

제한된 피드백을 사용하는 결합 전송 공간 분할 다중 접속 기술을 위한 코드북 설계와 집중 스케줄링

Codebook Design and Centralized Scheduling for Joint Transmission SDMA with Limited Feedback

문 철

Cheol Mun

요 약

본 논문에서는 협력 무선 통신 시스템의 순방향 링크에서, 각 이동국의 제한된 피드백 정보를 이용하여, 인접한 다수의 기지국들에서 동시에 코히어런트(coherent)하게 하나의 이동국에 데이터를 전송하는 결합 전송 공간 분할 다중 접속(Joint Transmission Space Division Multiple Access: JT-SDMA) 기술을 제안한다. JT-SDMA 기술을 위해, 공간상관도가 높은 각 collaborative base transceiver station(C-BTS)의 하향 링크 채널과 공간상관도가 낮은 다른 C-BTS들 간의 하향 링크 채널 특성에 적합한 unitary precoding 행렬 코드북을 디자인하였다. 또한, 제안하는 JT-SDMA 기술에서, 각 이동국의 제한된 피드백 정보량을 이용하여 다중 사용자 다이버시티 이득을 증가시키는 클러스터에서 수행되는 집중 스케줄링 기술을 제안하였다. 시뮬레이션의 통해 JT-SDMA 기술이 제한된 피드백 정보량을 이용하여, 다중 사용자 다이버시티 오더가 충분하지 않은 환경에서 셀 간 간섭을 효과적으로 억제하여, 클러스터 전송 용량을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

Abstract

In this paper, joint transmission space division multiple access(JT-SDMA) scheme is proposed to mitigate inter-cell interference(ICI) in cooperative wireless communications system with limited feedback. We propose a systematic design method for a codebook consisting of a finite number of unitary matrices suitable for network multiple-input multiple-output(MIMO) channel characteristics. A centralized cluster scheduling scheme is proposed to both mitigate ICI and maximizes multiuser diversity gain with limited feedback. It is shown that the proposed JT-SDMA scheme outperforms a existing coordinated SDMA scheme even in wireless network environments where sufficient multiuser diversity order can not be provided through efficient ICI mitigation.

Key words : Network MIMO, Joint Transmission SDMA, Coordinated SDMA, Limited Feedback

I. 서 론

무선 데이터 트래픽의 급증에 대응하기 위해 무

선통신 시스템의 전송 용량을 개선하기 위한 다양한 통신 기술들이 개발되고 있다. 최근 Long Term Evolution(LTE)와 mobile WiMAX에서는 multiple-input mul-

「본 연구는 삼성전자 지원과 방송통신위원회의 지원을 받는 방송통신 원천기술개발사업의 연구 결과로 수행되었음(KCA-2012-12-911-01-108).」

국립한국교통대학교 정보통신공학과(Department of Information and Communications Eng., Korea National University of Transportation)

· Manuscript received August 9, 2012 ; Revised September 4, 2012 ; Accepted September 5, 2012. (ID No. 20120809-093)

· Corresponding Author : Cheol Mun (e-mail : chmun@ut.ac.kr)

multiple-output(MIMO)와 orthogonal frequency division multiple access(OFDMA) 기술을 사용하여 단일 셀에서의 전송 용량을 개선시키고 있다. 특히, MIMO 기술에서는 제한된 피드백 정보량을 이용하는 공간 분할 다중 접속(space division multiple access, SDMA) 기술이 핵심 MIMO 기술로써 개발되었다. 그러나, 다중 셀 네트워크(multi-cell network)의 전송 용량의 관점에서, MIMO와 OFDMA 기술은 다중 셀 네트워크의 이론적인 전송 용량에 근접하지 못하는데, 이는 주로 셀 간 간섭(inter-cell interference, ICI) 때문이다. 셀 간 간섭을 억제하기 위해서는, 인접하는 base transceiver station(BTS) 간 coordination을 통해 셀 간 간섭을 억제하는 기술이 필요하다^{[1],[2]}. 개념적으로 SDMA 기술과 같은 단일 셀 MIMO 기술을 다수의 셀 확장하는 기술이 필요하다^{[3],[4]}.

최근 LTE-Advanced에서는 다수의 셀로 확장된 SDMA 기술, 즉 coordinated multi-point(COMP)에 대한 연구를 진행하고 있다^{[5],[6]}. LTE-Advanced에서는 하향 링크 COMP 기술은 크게 협력 스케줄링/빔성형(coordinated scheduling/beamforming) 기술과 결합 전송(joint transmission) 기술로 분류한다. 협력 스케줄링 기술에서 각 access terminal(AT)의 데이터는 serving 셀에서만 전송되고, 셀 간 간섭을 억제하도록 스케줄링과 빔성형이 셀 간 협력을 통해서 수행된다.

