

제한된 궤환 채널 기반 상향링크 MIMO/FDD 시스템에서의 효율적인 간섭 정렬 기법

Efficient Interference Alignment for Uplink MIMO/FDD Systems with Limited Feedback

조성윤*, 장진영*, 김동구*

Sung-Yoon Cho*, Jin-Young Jang*, and Dong-Ku Kim*

요 약

기지국이 사용자 간의 채널 상태 정보를 완벽하게 알고 있는 가정 하에서, 기존의 상향링크 셀룰러 시스템에서의 간섭 정렬 (IA) 방식은 인접 셀 간섭 채널을 임의로 설정된 참조 벡터로 모두 정렬시킴으로써 셀 간 간섭 (ICI) 을 완벽히 제거할 수 있다. 하지만, 현실적으로 사용자와 기지국 간의 채널 상태 정보의 교환은 제한된 궤환 채널에 의해 이루어지고 그 결과 궤환 오류에 의한 잔여 ICI 의 발생은 시스템 성능 저하에 큰 영향을 미친다. 본 논문에서는 이러한 잔여 ICI 를 최소화 할 수 있는 IA을 위한 최적화된 참조 벡터의 설계를 제안하고자 한다. 다음으로, 잔여 ICI의 최소화 뿐 만 아니라 기지국과 사용자 간의 요구 신호 (Desired signal) 세기의 최대화도 동시에 고려하는 반복적 연산 구조의 IA 기반 송수신기 설계 기법을 제안한다. 또한, 제안된 IA 알고리즘들과 연동된 사용자 스케줄링 기법을 제시함으로써 ICI를 효율적으로 제거함과 동시에 다중사용자 다양성 이득을 획득할 수 있도록 한다. 마지막으로, 이론적 분석 및 실험 결과를 통하여 기존의 IA 방식과 비교하여 제안된 IA 방식이 간섭 제한 영역에서 높은 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

Abstract

Assuming perfect channel state information (CSI), the conventional interference alignment (IA) algorithm in the uplink cellular system suppresses inter-cell interference (ICI) by aligning ICI to a randomly selected reference vector. However, IA in practice relies on limited feedback between base stations and users, resulting in residual ICI. In this paper, we propose the optimization of the reference vector that minimizes the upper-bound of residual ICI power. Secondly, the iterative IA that designs the direction of transmit and receive filter is proposed to minimize the residual ICI as well as maximize the desired signals. Moreover, we propose the user scheduling method combined with proposed IA schemes which provides the multiuser diversity gain in multi-cell environments. Finally, the performance gain of the proposed IA algorithms compared with the existing IA are analyzed and demonstrated by simulation results.

Key words : Interference alignment, multiple-input-multiple-output (MIMO), uplink cellular system, limited feedback

I. 서 론

최근 셀룰러 시스템에서 요구되는 데이터 트래픽이 급증함에 따라, 더 많은 소형 셀들을 촘촘히 설치

* 연세대학교 전기전자공학과 (Department of Electrical and Electronics Eng., Yonsei University)

· 제1저자 (First Author) : 조성윤 (Sung-Yoon Cho, Tel. +82- 10-3499-7777, email : acecho@yonsei.ac.kr)

· 투고일자 : 2012년 10월 25일

· 심사(수정)일자 : 2012년 1월 26일 (수정일자 : 2012년 12월 16일)

· 게재일자 : 2012년 12월 30일

함으로써 시스템 용량 증대를 얻을 수 있는 소형 셀 기술이 각광 받고 있다. 하지만, 이러한 셀 반경의 감소는 심각한 셀 간 간섭 (Inter-Cell Interference : ICI) 을 발생시키게 되고 이를 위한 효율적인 간섭 제어 기술이 요구되고 있다. 특히, 간섭 정렬(Interference Alignment : IA) 기법은 다수의 송, 수신 단이 존재하는 간섭 채널 환경에서 네트워크에서 얻을 수 있는 최대 다중화 이득 (Multiplexing gain)을 제공해주는 송수신기 설계 기법으로써 다수의 사용자 존재하는 간섭 제한적 환경에서 효율적인 간섭 제어 방식으로써 활발한 연구가 진행되고 있다.

IA 기술은 주변 송신 단들로부터 들어오는 모든 간섭 성분들이 각각의 수신 단에서 허용된 부분 공간 (Subspace)으로 배열 되도록 송수신 빔형성 (Beamforming) 을 해줌으로써, 송수신 단 사이에서 데이터 전송을 위한 무간섭 환경을 제공해주는 방식이다[1-4]. 특히, [1]의 연구 결과는 네트워크 용량 관점에서 도달할 수 있는 최대의 다중화 이득을 IA를 통해 얻어낼 수 있음을 이론적으로 증명하였으며, 이를 바탕으로 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 시스템에서의 IA 가능 조건 (Feasibility condition) 및 송수신기 설계 기법 등에 관한 연구가 수행되었다 [2],[3]. 또한, IA 구현을 위해 제한된 궤환 채널 (Feedback channel) 환경에서 요구되는 채널 상태 정보 (Channel State Information : CSI)에 관한 이론적 분석도 진행되었으며[4], 최근에는 셀룰러 시스템에서도 인접 셀 사이에 발생하는 ICI를 효율적으로 제어할 수 있는 방법으로 IA 기법들이 제안되었다.[5],[6]. 특히, 셀룰러 시스템에서의 IA 기법은 수신 단 및 송신 단 사이에 완벽한 CSI 궤환을 가정하여 인접 셀로부터 들어오는 다수의 ICI를 수신 단의 특정 부분공간에 정렬함으로써 점근적으로 각 기지국의 안테나 수만큼의 다중화 이득을 얻을 수 있도록 하였다. 하지만 실제 셀룰러 시스템에서는 제한된 대역폭의 궤환 채널 때문에 기지국과 사용자 사이에 양자화 된 CSI 궤환 및 교환이 이루어지게 된다. 따라서 제한된 궤환 채널에서의 IA 기법은 양자화 오류에 의한 심각한 잔여 ICI를 발생시킨다.

