

MISO 브로드캐스트 채널에서의 블라인드 간섭 정렬 기법 기반 이중 전송 기법 설계

양민호*, 장진영*, 김동구°

Dual-mode Transmission Strategy for Blind Interference Alignment Scheme in MISO Broadcast Channels

Minho Yang*, Jinyoung Jang*, Dong Ku Kim°

요약

블라인드 간섭 정렬 (Blind Interference Alignment: BIA) 기법은 기지국과 사용자 간의 채널 상태 정보 (Channel State Information: CSI)가 부재한 상황에서도 최대의 다중화 (Degrees of Freedom: DoF) 이득을 얻을 수 있는 전송 방식이다. 하지만 BIA 기법은 다중화 이득의 극대화를 통해 높은 신호 대 잡음비 영역에서는 좋은 합 전송률 성능을 나타내는 반면, 신호 대 잡음비가 낮은 영역에서는 성능이 크게 열화되는 단점이 있다. 본 논문에서는 BIA 기법이 갖는 단점을 극복하기 위하여, BIA 기법과 수신 모드 선택 기법 기반의 단일 사용자 SISO 전송 기법을 신호 대 잡음비에 따라 적응적으로 사용하는 이중 전송 기법을 제안한다. 먼저, 각 전송 기법의 평균 합 전송률의 닫힌 형태를 유도하며, 이를 기반으로 신호 대 잡음비에 따라 각 사용자의 전송 기법을 선택하는 저 복잡도 알고리즘을 제안한다.

Key Words : Blind interference alignment (BIA), multiple-input multiple-output (MIMO), broadcast channel (BC), antenna selection, random matrix theory

ABSTRACT

Blind interference alignment (BIA) scheme has demonstrated a way of interference alignment (IA) without channel state information at transmitter (CSIT). While it shows superior performance in high signal-to-noise ratio (SNR) regime stemming from the maximal degrees of freedom (DoF) gain, BIA scheme achieves inferior sum-rate performance in low SNR regime. This paper proposes a dual-mode transmission strategy which switches between single user (SU) SISO with receive mode selection and the BIA scheme depending upon the range of SNR. First, we derive a closed-form achievable rate for each transmission-mode. Secondly, we propose a low-complex transmission-mode selection algorithm.

1. 서론

최근 다양한 종류의 스마트 기기의 사용이 크게 늘어남에 따라 무선 데이터 사용량이 급증하고 있

으며, 향후 2020년에는 데이터 트래픽이 현재의 1000배 수준까지 증가할 것으로 전망되고 있다¹⁾. 이러한 가운데, 트래픽 폭증을 수용하기 위한 방안으로 작은 반경의 셀을 촘촘히 설치하여 네트워크

※ 본 연구는 미래부가 지원한 2013년 정보통신·방송(ICT) 연구개발사업의 연구결과로 수행되었음

• First Author : 연세대학교 전기전자공학과 이동통신연구실, navigations@yonsei.ac.kr, 정희원

° Corresponding Author : 연세대학교 전기전자공학과 이동통신연구실, dkkim@yonsei.ac.kr, 종신회원

* 연세대학교 전기전자공학과 이동통신연구실, dreaming_hero@yonsei.ac.kr, 정희원

논문번호 : KICS2013-10-435, 접수일자 : 2013년 10월 8일, 심사일자 : 2013년 12월 5일, 최종논문접수일자 : 2013년 12월 11일

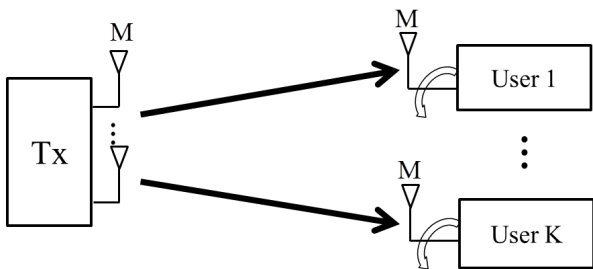


그림 1. 시스템 모델
Fig. 1. System Model

용량을 증가시키는 소형셀 기술이 각광받고 있다^[2,3].

소형셀 네트워크는 기존의 중대형 셀에 비해 셀의 모양과 크기가 다양해진다. 이런 환경에서 네트워크 용량을 증대시키기 위해서는 사용자 간의 간섭을 효과적으로 제어하는 기술이 필요하며, 대표적인 기술로는 기지국과 단말의 다중 안테나를 이용한 다중 사용자 MIMO (Multi-user MIMO: MU-MIMO) 기술이 있다. 다중 안테나를 이용한 MIMO 기술은 각 사용자에게 가는 신호를 공간적으로 구분하는 기술로서 이를 구현하기 위해서는 기지국이 각 사용자의 순시적 채널 상태 정보 (Channel State Information: CSI)를 정확하게 알아야한다는 가정이 필요하다. 하지만 채널 궤환 용량이 제한된 시스템에서 점근적으로 최적의 전송률을 얻기 위해서 사용자는 신호 대 잡음비에 비례하는 궤환 비트수를 필요로 하기 때문에 구현을 위한 부담이 늘어나게 되어 기존의 채널 정보 궤환 기반의 MIMO 간섭 제어 기술은 소형셀에 바로 적용되기 어렵다^[4].