결합 전송 기술은 한 AT의 데이터가 다수의 셀에서 코히어런트(coherent)하게 전송되는 기술이다. 현재까지, 하향 링크 COMP에서의 결합 전송에 대한 연구는 주로 빔성형 기술을 위주로 진행되었다^{[7]~[9]}. 기존 결합 전송에 의한 COMP 빔성형 기술들은 다수의 셀에서 사용할 결합 빔성형 가중치 결정을 위해 상당한 채널 정보 피드백과 연산량을 필요로 하는 단점이 있다. 따라서, 실제 시스템에서 적용될 수 있는 제한된 양의 피드백과 그에 따른 스케줄링 기법은 제안되지 않았다.

한편, 협력 스케줄링을 통해 셀 간 간섭을 억제하는 다수의 셀에 대한 협력 SDMA(coordinated SDMA, C-SDMA) 기술이 제안되었다^[10]. C-SDMA 기술은 각 셀에서 비코히어런트(noncoherent)하게 독립적으로 다수의 AT들에게 동시에 데이터를 전송하면서, 다수의 인접 셀들로 구성된 클러스터 별 집중 스케줄링에 의해 셀 간 간섭을 억제한다.

이러한 C-SDMA 기술보다 약간 많은 양의 피드백 정보량을 이용하여 다수의 셀에서 코히어런트하게 전송 가중치를 결정하는 결합 전송 기반 SDMA 기술(JT-SDMA)을 사용할 경우, 추가적인 셀 간 간섭 억제에 의한 용량 개선이 기대된다. 따라서, 이를 위해 제한된 피드백 정보를 이용하는 JT-SDMA 기술이 요구되며, 이를 위한 precoder 코드북 디자인과 집중 스케줄링 기술 개발이 필요하다.

본 논문에서는 제한된 피드백 정보량을 사용하는 협력 무선 통신 시스템에서 인접한 다수의 BTS들에서 동시에 코히어런트하게 하나의 AT에 데이터를 전송하는 JT-SDMA를 위한 precoder 코드북과 이에 기반한 집중 스케줄링 기술을 제안한다. 시뮬레이션을 통해 제안하는 JT-SDMA 기술이 약간의 피드백 정보량의 증가를 바탕으로 C-SDMA 기술보다 높은 시스템 전송 용량을 제공할 수 있음을 보인다.

II. 시스템 모델

각 셀의 BTS는 n_T 개의 송신 안테나를 사용하고, 모든 AT는 n_R 수신 안테나를 사용하며, 인접한 2개의 collaborative BTS(C-BTS)로 이루어진 순방향 링크 클러스터에 K 개 AT가 분포하고 있다고 가정한다. 설명을 위해 2개의 C-BTS로 이루어진 클러스터를 고려하지만, 제안한 기술은 임의의 개수의 C-BTS로 구성된 클러스터로 확장 가능하다.

\mathbf{x} 를 2개의 C-BTS들의 총 $2n_T$ 개의 송신 안테나를 통해 동시에 최대 $2n_T$ 개의 AT들에게 전송되는 $2n_T \times 1$ 데이터 심볼 벡터, \mathbf{y}_k 는 k 번째 AT의 $n_R \times 1$ 수신 신호 vector 라고 하고, 주파수 비선택적 페이딩을 가정하면 수신 신호는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= [\gamma_{k,1} \mathbf{H}_{k,1} \gamma_{k,2} \mathbf{H}_{k,2}] \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \\ &= \gamma_k [\alpha_{k,1} \mathbf{H}_{k,1} \alpha_{k,2} \mathbf{H}_{k,2}] \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \\ &= \gamma_k \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $\gamma_{k,m}$ 는 m 번째 C-BTS로부터 k 번째 AT로의 평균 SNR, γ_k 는 $\{\gamma_{k,m}\}_{m=1,2}$ 의 평균값이며, $\alpha_{k,m} = \gamma_{k,m}/\gamma_k$ 이다. $\mathbf{H}_{k,m}$ 는 m 번째 C-BTS로부터 k 번째 AT로의 $n_R \times n_T$ 복소 채널 행렬을 나타내며, $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 2개 C-BTS들로부터 k 번째 AT로의 $n_R \times 2n_T$ 클러스터 채널 행렬이며, \mathbf{n}_k 는 $n_R \times 1$ AWGN 벡터를 나타낸다. 또한, \mathbf{F} 는 \mathbf{x} 를 joint precoding하기 위한 $2n_T \times$

$2n_T$ 송신 precoding 행렬이다.