본 연구에서는 사용자와 기지국간의 CSI 궤환 뿐만 아니라 기지국 사이에 백홀(Backhaul)을 통한 추

가적인 CSI 의 교환이 요구되는 상향링크 셀룰러 시스템에서의 IA 기법을 고려한다. 특히, 양자화 오류로 인해 발생하는 잔여 ICI를 최소화 할 수 있는 IA를 위한 참조 벡터의 설계 기법을 제안하고, 기존의 셀룰러 시스템의 IA 기법에 비하여 낮은 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 영역에서도 높은 성능 향상을 나타낼 수 있는 반복적 연산 방식의 IA 송수신기 및 스케줄링 기법을 설계한다. 또한, 기존의 간섭 정렬 기법과 비교하여 제안한 IA 기법들에 대한 성능을 비교 및 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 상향링크 셀룰러 시스템 모델을 살펴보고, III 및 IV 장에서는 제한된 궤환 채널에서의 시스템 성능을 향상시킬 수 있는 IA 기법들을 제안한다. V장에서는 제안한 IA 알고리즘의 성능을 실험을 통해 평가하고, 최종적으로 VI장에서 연구 결과를 정리한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같은 상향링크 다중 셀 MIMO 시스템을 고려한다. 각각의 셀은 총 K 명의 사용자로 구성되어 있으며 사용자들은 해당 기지국에 단일 데이터 정보를 전송한다. 기지국 및 사용자들은 M 개의 다중안테나를 가지고 있으며, 공간분할 다중접속(Space-Division Multiple Access : SDMA) 방식으로 다중 사용자 데이터 전송을 수행한다. 이때 i 번째 기지국에서 받은 수신 신호는 다음과 같다. ($i = 1, 2, i \neq j$)

$$\mathbf{y}_i = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_i^{[ik]} \mathbf{w}^{[ik]} s^{[ik]} + \sum_{m=1}^K \mathbf{H}_i^{[jm]} \mathbf{w}^{[jm]} s^{[jm]} + \mathbf{n}_i \quad (1)$$

여기서 $s^{[ik]}$ 는 전력이 P 인 i 번째 셀의 k 번

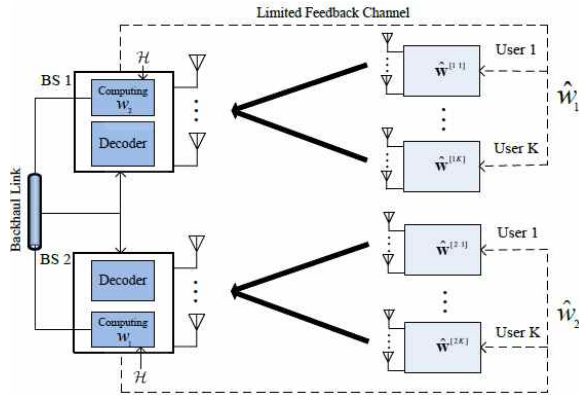


그림 1. 제한된 궤환 채널 환경에서의 상향링크 MIMO 시스템
 Fig. 1. Uplink MIMO system with limited feedback channel

제 사용자에 의해 전송된 데이터 신호를 나타내고 $w^{[ik]}$ 는 이를 전송하는 $M \times 1$ 차원의 단위 놈 (unit-norm) 빔형성 벡터(Beamforming vector) 이다. 또한, n_i 는 가우시안 잡음을 나타내고, j 번째 셀의 k 번째 사용자와 i 번째 기지국 간의 형성된 채널은 $H_i^{[jk]} \in C^{M \times M}$ 인 레일레이 페이딩 채널 행렬로 나타낸다.

각 셀 당 사용자의 수가 $K \leq M - 1$ 으로 제한될 때, 데이터 전송을 위한 빔형성 벡터 $w^{[jk]}$ 는 다음과 같은 IA 알고리즘을 기반으로 설계한다[5][6].

$$w^{[jk]} = \frac{(H_i^{[jk]})^{-1} v_i}{\| (H_i^{[jk]})^{-1} v_i \|}, 1 \leq k \leq K \quad (2)$$

이때, v_i 는 $\| v_i \| = 1$ 를 만족하는 임의로 선택된 i 번째 기지국의 참조 벡터 (Reference vector) 이다. 즉, j 번째 셀에 의해 발생하는 모든 간섭 채널인 $\{H_i^{[j1]} w^{[j1]}, \dots, H_i^{[jK]} w^{[jK]}\}$ 는 수식 (2)를 통해 i 번째 기지국에서의 v_i 방향으로 정렬되고 이를 통해 각 기지국은 ICI의 영향 없는 $M - 1$ 차원의 부분공간을 생성하게 된다.1) 또한, i 번째 기지국에서 k 번째 사용자의 데이터를 복원하기 위한 수신기는

1) 각 기지국 별로 임의의 방향으로 선택된 참조 벡터에 의한 IA 설계 기법을 R-IA (IA with random reference vector) 으로 표기함[5][6].