최근 채널 상태 정보의 궤환 없이 동일 셀 사용자 간 간섭을 정렬하여 최대의 다중화 이득 (Degrees of Freedom: DoF)을 얻는 블라인드 간섭 정렬 (Blind Interference Alignment: BIA)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다^[5,6]. [5]에서는 두 명의 사용자로 구성된 MISO 브로드캐스팅 채널에서 사용자들의 채널 상관 시간 (Channel coherence time)과 채널 상관 대역폭 (Channel coherence bandwidth)을 활용하여 최대의 다중화 이득을 얻는 전송 기법이 제안되었으나 제시된 채널 조건을 만족하지 않는 사용자에게는 적용할 수 없다는 문제점을 지닌다. [6]에서는 재구성 안테나 (Reconfigurable antenna)를 가진 사용자로 구성된 MISO 브로드캐스팅 채널에서 기지국의 송신 블록 코딩 기법과 사용자의 수신 모드 선택 기법을 이용하여 송신단의 채널 정보 없이 사용자 간 간섭을 완벽히 제어하는

BIA 전송 기법이 제안되었다. BIA 전송 기법은 채널 궤환 오류로 인한 성능저하가 없을 뿐만 아니라 사용자의 수가 무한한 경우 이론적으로 얻을 수 있는 다중 사용자 MISO 시스템에서의 최대 DoF를 달성할 수 있으며, 또한 BIA 기법은 다중 셀 상황에서 셀 간 간섭 제어 기법으로도 연계될 수 있어^[7,8], 기존의 채널 정보 궤환 기반의 다중 안테나 간섭 제어 기술에 비해 셀 간의 궤환 오버헤드를 낮추면서 간섭을 효과적으로 제어할 수 있는 소형셀 간섭 제어 기술로 주목받고 있다. 하지만 순시적 채널 상태 정보를 궤환할 필요가 없다는 장점에도 불구하고 BIA 기법은 신호 대 잡음비가 좋은 상황에서는 기존의 개방 루프 (Open-loop) MISO 전송 방식 보다 높은 다중화 이득을 통해 높은 합 전송률을 얻는 반면, 신호 대 잡음비가 낮은 영역에서는 간섭을 제거하는 과정에서 발생하는 잡음 증폭 (Noise Enhancement)으로 인해 기존의 개방 루프 전송 방식의 성능에 미치지 못한다는 단점이 있다^[7,8]. [7], [8]에서는 전력 할당 기법을 이용하여 낮은 신호 대 잡음비에서 발생하는 BIA 전송 기법의 성능 열화를 개선하였지만 낮은 신호 대 잡음비 영역에서는 단일 사용자 전송 방식에 비해 여전히 성능이 낮은 문제점이 있다.

본 논문에서는 채널 정보를 궤환하지 않는 MISO 브로드캐스팅 채널에서 BIA 기법에 기반을 둔 이중 전송 기법 (Dual-mode Transmission)을 제안한다. 제안하는 기법은 신호 대 잡음비가 좋은 사용자는 BIA 전송 기법으로 서비스하는 반면, 신호 대 잡음비가 낮은 사용자의 경우 수신 모드 선택 기법 기반 개방 루프 단일 사용자 SISO 전송 방식을 사용하여 서비스한다. 본 논문에서는 사용자의 수신 모드 선택 기법 기반 개방 루프 단일 사용자 SISO 전송 방식과 BIA 전송 기법의 평균 전송률을 단히 형태로 유도하고, 이를 바탕으로 수신 SNR에 따라 사용자의 전송 기법을 적응적으로 선택하는 저 복잡도 알고리즘을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 재구성 안테나(Reconfigurable Antenna)를 사용하는 K명의 사용자로 구성된 MISO 브로드캐스트 채널의 시스템 모델을 살펴보고, III장에서는 BIA 기반의 이중 전송 기법을 제안한다. IV장에서는 제안된 이중 전송 기법의 성능을 실험을 통해 평가하며, 최종적으로 V장에서 연구 결과를 정리한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 K 명의 사용자로 구성된 MISO 브로드캐스팅 채널을 고려한다. 기지국은 M 개의 안테나를 사용하며, 각 사용자는 M 개의 수신 모드를 가진 단일 재구성 안테나를 사용한다고 가정한다. 각 채널의 상관 시간 (Coherence Time)은 통신이 이루어지는 주기보다 크다고 가정하며, 따라서 사용자가 수신하는 채널은 수신 안테나의 재구성 패턴에 의해 결정된다. 시간 t 에서 k 번째 사용자의 재구성 모드를 $m^{[k]}(t)$ 라고 나타낼 때, k 번째 사용자의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y^{[k]} = \mathbf{h}^{[k]}(m^{[k]}(t))\mathbf{x}^{[k]}(t) + z^{[k]}(t) \quad (1)$$