JT-SDMA의 채널 환경은 동일 C-BTS의 송신 안테나들로부터의 한 AT로의 채널은 공간 상관도가 높지만, 다른 C-BTS들의 송신 안테나들로부터의 한 AT로의 채널 간은 상관도가 없는 채널 특성, 즉 공간 상관도가 높은 채널 환경과 공간 상관도가 없는 채널 환경이 혼재된 채널 특성을 가진다.

$\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 특성을 물리적으로 고찰하기 위해 잠시 AT의 수신 안테나 수가 하나인 경우를 가정하면 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 랭크(rank)는 1이 되므로, 최대 특이 벡터(singular vector), $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{v}_{k,\max} = [g_{k,1}\mathbf{h}_{k,1}g_{k,2}\mathbf{h}_{k,2}] \quad (2)$$

여기서, $n_R \times 1$ 크기의 $\mathbf{h}_{k,m}$ 은 m 번째 C-BTS부터 k 번째 AT로의 하향 링크 채널이며, 동시에 최대 특이 벡터를 나타내고, $g_{k,m}$ 은 복소 가우시안 랜덤 변수로서 $\sqrt{g_{k,1}^2 + g_{k,2}^2} = 1$ 이다.

식 (2)에서 클러스터 하향 링크 채널의 최대 특이 벡터 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 는, 복소 가우시안 랜덤 변수들이 각각 곱해진 2개의 $\mathbf{h}_{k,m}$ 들이 서브벡터(subvector)로 구성된다. 즉, $1 \times 2n_T$ 의 크기의 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 는 2개의 $1 \times n_T$ 크기의 각 C-BTS에서 해당 AT로의 최대 특이 벡터 $\mathbf{h}_{k,m}$ 과 그에 각각 곱해지는 복소 가우시안 랜덤 변수 $g_{k,m}$ 로 나누어 나타낼 수 있다. 복소 가우시안 랜덤 벡터 $\mathbf{g}_k = [g_{k,1}g_{k,2}]$ 는 공간 상관도가 없는 C-BTS 간의 하향 링크 채널의 특이 벡터를 나타낸다.

현재, LTE에서는 각 BTS에서 unitary precoding 행렬의 직교하는 송신 가중치 벡터들을 이용하면서 동시에 전송되는 스트림들 간 간섭이 최소화 되도록, 동시에 전송되는 AT들을 스케줄링하는 SDMA 기술이 표준화 되어 있다. 이를 위해 미리 정의된 다수의 unitary 행렬들로 구성된 precoder 코드북에서, 각 AT는 하향 링크 최대 singular 벡터를 가장 근사화 하는 벡터를 코드북에서 선택하여 BTS로 피드백한다.

단일 셀 SDMA를 JT-SDMA로 확장하기 위해서는 동시에 데이터 전송을 위해 사용되는 $2n_T$ 개의 송신 가중치들이 서로 orthonormal하고, 각 가중치 벡터들은 각 AT의 하향 링크 최대 특이 벡터 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 들을 근사화 해야 한다. 따라서, JT-SDMA를 위해서는 $2n_T \times 2n_T$ 크기의 다수의 unitary 행렬들로 구성된

precoding 행렬 codebook이 필요하다. 더구나, codebook은 JT-SDMA 기술이 운용되는 채널 특성에 적합하도록 디자인되어야 한다.

III. JT-SDMA를 위한 Precoder Codebook 디자인

JT-SDMA를 위한 G 개의 $2n_T \times 2n_T$ 크기의 클러스터 unitary 행렬, $\{\mathbf{F}_g\}_{g=1,\dots,G}$ 로 구성된 클러스터 precoding 행렬 codebook F 를 디자인한다.

$$F = \{\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_G\} \quad (3)$$

여기서, F 를 구성하는 각 unitary 행렬의 $2n_T$ 개의 컬럼 벡터들은 클러스터 하향 링크 채널 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 최대 특이 벡터 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 를 근사해야 한다. 즉, 식 (2)와 같이 공간 상관도를 갖는 각 BTS별 채널 행렬의 최대 특이 벡터에 복소 가우시안 랜덤 변수들이 각각 곱해져서 서브벡터로 구성되어, $2n_T \times 1$ 의 크기의 컬럼 벡터 형태가 되도록, 각 unitary precoding 행렬의 컬럼 벡터들이 디자인되어야 한다.