제로포싱(Zero-forcing : ZF) 기반의 $r^{[ik]\dagger} U_i^\dagger$ 으로 설계한다. 여기서 U_i 는 $U_i^\dagger U_i = I$ 과 $U_i^\dagger v_i = 0_{(M-1) \times 1}$ 을 만족하는 v_i 의 영공간 (Nullspace)에서의 정규화 된 직교 기저 (Normalized orthogonal basis) 로 결정함으로써, IA 빔형성 벡터에 의해 정렬된 인접 셀의 ICI를 제거하도록 설계하고 $r^{[ik]\dagger}$ 는 $\overline{H}_i = [U_i^\dagger H_i^{[i1]} w^{[i1]}, \dots, U_i^\dagger H_i^{[iK]} w^{[iK]}]$ 일 때 $\overline{H}_i^\dagger (\overline{H}_i \overline{H}_i^\dagger)^{-1}$ 의 정규화 된 k 번째 행벡터로 설계함으로써 셀 내부의 사용자 간의 간섭을 제거하고자 한다.

본 논문에서는 FDD (Frequency Division Duplex) 기반 하에서 각각의 기지국이 모든 사용자들로부터의 상향링크 채널을 완벽하게 추정한다고 가정하였다. 즉, 그림 1과 같이 i 번째 기지국은 추정된 채널 정보 $\{H_i^{[j1]}, \dots, H_i^{[jK]}\}$ 를 바탕으로 수식 (2)를 통해 $W_j = \{w^{[j1]}, \dots, w^{[jK]}\}$ 를 계산한다. 다음으로, 계산된 W_j 는 기지국 간의 백홀 망을 통해 j 번째 기지국으로 전달되고 이는 다시 기지국과 사용자 간에 궤환 채널을 통해 해당 사용자들에게 전달된다. 따라서, 기지국과 사용자 간의 완벽한 궤환 채널을 가정할 때의 i 번째 셀의 k 번째 사용자의 전송률은 다음과 같다.

$$C^{[ik]} = \log_2(1 + P |r^{[ik]\dagger} U_i^\dagger H_i^{[ik]} w^{[ik]}|^2) \quad (3)$$

하지만, 제한된 궤환 채널 환경에서는 기지국에서 계산된 IA 빔형성 벡터가 양자화(Quantization) 되어 각 사용자들에게 궤환되고, 이처럼 양자화 된 빔형성 벡터의 교환은 IA에 의한 ICI의 정렬을 어긋나게 한다. 본 논문에서는 각 사용자와 기지국 사이에서의 B 비트 궤환 채널을 가정하였고, 이때 i 번째 기지국은 k 번째 사용자에게 랜덤 벡터 양자화 (Random Vector Quantization : RVQ)를 통해 다음과 같은 빔형성 벡터 $\hat{w}^{[ik]}$ 를 전달해 준다.

$$\hat{w}^{[ik]} = (\cos \theta_k) w^{[ik]} + (\sin \theta_k) \overline{w}^{[ik]} \quad (4)$$

여기서 θ_k 는 $\hat{\mathbf{w}}^{[ik]}$ 와 $\mathbf{w}^{[ik]}$ 사이의 각도이고 $\overline{\mathbf{w}}^{[ik]}$ 는 $\|\overline{\mathbf{w}}^{[ik]}\| = 1$ 를 만족하는 양자화 오류를 나타내며 $E[\sin^2\theta_k] \leq 2^{-\frac{B}{M-1}}$ 이다 [7]. 이때 i 번째 셀에서 k 번째 사용자의 전송률 및 양자화 오류에 의한 잔여 ICI인 $I^{[ik]}$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$\hat{C}^{[ik]} = \log_2 \left(1 + \frac{P |\hat{\mathbf{r}}^{[ik]\dagger} \mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[ik]} \hat{\mathbf{w}}^{[ik]}|^2}{I^{[ik]} + 1} \right) \quad (5)$$

여기서 k 번째 사용자의 신호 복원을 위한 $\hat{\mathbf{r}}^{[ik]\dagger}$ 는 $\hat{\mathbf{H}}_i = [\mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[i1]} \hat{\mathbf{w}}^{[i1]}; \dots; \mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[iK]} \hat{\mathbf{w}}^{[iK]}]$ 일 때의 $\hat{\mathbf{H}}_i^+ (\hat{\mathbf{H}}_i \hat{\mathbf{H}}_i^+)^{-1}$ 의 정규화된 k 번째 행벡터이고 $I^{[ik]} = P \sum_{m=1}^K |\hat{\mathbf{r}}^{[ik]\dagger} \mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[jm]} \hat{\mathbf{w}}^{[jm]}|^2$ 이다.