위 식에서 $\mathbf{x}^{[k]}(t) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 는 k 번째 사용자의 송신 신호를 나타내며 송신 전력 제한 조건으로 $E[\|\mathbf{x}^{[k]}(t)\|^2] \leq \rho_k^2$ 을 만족한다고 가정한다. $z^{[k]}(t) \in \mathbb{C}$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 잡음 (AWGN)을 의미한다. 그리고 $\mathbf{h}^{[k]}(m^{[k]}(t)) \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 는 기지국과 k 번째 사용자의 $m^{[k]}(t)$ 번째 수신 모드 사이의 채널 벡터를 나타내며 레일리 페이딩 채널을 가정한다. 그리고 각 사용자는 기지국으로 채널 상태 정보를 케환하지 않는다고 가정하며 (No Channel State Information at Transmitter: No CSIT), 다만 기지국에서는 각 사용자의 평균 신호 대 잡음비를 알고 있다고 가정한다.

III. BIA 기반 이중 전송 기법

재구성 안테나를 가지는 사용자로 구성된 MISO 브로드캐스트 채널에서 기지국이 채널 상태 정보 없이 사용자간 간섭을 제어하는 방식은 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫 번째는 BIA를 이용해 다중 사용자를 동시에 서비스하는 방법으로 본 논문에서는 이를 TM1 (Transmission Mode 1)으로 명명한다. 두 번째는 TDMA (Time Division Multiple Access)와 같이 사용자에게 서로 다른 무선 자원을 할당함으로써 간섭을 제어하는 방식이다. 이 경우 각각의 채널은 단일 사용자만을 서비스하게 되며, 이는 수신 모드를 선택할 수 있는 개방 루프 MISO 시스템이 된다. 사용자가 채널의 절대값이 가장 큰 모드를 선택하여 수신한다고 가정할 때, 개방 루프

MISO 시스템에서 송신 방식은 하나의 송신 안테나를 임의로 선택하여 전송하는 개방 루프 SISO 기법과 전체 송신 안테나 자원을 활용한 시공간 부호화 (Space-time coding) 기반의 전송 기법으로 나누어 고려할 수 있다. 본 논문에서는 평균 전송률의 닫힌 형태 (Closed-form)가 간단히 유도되는 개방 루프 SISO만을 고려하며, 이 방식을 TM2 (Transmission Mode 2)라고 명명한다. TM1은 최대 다중화 이득을 통해 높은 신호 대 잡음비에서 전송률 상의 이득을 얻는데 반해 TM2는 선택 이득 (Selection gain)을 통해 낮은 신호 대 잡음비에서 전송률 상의 큰 이득을 얻기 때문에 신호 대 잡음비에 따라 적응적으로 전송 기법을 변화하는 이중 전송 방식은 전송률 상의 이득을 가져다 줄 수 있다.

이어지는 소단원에서는 각 전송 기법으로 얻을 수 있는 평균 전송률의 닫힌 형태를 유도하여, 기지국에서 신호 대 잡음비에 따라 각 사용자의 전송 기법을 선택하는 알고리즘을 제안한다. 각 사용자의 전송 기법이 선택되면, 기지국은 TM1으로 결정된 사용자들을 BIA 기법으로 서비스한 후, TM2으로 결정된 사용자들을 TDMA 방식으로 서비스한다.

3.1. 전송률 분석

K_1 명의 사용자를 지원하는 BIA 기법에서, k 번째 사용자의 평균 전송률은 다음과 같다⁶⁾.

$$R_{TM}(K_1, k) = \frac{1}{M + K_1 - 1} \times E[\log \mathbf{I}_M + \alpha \rho_k \mathbf{H}^{[k]} (\mathbf{H}^{[k]})^\# \mathbf{R}_{K_1}^{-1}] \quad (2)$$

위 식에서 ρ_k 는 k 번째 사용자의 신호 대 잡음비를 의미하며,

$$\mathbf{H}^{[k]} = [\mathbf{h}^{[k]}(1)^T \mathbf{h}^{[k]}(2)^T \dots \mathbf{h}^{[k]}(M)^T]^T$$

$$\alpha = \frac{M + K_1 - 1}{M^2 K_1}, \beta = K_1,$$

$$\mathbf{R}_{K_1} = \begin{bmatrix} \beta \mathbf{I}_{M-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

α, β 값은 송신 전력 할당 기법에 따라 변할 수 있다^{7,8)}.

