\mathbf{U}_1^{(1)} \quad \overline{\mathbf{U}}_1^{(0)}] \begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} [\mathbf{V}_1^{(1)} \quad \overline{\mathbf{V}}_1^{(0)}]^H \quad (8)$$

여기서 $\mathbf{H}_{int}^{(1)}$ 는 수신단 i 에서 정렬된 간섭 열 벡터들의 집합을 나타낸다. 또한, 6×3 행렬 $\overline{\mathbf{U}}_1^{(0)}$ 의 열 벡터들은 정렬된 간섭신호 벡터에 직교하므로 복호 행렬 \mathbf{U}_1 을 $\overline{\mathbf{U}}_1^{(0)}$ 로 설계할 수 있다.

식 (4)에서와 같이 복호된 신호 벡터가 ZF 복호기로 간섭신호들을 제거했음지라도, 복호된 신호 내에는 3개의 원하는 신호들이 서로 간섭이 되어 존재하게 된다. 그러므로, 제안된 방식의 총 전송율을 구하기 위해서는 식 (4)의 유효 채널 (effective channel) $\mathbf{U}_i^H \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_{ij}$ 의 총 전송율을 계산하여야 한다. 이것은 고유치 분해 (eigenvalue decomposition)으로 쉽게 구할 수 있다. 즉,

$$\Delta_i = \mathbf{V}_i \mathbf{D}_i \mathbf{V}_i^{-1} \quad (9)$$

이로 표현되며, Δ_i 는 복호된 행렬 $\mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{int}^{(1)}$ 를 나타낸다. 그러면, 출력 신호 벡터는 다음과 같이 동일하게 표현될 수 있다.

$$\hat{y}_{ip} = \lambda_{ip} s_{ip} + n_{ip} \quad (10)$$

그러므로 제안한 3-사용자 다중안테나 X 네트워크의 총 전송율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$C(\rho) = \sum_{i=1}^3 \sum_{p=1}^3 \log_2(1 + |\lambda_{ip}|^2 \rho) \quad (11)$$

여기서 ρ 는 SNR이고, λ_{ip} 는 수신단 i 에서의 \mathbf{D}_i 의 p 번째 대각 원소가 된다.

2.6 Degrees of Freedom 비교

각 수신단이 $M/2$ DOF를 얻기 때문에 제안한 3-사용자 다중안테나 X 네트워크의 총 DOF는 $MK/2$ 를 얻을 수 있게 된다. 이제 제안한 방식의 DOF를 일반적인 다중안테나 X 네트워크의 이론적인 DOF 영역과 비교해 본다. 다중안테나 X 네트워크의 경우에 있어서는 아직 정확한 총 DOF가 알려져 있지 않지만, DOF의 최저 경계값과 최대 경계값에 대한 결과는 알려져 있다 [1]. 본 논문에서는 송신단의 수와 수신단의 수가 같은 K -사용자 다중안테나 X 네트워크를 고려하고 있기 때문에, DOF 영역의 이론적 경계값은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{MK^2}{2K-1/M} \leq D_\Sigma \leq \frac{MK^2}{2K-1} \quad (12)$$

여기서 D_Σ 는 K -사용자 다중안테나 X 네트워크의 총 DOF 값이다.

본 논문에서 제안한 방식의 DOF는 식 (12)의 DOF에 매우 근접하다. 특히, K 가 커지면, DOF의 이론적 경계값은 제안한 방식의 DOF와 같은 $MK/2$ 에 근접하게 된다. 또한 제안한 K -사용자 다중안테나 X 네트워크의 DOF는 K -사용자 다중안테나 간섭 채널의

DOF와 같은 값을 얻게 된다 [11].

3. 결과 및 고찰

이 절에서는 제안한 완전 간섭정렬기법을 이용한 K -사용자 다중안테나 X 네트워크 시스템에서의 총 전송율 성능을 확인하기 위해 Monte-carlo 실험을 통한 모의실험결과를 보인다. 식 (11)에 제시된 평균 총 전송율을 계산하기 위해 5000개의 Rayleigh 채널 \mathbf{H}_{ij} 를 발생시킨다. 이 실험에서 송신단과 수신단의 수는 $K=3$ 으로 고정시킴을 가정하므로 각 노드의 안테나 수는 $M=6$ 이 된다. 또한, 각 송신단은 동일한 전송 전력 제한 ($P_j = P, j = 1, 2, 3$)과 단일 잡음 분산 ($\sigma_n^2 = 1$)을 가짐을 가정한다.