III. 지향성 간섭정렬 기법

3-1 IA를 위한 참조 벡터의 최적화 [11]

제한된 케환 채널 환경에서의 i 번째 셀에 있는 k 번째 사용자의 평균 전송률 손실은 다음과 같이 유도된다 [7].

$$\begin{aligned} \Delta C^{[ik]} &= E[C^{[ik]}] - E[\hat{C}^{[ik]}] \\ &\leq E[\log_2(1 + I^{[ik]})] \\ &\leq \log_2(1 + E[I^{[ik]}]) \end{aligned} \quad (6)$$

이 때, 마지막 부등식은 Jensen's Inequality로부터 구할 수 있다. 수식 (6)을 통해 알 수 있듯이, 제한된 케환 채널에 의한 양자화 오류는 잔여 ICI를 발생시킴으로써 시스템 성능 저하에 큰 영향을 주게 된다. 본 장에서는 주어진 채널 환경에서 인접 셀 사용자들에 의한 잔여 ICI의 양을 최소화 할 수 있는 \mathbf{v}_i 를 설계하는 지향성 간섭정렬 (Directional IA : D-IA) 기법을 제안한다. 먼저, 주어진 채널 $\{\mathbf{H}_i^{[j1]}, \dots, \mathbf{H}_i^{[jK]}\}$ 에 대하여 i 번째 셀에 있는 k 번째 사용자의 잔여

ICI의 상한(Upper-bound)을 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} &E[I^{[ik]} | \mathbf{H}] \\ &= E \left[P \sum_{m=1}^K |\hat{\mathbf{r}}^{[ik]\dagger} \mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[jm]} \overline{\mathbf{w}}^{[jm]} \sin\theta_m|^2 \right] \\ &\leq P \sum_{m=1}^K \|\hat{\mathbf{r}}^{[ik]\dagger} \mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[jm]}\|^2 E[\sin^2\theta_m] \\ &\leq P \sum_{m=1}^K \|\mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[jm]}\|^2 2^{-\frac{B}{M-1}} \end{aligned} \quad (7)$$

이때, 수식 (7)은 다음과 같은 \mathbf{U}_i 에 관한 함수로 표현된다.

$$\begin{aligned} f(\mathbf{U}_i) &= c \sum_{m=1}^K \|\mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^{[jm]}\| \\ &= c \|\mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\| \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{여기서} \quad \mathbf{H}_i^a = [\mathbf{H}_i^{[j1]} \dots \mathbf{H}_i^{[jK]}],$$

$\mathbf{H}_i^a \in \mathbb{C}^{M \times KM}$ 그리고 $c = P \cdot 2^{-\frac{B}{M-1}}$ 이다. 한편, \mathbf{U}_i 의 각 열들은 \mathbf{v}_i 에 직교하는 특성을 가지며 $\mathbf{U}_{eff} = [\mathbf{U}_i; \mathbf{v}_i]$ 는 $M \times M$ 차원의 유니터리 (Unitary) 행렬이 된다. 또한, 유니터리 행렬의 회전 불변 특성(Rotation-invariance property) [8]에 따라 수식 (8)은 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} &\|\mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2 \\ &= \|\mathbf{U}_{eff}^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2 - \|\mathbf{v}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2 \\ &= \|\mathbf{H}_i^a\|^2 - \|\mathbf{v}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

따라서, 수식 (9)로부터 $f(\mathbf{U}_i)$ 를 최소화하는 \mathbf{U}_i^* 을 구하는 최적화 문제는 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{U}_i^*} &\|\mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2 \\ &= \|\mathbf{H}_i^a\|^2 - \max_{\mathbf{v}_i^*} \|\mathbf{v}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

즉, 최적의 \mathbf{U}_i^* 의 결정은 수식 (10)의 우변의 두 번째 항을 최대화 하는 최적의 벡터 \mathbf{v}_i^* 의 설계와 동

일하게 된다.

정리 1 : 양자화 오류에 의한 전송률 손실을 최소화하기 위한 최적의 참조 벡터 \mathbf{v}_i^* 는 $\mathbf{H}_i^a \mathbf{H}_i^{a\dagger}$ 의 가장 큰 값을 갖는 고유값 (Eigenvalue)에 대응되는 고유벡터(Eigenvector)로 결정된다.

증명: 고유값 분해(Eigenvalue decomposition)를 통해

$$\mathbf{H}_i^a \mathbf{H}_i^{a\dagger} = \sum_{m=1}^K \mathbf{H}_i^{[jm]} \mathbf{H}_i^{[jm]\dagger} = \mathbf{V}_i \boldsymbol{\Sigma}_i \mathbf{V}_i^\dagger \quad \text{으로 한}$$

다. 이때, $\mathbf{V}_i \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 는 유니타리 행렬을 의미하며, $\boldsymbol{\Sigma}_i = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M)$ 그리고 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$ 이다. 레일리-리츠(Rayleigh-Ritz) 정리[8]에 의해, (10)의 \mathbf{v}_i^* 는 λ_1 에 대응되는 고유벡터 $\mathbf{V}_i(:, 1)$ 으로 결정되고 \mathbf{U}_i^* 는 $\lambda_2, \dots, \lambda_M$ 에 대응되는 고유벡터들의 집합 $\mathbf{V}_i(:, [2, \dots, M])$ 으로 결정된다.