수식 (2)의 닫힌 형태에 대해서는 아직 알려진 바가 없으며 실제 유도하는 것은 매우 어려운 작업

이다. 따라서 본 논문에서는 실제 전송률에 매우 근접한 상한을 유도하여 전송률에 대한 지표로서 사용한다.

정리 1: TM1으로 서비스 받는 사용자가 K_1 명 일 때, k 번째 사용자의 평균 전송률은 다음과 같은 상한 (Upper-bound)을 갖는다.

$$R_{TM1}(K_1, k) \leq \frac{1}{M+K_1-1} \times \left(C_{M, M-1} \left(\frac{\alpha \rho_k}{\beta} \right) + C_{M, 1} \left((1-\tau_k) \alpha \rho_k \right) \right) \equiv R_{TM1}^u(K_1, k) \quad (4)$$

위 식에서

$$\tau_k = \frac{1}{M-1} \sum_{l=0}^{M-2} \sum_{m=0}^l \sum_{n=0}^l \binom{l+1}{l-m} \binom{l+1}{l-n} \frac{(-1)^{n+m}}{(l+1)m!n!} \times \left(e^a \left(-\frac{\beta}{\alpha \rho_k} \right)^{m+n+2} E_1 \left(\frac{\beta}{\alpha \rho_k} \right) + \sum_{p=0}^{m+n+1} \left(-\frac{\beta}{\alpha \rho_k} \right)^{m+n+1-p} p! \right) \quad (5)$$

$$C_{m,n}(\rho) = \log_2(e) e^{\frac{1}{\rho}} \times \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^i \sum_{t=0}^{2j} \left(\frac{(-1)^l (2j)! (n-m+l)! (2i-2j)!}{2^{2i-l} j! l! (n-m+j)!} \binom{i-j}{i-j} \right) \times \left(\frac{2i+2n-m}{2j-l} \right) \sum_{k=0}^{n-m+l} E_{k+1} \left(\frac{1}{\rho} \right) \quad (6)$$

으로 정의하며 $E_n(x) = \int_1^\infty e^{-zx} z^{-n} dz$ 은 n 차 exponential integral 함수를 의미한다.

증명: $\mathbf{H}_1 = [\mathbf{h}^{[k]}(1)^T \mathbf{h}^{[k]}(2)^T \dots \mathbf{h}^{[k]}(M-1)^T]^T$ 으로 나타내면, 수식 (2)의 로그 항은 다음과 같이 전개 된다.

$$\begin{aligned} & \log \left| \mathbf{I}_M + \alpha \rho_k \mathbf{H}^{[k]} (\mathbf{H}^{[k]})^H \mathbf{R}_{K_1}^{-1} \right| \\ &= \log \left| \begin{array}{cc} \mathbf{I}_{M-1} + \frac{\alpha \rho_k}{\beta} \mathbf{H}_1 (\mathbf{H}_1)^H & \alpha \rho_k \mathbf{H}_1 (\mathbf{h}^{[k]}(M))^H \\ \frac{\alpha \rho_k}{\beta} \mathbf{h}^{[k]}(M) (\mathbf{H}_1)^H & 1 + \alpha \rho_k \|\mathbf{h}^{[k]}(M)\|^2 \end{array} \right| \\ &\stackrel{(a)}{=} \log \left| \mathbf{I}_{M-1} + \frac{\alpha \rho_k}{\beta} \mathbf{H}_1 (\mathbf{H}_1)^H \right| \\ & \quad + \log \left(1 + \alpha \rho_k \|\mathbf{h}^{[k]}(M)\|^2 - \left(\frac{\alpha \rho_k}{\beta} \mathbf{h}^{[k]}(M) (\mathbf{H}_1)^H \right) \right. \\ & \quad \left. \times \left(\mathbf{I}_{M-1} + \frac{\alpha \rho_k}{\beta} \mathbf{H}_1 (\mathbf{H}_1)^H \right)^{-1} \left(\alpha \rho_k \mathbf{H}_1 (\mathbf{h}^{[k]}(M))^H \right) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \stackrel{(b)}{=} \log \prod_{i=1}^{M-1} \left(1 + \lambda_i \frac{\alpha \rho_k}{\beta} \right) \\ & \quad + \log \left(1 + \alpha \rho_k \|\mathbf{h}^{[k]}(M)\|^2 \right. \\ & \quad \left. - \alpha \rho_k (\mathbf{h}^{[k]}(M) \mathbf{V}) \Lambda (\mathbf{V}^H (\mathbf{h}^{[k]}(M))^H) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