제안한 방식이 최대 다중화 이득을 얻는 것을 입증하기 위해 그림 3에서 제안한 방식의 평균 총 전송율과 DOF를 모의실험을 통해 나타내었다. DOF는 0dB SNR에서의 총 전송율 결과값에서 단지 SNR 값을 곱함으로써 직선으로써 표시될 수 있다. 즉,

$$C_{ref}^{(d)}(\rho) = d \log(\rho) + C(0_{dB}) \quad (13)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 주목할 점은 그림 3에 나타난 곡선의 기울기가 바로 DOF가 된다. 또한, 3-사용자 다중안테나 X 네트워크에 대한 DOF의 최저 경계값과 최대 경계값이 제안한 방식의 DOF에 대한 기준으로써 그림 3에 나타나 있다.

그림 3에 나타나 있듯이, 제안한 방식에 대한 총 전송율의 기울기는 SNR ρ 가 증가함에 따라 예상되는 DOF에 근접함을 알 수 있다. 이것은 제안한 방식이 $MK/2$ DOF를 얻을 수 있음을 의미한다. 또한, 제안한 방식은 3-사용자 다중안테나 X 네트워크의 이론적인 DOF 영역에도 거의 근접한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 식 (12)로부터 이론적 DOF 값은 9.2571과 10.8 사이에 존재함을 알 수 있고, 이것은 제안한 방식의 9 DOF와 매우 근접함을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 K -사용자 다중안테나 X 네트워크에서의 완전 간섭정렬기법에 대해 제안하였다. 빔포

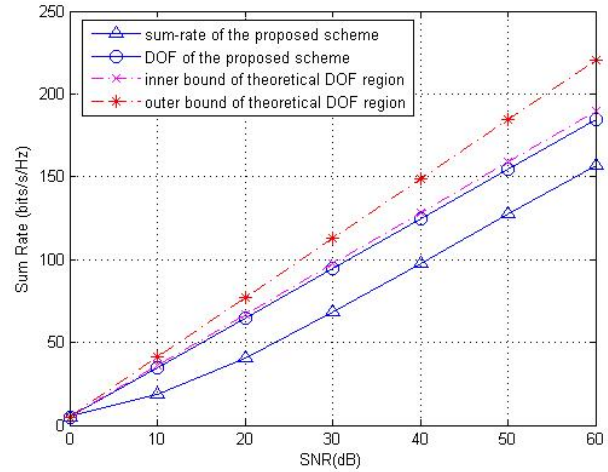


Fig. 3. Sum-rate and its DOF of the proposed IA scheme for 3-user MIMO X network, compared with the inner bound and outer bound of the theoretical DOF region [1].

밍 벡터가 기존의 채널을 확장해서 형성되는 것과 달리 공간적 특징에 의해서만 형성되었기 때문에 송신단은 피드백을 통해 채널 정보를 가지게 된다. 그리하여 제안한 간섭정렬방식은 채널의 확장 없이 구현이 가능해진다. 본 논문은 몇 가지 전제조건과 함께 $K=3$ 의 예를 가지고, 완전 간섭정렬기법을 적용시킬 수 있음을 보였다. 또한, 모의실험결과를 통해 제안한 방식이 이론적 DOF 영역에 매우 근접한 $MK/2$ DOF를 얻을 수 있음도 확인하였다.

본 논문은 단지 공간적 DOF만을 고려하였기 때문에, 적은 수의 안테나를 가진 좀 더 실제적인 방식에 대한 추가적인 연구가 필요할 것이다.

감사의 글

본 연구는 서울시 산학연 협력사업 (WR080951)의 연구 결과로 수행되었습니다.

REFERENCES

- [1] V. Cadambe and S. Jafar, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 55, 3893 (2009).
- [2] P. Viswanath and D. Tse, *IEEE Trans. Inf. Theory*,

- 49, 1912 (2003).
- [3] G. Caire and S. Shamai, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **49**, 1691 (2003).
- [4] A. Goldsmith, S. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, **21**, 684 (2003).
- [5] I. Sason, *IEEE Int. Symp. Inf. Theory (ISIT)*, **50**, 1345 (2004).
- [6] S. Vishwanath and S. Jafar, *IEEE Inf. Theory Workshop*, 365 (2004).
- [7] A. Motahari and A. Khandani, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **55**, 620 (2009).
- [8] S. Jafar and M. Fakhereddin, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **53**, 2637 (2007).
- [9] L. Zheng and D. Tse, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **49**, 1073 (2003).
- [10] S. Jafar and S. Shamai, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **54**, 151 (2008).
- [11] V. Cadambe and S. Jafar, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **54**, 3425 (2008).
- [12] M. Maddah-Ali, A. Motahari, and A. Khandani, *IEEE Trans. Inf. Theory*, **54**, 3457 (2008).
- [13] H. Sung, S.-H. Park, K.-J. Lee, and I. Lee, *IEEE GLOBECOM*, 1 (2009).
- [14] L.-U. Choi and R. Murch, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **3**, 20 (2004).