3-2 지향성 간섭정렬 기법의 성능 분석

R-IA 및 D-IA에서의 사용자 당 할당된 케환 비트 수를 각각 B_R 및 B_D 로 나타낼 때, 수식 (6) 과 (7)을 바탕으로 R-IA 에서의 i 번째 셀에 있는 k 번째 사용자의 전송률 손실은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta \overline{C}_R^{[ik]} &= \log_2(1 + E[I^{[ik]}]) \\ &\leq \log_2\left(1 + PE\left[\|\mathbf{H}_i^a\|^2 - \|\mathbf{v}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2\right] 2^{-\frac{B_R}{M-1}}\right) \\ &= \log_2\left(1 + P(KM^2 - E[\lambda_R]) 2^{-\frac{B_R}{M-1}}\right) \quad (11) \end{aligned}$$

이 때, $E[\|\mathbf{H}_i^a\|^2] = KM^2$ 그리고 $E[\lambda_R] = E[\|\mathbf{v}_i^\dagger \mathbf{H}_i^a\|^2] = KM$ 이다. 마찬가지로 방법으로 D-IA 에서 i 번째 셀에 있는 k 번째 사용자의 전송률의 손실은 다음과 같은 상한으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta \overline{C}_D^{[ik]} &\leq \log_2\left(1 + P(KM^2 - E[\lambda_1]) 2^{-\frac{B_D}{M-1}}\right) \quad (12) \end{aligned}$$

여기서 $KM^2 \leq 250$ 인 경우에는 다음과 같이 $E[\lambda_1] = \alpha \approx \left(\frac{KM+M}{KM^2+1}\right)^{2/3}$ 으로 근사화 할 수 있다 [10]. 따라서 각 사용자 당 전송률 손실의 상한인 수식 (11) 과 (12)를 이용하여 R-IA 대비 D-IA를 통해 얻을 수 있는 성능 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta C_d^{[ik]} &= E[\widehat{C}_D^{[ik]}] - E[\widehat{C}_R^{[ik]}] \quad (13) \\ &\approx \Delta \overline{C}_R^{[ik]} - \Delta \overline{C}_D^{[ik]} \\ &\approx \log_2\left(\frac{1 + P(KM^2 - KM) 2^{-\frac{B_R}{M-1}}}{1 + P(KM^2 - \alpha) 2^{-\frac{B_D}{M-1}}}\right) \end{aligned}$$

즉, 동일한 케환 비트 수가 주어진 상황에서의 D-IA 성능 이득은 높은 SNR 영역에서 $\log_2\left(\frac{KM^2 - KM}{KM^2 - \alpha}\right)$ 으로 나타낼 수 있다. 또한, 수식 (13)을 이용하여 동일한 전송률을 얻기 위해 요구되는 D-IA 와 R-IA의 케환 비트 차이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta B &= B_R - B_D \quad (14) \\ &= (M-1) \log_2\left(\frac{KM^2 - KM}{KM^2 - \alpha}\right) \end{aligned}$$

수식 (14) 통하여 $K=2, M=3$ 그리고 $K=3, M=4$ 인 셀룰러 시스템에서는 두 경우 모두 $\Delta B \cong 1.5$ 의 케환 비트의 차가 발생함을 확인할 수 있다. 이는 평균적으로 B 비트 케환 채널 환경에서의 D-IA 성능이 $(B+1.5)$ 비트의 케환 채널 환경의 R-IA 성능과 동일함을 의미한다.

IV. 반복적 연산 기반의 간섭정렬 기법 및 스케줄링 기법

4-1 반복적 연산 기반의 간섭정렬 기법

앞서 제시한 D-IA 기법에서는 각 기지국에 영향을 미치는 잔여 ICI를 최소화하기 위한 빔형성 벡터 \mathbf{W}_i 와 ZF 기반의 수신기 \mathbf{U}_i 를 설계하였다. 본 장에서는 잔여 ICI를 최소화하는 목적 뿐만 아니라, 동시에 각각의 사용자와 해당 기지국 사이의 요구 신호의 크기도 최대화하는 반복적 연산 기반의 간섭정렬 기법(Iterative computation based IA : Iterative IA)를 제안한다. Iterative IA에서의 \mathbf{U}_i 는 j 번째 셀의 사용자들에 의해 발생하는 잔여 ICI를 최소화하기 위해, 효율적인 간섭 채널인 $\mathbf{H}_i^e = [\mathbf{H}_i^{[j1]} \mathbf{w}^{[j1]}, \mathbf{H}_i^{[j2]} \mathbf{w}^{[j2]}, \dots, \mathbf{H}_i^{[jK]} \mathbf{w}^{[jK]}]$ 에 가장 작은 크기의 고유 값에 대응되는 K 개의 고유 벡터들로 결정하게 된다. 즉,

$$\mathbf{U}_i = \mathbf{U}_i^e (:, 2 : M) \quad \forall i, i \neq j \quad (15)$$

이며 $\mathbf{H}_i^e \mathbf{H}_i^{e\dagger} = \mathbf{U}_i^e \mathbf{\Sigma}_i^e \mathbf{U}_i^{e\dagger}$ 을 나타낸다. 또한, 연산된 \mathbf{U}_i 를 바탕으로 각 사용자 별 송신 빔형성 벡터는 다음과 같이 요구 신호의 세기를 최대화하도록 $\mathbf{w}^{[ik]}$ 을 계산한다.

$$\mathbf{w}^{[ik]} = \text{eig}_1(\mathbf{H}_i^{[ik]\dagger} \mathbf{U}_i^\dagger \mathbf{U}_i \mathbf{H}_i^{[ik]}), \quad \forall i, k \quad (16)$$

여기서 $\text{eig}_1(\mathbf{A})$ 는 행렬 \mathbf{A} 의 최대 크기의 고유 값을 가지는 고유 벡터를 나타낸다. 본 장에서는 수식 (15)와 (16)에 의해 결정된 \mathbf{U}_i 및 \mathbf{W}_i 가 서로 수렴할 때까지 반복적으로 연산하는 Iterative IA 알고리즘을 다음과 같이 제안한다.