위 식에서, 등호 (a)는 블록 행렬의 행렬식은 $\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = |A| |D - CA^{-1}B|$ 의 관계를 만족한다는 사실에 기인한다. 또한, 등호 (b)는 \mathbf{H}_1 의 특이값 분해 (Singular Value Decomposition: SVD)값 $\mathbf{S} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$ 를 대입한 후, $\mathbf{H}_1 (\mathbf{H}_1)^H$ 의 고유값 (Eigenvalue)을 $\lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}$ 을 통해 정리한 결과이다. 이 때, 행렬 Λ 는 다음과 같이 구성된다.

$$\Lambda = \begin{vmatrix} \lambda_1 & & & \\ \frac{\beta}{\alpha \rho_k} + \lambda_1 & & & 0 \\ & \ddots & & \\ 0 & & \frac{\lambda_{M-1}}{\frac{\beta}{\alpha \rho_k} + \lambda_{M-1}} & \end{vmatrix} \quad (8)$$

공간적으로 비상관성을 갖는 레일리 페이딩 MIMO 채널의 평균 전송률 수식으로서 수식 (7)의 첫 번째 항의 기댓값은 다음과 같은 닫힌 형태를 갖는다⁹⁾.

$$\mathbb{E} \left[\log \prod_{i=1}^{M-1} \left(1 + \lambda_i \frac{\alpha \rho_k}{\beta} \right) \right] = C_{M, M-1} \left(\frac{\alpha \rho_k}{\beta} \right) \quad (8)$$

그리고 수식 (7)의 두 번째 항의 기댓값은 다음과 같은 상한을 갖는다.

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left[\log \left(1 + \alpha \rho_k \|\mathbf{h}^{[k]}(M)\|^2 \right. \right. \\ & \quad \left. \left. - \alpha \rho_k (\mathbf{h}^{[k]}(M) \mathbf{V}) \Lambda (\mathbf{V}^H (\mathbf{h}^{[k]}(M))^H) \right) \right] \\ & \stackrel{(a)}{\leq} \mathbb{E}_{\mathbf{h}^{[k]}(M)} \left[\log \left(1 + \alpha \rho_k \|\mathbf{h}^{[k]}(M)\|^2 - \alpha \rho_k \mathbb{E}_{\lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}} \left[\left(\times \left[\mathbb{E}_{\mathbf{V}} \left[(\mathbf{h}^{[k]}(M) \mathbf{V}) \Lambda (\mathbf{V}^H (\mathbf{h}^{[k]}(M))^H) \right] \right) \right] \right) \right) \right] \\ & = \mathbb{E}_{\mathbf{h}^{[k]}(M)} \left[\log \left(1 + \left(1 - \frac{1}{M} \mathbb{E}_{\lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}} \left[\sum_{j=1}^{M-1} \frac{\lambda_j}{\frac{\beta}{\alpha \rho_k} + \lambda_j} \right] \right) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. \times \|\mathbf{h}^{[k]}(M)\|^2 \alpha \rho_k \right) \right] \\ & = C_{M, 1} \left((1 - \tau_k) \alpha \rho_k \right) \end{aligned} \quad (9)$$

위 식에서, $E_x[\cdot]$ 는 x 에 대한 기댓값을 의미한다. 부등호 (a)는 $\lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}$ 와 \mathbf{V} 와 λ_M 간의 독립성과 Jensen's inequality에 의해 성립하며, 세 번째 항의 $\lambda_1, \dots, \lambda_{M-1}$ 에 대한 기댓값 부분은 Wishart 행렬의 비순서 고유값의 확률분포를 이용하여 계산하면 앞서 정의된 τ_k 로 표현 된다^[10]. 마지막 항은 공간적으로 비상관성을 갖는 레일리 페이딩 MIMO 채널에서 평균 전송률의 닫힌 형태로부터 유도 된다^[9].

수식 (8), (9)에 따라 TM1으로 서비스 받는 사용자가 K_1 명일 때, k 번째 사용자의 평균 전송률의 상한은 수식 (4)와 같이 유도된다. ■

TM2로 서비스 받는 k 번째 사용자의 평균 전송률은 다음과 같다.

$$R_{TM2}(k) = E \left[\log \left(1 + \max_{j=1, \dots, M} |\mathbf{h}^{[k]}(j)_1|^2 \rho_k \right) \right]$$

$$= \log_2(e) \sum_{i=1}^M \binom{M}{i} (-1)^{i+1} e^{\frac{i}{\rho_k}} E_1 \left(\frac{i}{\rho_k} \right)$$

(10)

위 식에서 $\mathbf{h}^{[k]}(j)_1$ 는 $\mathbf{h}^{[k]}(j)$ 의 첫 번째 원소를 의미한다.

3.2. 전송 기법 선택 알고리즘

TM1과 TM2로 서비스 받는 사용자들의 집합을 각각 S_1, S_2 로 나타내며, 모든 사용자는 두 전송 방식 중 하나의 방식으로 서비스 받는다고 가정 한다 ($S_1 \cup S_2 = \{1, \dots, K\}$, $S_1 \cap S_2 = \emptyset$) 그리고 BIA 기법의 경우 2명 이상의 사용자를 동시에 서비스해야하므로 $|S_1| \geq 2$ 라 가정한다. 각 전송 기법을 사용하기 위한 심볼 확장 길이는 다음과 같다.

$$l_{S_1} = (M-1)^{|S_1|} + |S_1|(M-1)^{|S_1|-1}$$

$$l_{S_2} = |S_2|$$

(11)

정리 1과 수식 (12)를 기반으로 이중 전송 기법을 사용할 때 얻을 수 있는 평균 합 전송률은 다음과 같은 상한을 갖는다.

알고리즘: 저 복잡도 전송 기법 선택 알고리즘

초기 단계: $T_1 = R(\emptyset, \{1, \dots, K\})$, $j = \underset{k \in \{1, \dots, K\}}{\operatorname{argmax}} (\rho_k)$,

$U_1 = \{1, \dots, K\} \setminus \{j\}$, $V_1 = \{j\}$

반복: $i = 2 : K$

1) $j = \underset{k \in U_{i-1}}{\operatorname{argmax}} (\rho_k)$, $U_i = U_{i-1} \setminus \{j\}$,

$V_i = V_{i-1} \cup \{j\}$

2) $T_i = R(V_i, U_i)$

종료

$j = \underset{k \in \{1, \dots, K\}}{\operatorname{argmax}} (T_k)$

만약 $j=1$ 이면, $S_1 = \emptyset$, $S_2 = \{1, \dots, K\}$

그렇지 않은 경우 $S_1 = V_j$, $S_2 = U_j$

$$R_{dual} = \frac{1}{l_{S_1} + l_{S_2}} \left(\sum_{k \in S_1} l_{S_1} R_{TM1}(|S_1|, k) + \sum_{k \in S_2} R_{TM2}(k) \right)$$

$$\leq \frac{1}{l_{S_1} + l_{S_2}} \left(\sum_{k \in S_1} l_{S_1} R_{TM1}^u(|S_1|, k) + \sum_{k \in S_2} R_{TM2}(k) \right)$$

$$\equiv R(S_1, S_2)$$

(12)

평균 합 전송률의 상한 $R(S_1, S_2)$ 을 최대화하는 조합 (S_1^*, S_2^*) 을 찾기 위해서는 전수 조사 (Exhaustive search)를 해야 하므로 복잡도가 매우 높다는 단점이 있다. 본 장에서는 수식 (12)를 기반으로 높은 평균 합 전송률의 조합을 찾는 저복잡도 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 전수 조사 대비 조합을 찾는 경우의 수를 줄이기 위하여, 신호 대 잡음비를 큰 사용자 순으로 TM1에 배정한다. 먼저, 신호 대 잡음비가 가장 큰 두 명의 사용자를 TM1에 할당한 후의 평균 합 전송률과 모든 사용자를 TM2에 배정한 경우의 평균 합 전송률을 비교하여 BIA 기법의 사용 여부를 결정한다. 일단 TM1을 사용하게 되는 경우, 다음으로 신호 대 잡음비가 큰 사용자 한 명을 TM1에 순차적으로 추가 할당하여 평균 합 전송률의 증가여부를 통해 조합을 결정한다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 성능 비교

본 장에서는 시뮬레이션을 통해 정리 1에서 제시된 TM1의 평균 합 전송률의 상한과 실제 전송률간의 유사성을 보이며, 제안하는 이중 전송 기법의 합 전송률 성능을 검증한다. 그림 2는 $(K, M) = (4, 2), (4, 4), (20, 4)$ 인 모든 사용자의 신호 대 잡음비가 동일한 균일 사용자 모델에서 정리 1에서 제안된 TM1 사용자의 평균 전송률의 상한을

실제 평균 전송률과 비교하고 있다. 실험 결과를 통해 정리 1에서 제안된 상한은 낮은 신호 대 잡음비의 경우 실제 평균 전송률과 거의 동일한 값을 가지며, 신호 대 잡음비가 증가하더라도 실제 값과 큰 차이를 보이지 않는 것을 확인할 수 있다.