Iterative IA 알고리즘

1단계 : \mathbf{W}_i 초기화 : 각 기지국 별로 $\mathbf{w}^{[ik]}$, $\forall i, k$ 는 임의의 단위 벡터로 구성한다.

2단계 : $\mathbf{W}_i, \mathbf{U}_i, \forall i$ 의 반복 연산

1) i 번째 기지국에서는 수식 (15)을 바탕으로 \mathbf{U}_i 를 연산한다. 이 때, 연산된 \mathbf{U}_i 를 수식 (16)에 대입하여 \mathbf{W}_i 를 계산한다.

2) i 번째 기지국에서 j 번째 기지국으로 \mathbf{W}_i 에 대한 정보를 전달한다. 마찬가지로 j 번째 기지국에서도 i 번째 기지국으로 연산된 \mathbf{W}_j 의 정보를 교환한다.

3) \mathbf{W}_i 와 \mathbf{U}_i 가 수렴할 때 까지 1)과 2)의 과정을 반복한다.

3단계 : 해당 사용자에게 빔형성 벡터의 궤환 및 데이터 전송

i 번째 기지국에서는 궤환 채널을 통해 i 번째 셀의 k 번째 사용자에게 $\mathbf{w}^{[ik]}$ 를 전달한다. 그리고 k 번째 사용자는 빔형성 벡터 $\mathbf{w}^{[ik]}$ 를 통해 i 번째 기지국에 $s^{[ik]}$ 를 전송한다.

4-2 IA 기반의 사용자 스케줄링 기법

앞서 제시한 사용자와 기지국 간의 채널 이득을 이용한 Iterative IA 기법뿐만 아니라, 각 셀 당 다수의 사용자가 존재하는 환경에서는 요구 신호의 세기를 최대화 할 수 있는 K 명의 사용자를 우선적으로 스케줄링 함으로써 다중사용자 다양성 (Multiuser diversity)을 통한 전송률의 향상을 도모할 수 있다. 기존의 단일 셀 환경에서의 송수신기 설계 및 사용자 스케줄링 기법은 셀 내의 사용자 간의 간섭 제어 및 다중사용자 다양성 이득을 통한 전송률의 최대화에 초점을 맞추었다[9]. 하지만 다중 셀 환경에서는 인접 셀에 의한 ICI의 영향으로 인하여 심각한 성능 저하가 발생한다.

본 장에서는 셀 간 그리고 셀 내부의 사용자 간 간섭은 IA 기반 송수신기의 설계로 제어하고, 동시에 각 셀 별로 채널 이득이 큰 사용자들을 우선적으로 선택하는 스케줄링 기법을 제시함으로써 다중사용자 다양성 이득을 얻고자 한다. 즉, 각 셀 당 다수의 $\mathbf{K}_T = \{1, \dots, K_T\}$ 명의 사용자가 존재할 때 ($K_T > K$), 사용자와 해당 기지국 사이의 채널 이득을 고려하여 아래와 같은 기준으로 i 번째 셀에서 K 명의 사용자들을 선택하는 스케줄링 기법을 제시한다.

$$\mathbf{K}_s = \text{argmax}_K \{ \|\mathbf{H}_i^{[i1]}\|, \dots, \|\mathbf{H}_i^{[iK_T]}\| \} \quad (17)$$

여기서 argmax_K 는 총 K_T 명의 사용자들 중 가장 큰 채널 놈을 갖는 K 사용자들의 색인(Index)를 나타내고 $|K_{S_i}| = K$ 이다. 선택된 사용자들에 대하여 D-IA 및 Iterative IA 기법을 적용할 때, 다음과 같이 사용자 선택 및 데이터 전송이 이루어진다.

IA 기반의 최대 채널 놈 기반 사용자 스케줄링

1단계 : i 번째 기지국에서의 K_{S_i} 사용자 선택
 각 기지국 별로 추정된 채널 정보 $\{H_i^{[i1]}, \dots, H_i^{[iK_T]}\}$ 를 통해 수식 (17)을 통해 K_{S_i} 사용자들을 선택한다.

2단계 : $W_i, U_i, \forall i$ 연산

D-IA 및 Iterative IA 기법을 통해 K_{S_i} 에 대하여 W_i 및 U_i 를 계산한다.

3단계 : 해당 사용자에 빔형성 벡터 궤환 및 데이터 전송

i 번째 기지국에서는 궤환 채널을 통해 i 번째 셀의 $K_{S_i}(k)$ 번째 사용자에게 $w^{[iK_{S_i}(k)]}$ 를 전달한다. 그리고 $K_{S_i}(k)$ 번째 사용자는 빔형성 벡터 $w^{[iK_{S_i}(k)]}$ 를 통해 i 번째 기지국에 $s^{[iK_{S_i}(k)]}$ 를 전송한다.