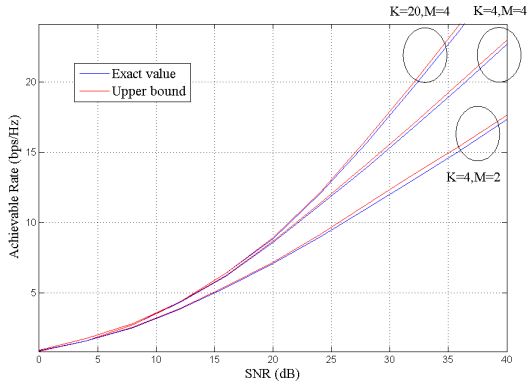


그림 2. $(K, M) = (4, 2), (4, 4), (20, 4)$ 의 정리 1의 상한과 실제 사용자 당 평균 전송률 비교
 Fig. 2. Comparison between numerical results and the closed-form upper bound in Theorem 1 when $(K, M) = (4, 2), (4, 4), (20, 4)$

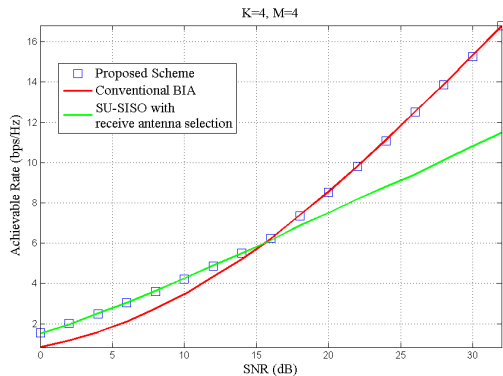


그림 3. $K=4, M=4$ 인 균일 사용자 모델에서 이중 전송 기법과 각 요소 기법간의 평균 합 전송률 비교
 Fig. 3. Comparison of sum-rate performance between the proposed scheme and each transmission mode in homogeneous system when $K=4, M=4$

그림 3은 $K=4, M=4$ 인 모든 사용자의 신호 대 잡음비가 동일한 균일 사용자 모델에서의 평균 합 전송률을 비교하고 있다. 실험 결과를 통해 낮은 신호 대 잡음비에서 기존의 BIA 기법은 수신 모드 선택 기법을 활용한 단일 사용자 SISO 전송 방식에 비해 열화된 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 이처럼 신호 대 잡음비가 낮은 환경에서는 BIA 기법을 이용하여 다중화 이득을 최대화하기 보다는

수신 모드 선택 기법을 활용하여 선택 이득을 높이는 것이 효과적이라는 것을 알 수 있으며, 제안된 이중 전송 기법의 경우 전 신호 대 잡음비 영역에서 보다 나은 단일 사용자 SISO 전송 기법의 성능을 좇아 낮은 신호 대 잡음비에서 BIA가 갖는 문제점을 극복하는 것을 알 수 있다.

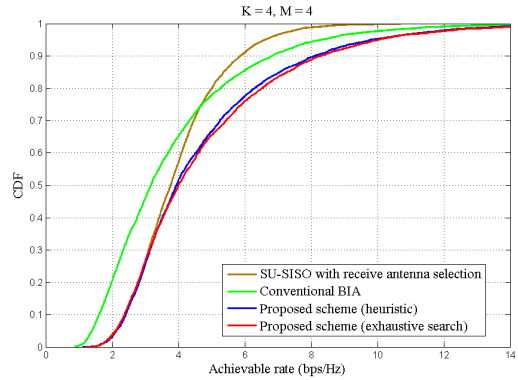


그림 4. $K=4, M=4$ 인 비균일 사용자 모델에서 이중 전송 기법과 각 요소 기법간의 누적분포함수 비교
 Fig. 4. Comparison of CDF between the proposed scheme and each transmission mode in heterogeneous system when $K=4, M=4$

그림 4는 $K=4, M=4$ 인 시스템 모델에서 사용자의 분포를 임의로 발생하였을 때 합 전송률의 누적분포함수 (Cumulative distribution function)를 비교하고 있다. 각 사용자는 기지국으로부터 반경 1 km 이내의 범위 내에서 균일 분포(Uniform distribution)에 의해 발생되었으며, 거리 감쇠 지수 (Path-loss exponent)는 4, 송신 전력은 20 dBm, 잡음의 전력은 -100 dBm이라 가정한다. 즉, 기지국으로부터 1 km 만큼 떨어진 사용자의 신호 대 잡음비는 0 dB이 된다. 실험 결과를 통해 제안된 이중 전송 기법을 이용하여 전송률 성능을 크게 향상시킬 수 있음을 확인할 수 있다. 특히, 그림 4에 따르면 높은 합 전송률이 얻게될 확률이 증가하는 것을 알 수 있다. 그림 2에서 나타나듯 BIA 기법의 경우 서비스 받는 사용자의 수가 증가할수록 사용자 당 전송률은 감소하는 경향에 비추어 볼 때, 전체 사용자를 BIA 기법을 통해 서비스하는 것보다 일부 신호 대 잡음비가 우수한 사용자만을 선별하는 것이 효과적이라는 것을 알 수 있다. 그리고 제안하는 저복잡도 전송 기법 선택 알고리즘은 전수 조사를 통한 선택 알고리즘과 비교하여 복잡도가 크게 감소함에도 불구하고 전송률 손실이 적은 것