V. 시뮬레이션 결과 및 성능 비교

본 장에서는 주어진 B 비트 궤환 채널에서 R-IA 기법과 제안된 D-IA 기법의 합 전송률을 SNR 크기에 따라 비교하였다. 그림 2는 각 셀 별 사용자의 수가 $K=3$ 이고 $M=4$ 인 안테나를 가지는 셀룰러 시스템에서 궤환 비트가 $B=4, 6, 8$ 로 할당될 때의 성능을 나타내었다. 실험 결과를 통해 궤환 비트가 증가함에 따라 합 전송률은 CSI 가 완벽한 환경에서의 합 전송률에 접근함을 확인할 수 있다. 하지만 P 가 증가함에 따라 전송률의 증가 급격하게 둔화되는데, 이는 잔여 간섭에 의한 전송률 손실이 수식 (11) 및 (12) 와 같이 P 에 로그 함수 형태로 증가하기 때문이다. 또한, 그림 2의 실험 결과를 통해 제안된 D-IA 기법은 기존의 R-IA 기법과 비교하여 같은 궤환 비트 환경에서 항상 높은 성능 향상을 보인다.

표 2에서는 수식 (14)에서 분석된 궤환 비트의 이득을 실험을 통해 증명하였다. $K=2, M=3$ 그리고 $K=3, M=4$ 인 시스템 환경에서 B_D 비트 궤환 채널을 사용한 D-IA의 평균 합 전송률이 $(B_D + 1.5)$ 비트의 궤환 채널을 사용한 R-IA의 평균 전송률과 거의 일치함을 확인할 수 있다. 이때 R-IA의 성능은 $(B_D + 1)$ 비트와 $(B_D + 2)$ 비트 궤환 채널에서의 합 전송률의 평균치로 나타내었다.

그림 3에서는 Iterative IA 및 D-IA의 성능을 비교하였다. $K=2, M=3$ 그리고 $K=3, M=4$ 인 환경에서 각각 $B=2$ 그리고 $B=4$ 비트인 궤환 채널 환경 고려하였고, 낮은 SNR 영역에서는 Iterative IA 기법이 D-IA 기법에 비하여 우수한 성능 향상을 나타냄을 확인할 수 있다. 반면, SNR이 증가함에 따라 잔여 ICI의 영향이 시스템 성능에 크게 작용하기 때문에 D-IA의 합 전송률이 Iterative IA의 합 전송률에 점차 접근함을 확인할 수 있다.

그림 4에서는 IV.2에서 설명된 스케줄링을 고려한 Iterative IA 그리고 D-IA 기법과, 사용자와 해당 기지국 사이의 채널에서 최대 고유값을 가지는 방향으로 빔을 형성하는 MRT(Maximum Ratio Transmission) 기법을 비교하였다(단, SNR=10dB). 그림에서와 같이 사용자의 수가 증가함에 따라 다중사용자 다양성에 의한 성능 이득을 확인할 수 있고 특히, Iterative IA 및 D-IA 경우는 효율적인 ICI 제어를 수행하기 때문에, 단순히 요구 채널의 이득을 최대화 하는 MRT 기법에 비하여 더 높은 합 전송률을 제공한다.

표 1. $B_R = B_D + 1.5$ 비트 궤환 채널에서의 R-IA 와 D-IA의 합 전송률 비교

Table 1. Comparison of sum-rate between R-IA and D-IA in $B_R = B_D + 1.5$ bit feedback channel.

(M,K,B) \ SNR(dB)	0	10	20	30
D-IA, (3, 2, 4)	3.08	8.05	11.17	12.07
R-IA, (3, 2, 5.5)	3.08	8.01	11.02	11.96
D-IA, (4, 3, 6)	4.56	11.64	15.70	16.84
R-IA, (4, 3, 7.5)	4.60	11.79	16.01	17.01

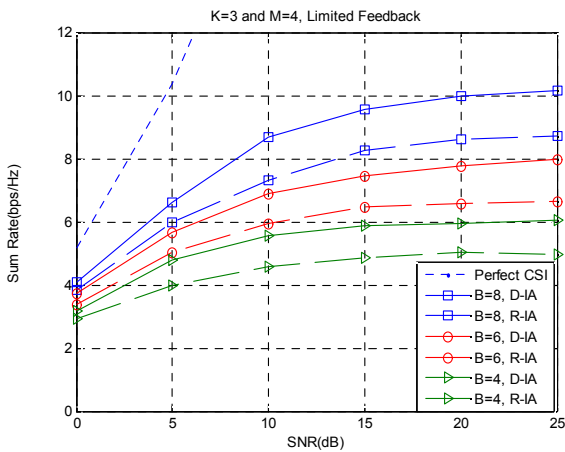


그림 2. $M=4, K=3$ 환경에서의 R-IA 와 D-IA의 합 전송률 비교 ($B=4,6,8$)

Fig. 2. Comparison of sum-rate between R-IA and D-IA in $M=4, K=3$. ($B=4,6,8$)

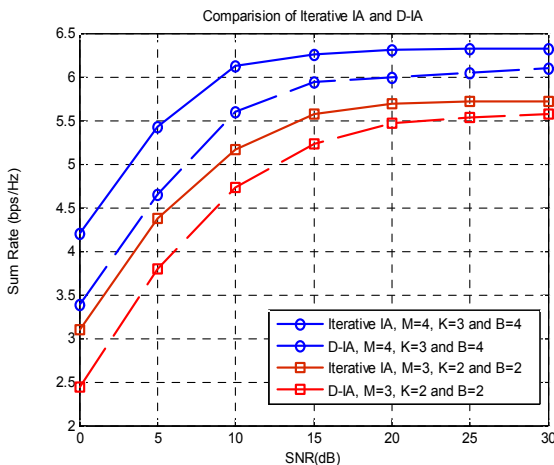


그림 3. 제한된 궤환 채널에서의 반복적 IA 와 D-IA의 합 전송률 비교

Fig. 3. Comparison of sum-rate between iterative IA and D-IA in limited feedback.

VI. 결 론

본 논문에서는 제한된 궤환 채널 기반의 상향링크 MIMO 셀룰러 시스템을 고려하였고, 이 때 발생하는 잔여 ICI 의 세기를 최소화 하는 방향으로 참조 벡터를 설계하는 지향성 IA 알고리즘을 제안하였다. 제안된 IA 기법은 임의로 참조 벡터를 설정하여 ICI를 정렬하는 기존의 셀룰러 IA 방식과 비교하여 높은 SNR 영역에서 큰 성능 향상을 보임을 이룬

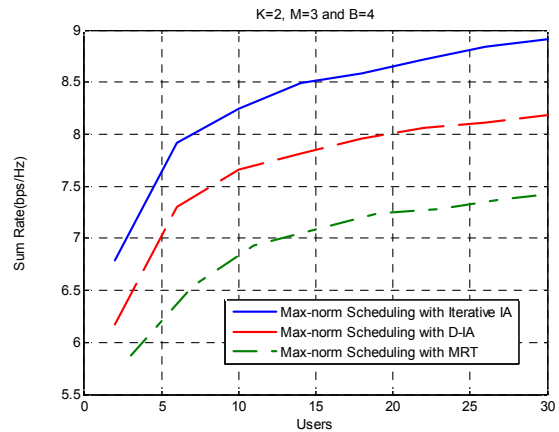


그림 4. 반복적 IA, D-IA 그리고 MRT 기법과 결합된 최대 채널 용 기반의 스케줄링의 합 전송률 비교

Fig. 4. Comparison of sum-rate in max-norm scheduler with iterative IA, D-IA and MRT scheme

적 분석 및 실험을 통해 확인하였다.

또한, 잔여 ICI의 최소화 뿐 만 아니라 기지국과 사용자 간의 요구 신호 세기의 증가도 동시에 고려하는 반복적 연산 구조의 IA 알고리즘을 제안하였고 실험 결과를 통해 잔여 ICI 만을 최소화 하도록 설계된 지향성 IA 기법과 비교하여 낮은 SNR 영역에서 더욱 우수한 성능 향상을 나타냄을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference alignment and the degrees of freedom for the K user interference channel," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.
- [2] C. M. Yetis, T. Gou, S. A. Jafar and A. H. Kayran, "On feasibility of interference alignment in MIMO interference networks," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 58, no. 9, pp. 4771-4782, Sept. 2010.
- [3] K. Gomadam, V. Cadambe, and S. Jafar, "Approaching the capacity of wireless networks through distributed interference alignment," in *Proc., IEEE GLOBECOM*, Dec. 2008.
- [4] J. Thukral and H. Bolcskei, "Interference alignment with limited feedback," in *Proc., IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, June. 2009.
- [5] C. Suh and D. Tse, "Interference alignment for cellular

networks," in *Proc., Allerton Conf. on Comm., Cont., and Comp.*, Sept. 2008.

- [6] C. Suh, M. Ho and D. Tse, "Downlink Interference Alignment," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 59, no. 9, pp. 2616-2626, Sept. 2011.
- [7] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 52, no.11, pp. 5045-5060, Nov. 2006.
- [8] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [9] T. Yoo, N. Jindal and A. Goldsmith, "Multi-Antenna Downlink Channels with Limited Feedback and User Selection," *IEEE Journal Sel. Areas in Commun.*, vol. 25, no. 7, pp. 1478-1491, Sept. 2007.
- [10] Y. Li, L. Zhang, L. J. Cimini, and H. Zhang, "Statistical analysis of MIMO beamforming With co-channel unequal-power MIMO interferers under path-loss and Rayleigh fading," *IEEE Trans. on Signal. Process.*, vol. 59, no. 8, pp. 3738-3748, Aug. 2011.
- [11] S. Cho, K. Huang, H. Seo and D. Kim, "Interference Alignment for Uplink Cellular Systems with Limited Feedback," *IEEE Comm. Lett.*, vol 16, no. 7, pp. 960-963, Jul. 2012.

조 성 윤 (趙盛胤)



2006년 2월 : 연세대학교 전기전자 공학과(공학사)

2008년 2월 : 연세대학교 전기전자 공학과(공학석사)

2008년 3월~현재: 연세대학교 전기 전자공학과 박사과정

관심분야: 다중 사용자 MIMO, interference alignment, 다중 셀

협력 통신, 소형 셀 네트워크

장 진 영 (張眞榮)



2009년 2월 : 연세대학교 전기전자 공학과(공학사)

2009년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 석박사 통합과정
관심분야 : MIMO, interference management, 협력 통신

김 동 구 (金東九)



1983년 2월 : 한국항공대학교 통신 공학과(공학사)

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: 4세대 이동통신, 협력 MIMO 기술, 간섭 정렬 (Interference Alignment), 압축 센싱 (Compressive Sensing), 차세대 에너지 효율 무선 시스템 기술