을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 K 명의 사용자로 구성된 MISO 브로드캐스팅 채널에서 BIA 기법 기반의 이중 전송 기법을 제안하였다. 본문에서는 BIA 기법과 수신 모드 선택 기반 단일 사용자 MISO 전송 기법으로 얻을 수 있는 평균 합 전송률의 닫힌 형태를 계산하였으며, 이를 기반으로 신호 대 잡음비에 따라 각 사용자의 전송 기법을 선택하는 저 복잡도 알고리즘을 제안하였다. 실험을 통해 기존의 BIA 기법이 신호 대 잡음비가 낮은 영역에서 잡음 증폭의 영향으로 열화된 성능을 보이는 데 반해, 제안하는 이중 전송 기법은 사용자의 신호 대 잡음비 상황에 적합한 전송 기법을 선택함으로써 기존의 BIA 기법에 비해 전송률을 크게 개선하는 것을 확인하였다.

한편, BIA 기법은 사용자간 간섭을 제거하기 위하여 다수의 시간 축 자원을 활용하기 때문에 정확한 시간 동기 (Time synchronization)를 요구하게 되며, 채널의 시변성으로 인해 BIA 기반의 전송 기법들을 실제 셀룰라 환경에 적용하였을 때, 성능상의 열화가 발생할 가능성이 크다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 기존 BIA 기법을 다수의 시간 축 자원이 아닌 주파수 축 자원을 활용하는 방향으로 BIA 기법을 주파수 영역에 확장하는 방식을 생각해 볼 수 있으며, 이를 향후 연구 방향으로 고려하고 있다.

References

[1] Cisco, *Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2012-2017*, retrieved, from http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-520862.html.

[2] Y. Kishiyama, A. Benjebbour, T. Nakamura, and H. Ishii, "Future steps of LTE-A: evolution toward integration of local area and wide area systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 20, no. 1, pp. 12-18, Feb. 2013.

[3] B. Soret, H. Wang, K. I. Pedersen, and C. Rosa, "Multicell cooperation for LTE-advanced heterogeneous network

scenarios," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 20, no. 1, pp. 27-34, Feb. 2013.

[4] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045 - 5060, Nov. 2006.

[5] S. A. Jafar, "Blind interference alignment," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 6, no. 3, pp. 216-227, June 2012.

[6] T. A. Gou, C. W. Wang, and S. A. Jafar, "Aiming perfectly in the dark-blind interference alignment through staggered antenna switching," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 6, pp. 2734 - 2744, June 2011.

[7] C. Wang, H. C. Papadopoulos, S. A. Ramprasad, and G. Carie, "Design and Operation of Blind Interference Alignment in Cellular and Cluster-Based Systems," in *Proc. Inform. Theory Applicat. (ITA) Workshop*, pp. 1-10, La Jolla, U.S.A., Feb. 2011.

[8] C. Wang, H. C. Papadopoulos, S. A. Ramprasad, and G. Carie, "Improved blind interference alignment in a cellular environment using power allocation and cell-based clusters," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, pp. 1-6, Kyoto, Japan, June 2011.

[9] H. Shin and J. H. Lee, "Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2636-2647, Oct. 2003.

[10] A. M. Tulino and S. Verdú, *Random Matrix Theory and Wireless Communications*, Now Publishers Inc, 2004.

양 민 호 (Minho Yang)



2012년 2월 연세대학교 전기전자공학과 공학사

2012년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 석,박사 통합과정

<관심분야> 소형셀 기술, interference alignment,

device-to-device

장 진 영 (Jinyong Jang)



2009년 2월 연세대학교 전기전자공학과 공학사

2009년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 석,박사 통합과정

<관심분야> MIMO, interference management, 협력 통신

김 동 구 (Dong Ku Kim)



1983년 2월 한국항공대학교 통신공학과 졸업

1985년 U.S.C. Dept. of Electrical Engineering 석사

1992년 U.S.C. Dept. of Electrical Engineering 박사

1994년~현재 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 교수

<관심분야> 5세대 이동통신 시스템, 협력 MIMO 기술, 무선 이동 Relay 기술, Compressed Sensing, 소형셀 기술