본 논문에서는, 위와 같은 두 가지 조건을 동시에 만족시키는 unitary precoding 행렬의 형태를 다음과 같이 제안한다. 클러스터 내의 C-BTS수, M 이 2인 경우를 예로써 설명한다.

$$\mathbf{F}_g = \begin{bmatrix} g_{1,1}^d \mathbf{S}_x & g_{1,2}^d \mathbf{S}_x \\ g_{2,1}^d \mathbf{S}_y & g_{2,2}^d \mathbf{S}_y \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서, $\{\mathbf{S}_m\}_{m=x,y} \in F_{single}$ 이며, 단일 셀 unitary precoding 행렬 codebook F_{single} 은 L 개의 $n_T \times n_T$ 크기의 unitary 행렬들로 구성되며, 각 행렬에 속하는 $n_T \times 1$ 크기의 벡터들은 공간 상관도가 있는 개별 C-BTS 하향 링크 채널의 최대 특이 벡터들을 모사하도록 한다. 본 논문에서는 단일 셀 unitary precoding 행렬 codebook으로 현재 3GPP LTE에 채택되어 DFT(Discrete Fourier Transform) precoder codebook^[11]을 고려한다.

식 (4)에서 단일 셀 unitary precoding 행렬들에 각각 곱해지는 복소 변수들을 원소로 하는 행렬 \mathbf{G}_d 는 다음 식 (5)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{G}_d = \begin{bmatrix} g_{1,1}^d & g_{1,2}^d \\ g_{2,1}^d & g_{2,2}^d \end{bmatrix} = [\mathbf{g}_1^d \mathbf{g}_2^d] \quad (5)$$

식 (5)에서 동일 컬럼에 속하는 복소 변수들로 구성되는 M 개의 $M \times 1$ 크기 컬럼 벡터 $\{\mathbf{g}_m^d\}_{m=1, \dots, M}$ 는 상관되지 않은(uncorrelated) M 개의 C-BTS들 간의 하향 링크 채널의 최대 특이 벡터들을 모사하면서 서로 orthonormal 해야 한다. 이와 같은 특성을 가지는 D 개의 $M \times M$ unitary 행렬로 구성된 결합(juncture) precoding 행렬 codebook $F_{junct} = \{\mathbf{G}_1, \dots, \mathbf{G}_D\}$ 를 디자인한다. 이를 위해서는 F_{junct} 를 구성하는 각 unitary 행렬 \mathbf{G}_d 에 속하는 $M \times 1$ 크기의 벡터들은 M -dimensional unit sphere에서 isotropic 분포를 갖도록 디자인되어야 하며, 이를 위해 기존의 random vector quantization(RVQ) 방식에 의해 디자인된 unitary 행렬 codebook이나 IEEE802.16e에 채택된 Grassmannian codebook을 사용할 수 있다.

구체적으로, 각각 2개의 송신 안테나를 사용하는 2개의 C-BTS로 구성된 클러스터 환경에서 단일 셀 용 precoding 행렬 codebook으로 DFT codebook $F_{single} = \{\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2\}$ 을, 결합 행렬 codebook으로 Grassmannian codebook $F_{junct} = \{\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2\}$ 를 사용할 경우, 제안하는 JT-SDMA를 위한 클러스터 precoding 행렬 codebook F 는 다음 식 (6)과 같이 8개의 4×4 크기를 갖는 unitary 행렬들로 구성된다.

$$F = \left\{ \mathbf{G}_1 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_1 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_1 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \\ \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \end{bmatrix}, \right. \\ \left. \mathbf{G}_1 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \\ \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_2 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_2 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}, \right. \\ \left. \mathbf{G}_2 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \\ \mathbf{E}_1 & \mathbf{E}_1 \end{bmatrix}, \mathbf{G}_2 \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \\ \mathbf{E}_2 & \mathbf{E}_2 \end{bmatrix} \right\} \quad (6)$$

여기서, \oslash 연산은 다음과 같이 정의된다.

$$A \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & \mathbf{B}_{12} \\ \mathbf{B}_{21} & \mathbf{B}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \oslash \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & \mathbf{B}_{12} \\ \mathbf{B}_{21} & \mathbf{B}_{22} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} a_{11}\mathbf{B}_{11} & a_{12}\mathbf{B}_{12} \\ a_{21}\mathbf{B}_{21} & a_{22}\mathbf{B}_{22} \end{bmatrix} \quad (7)$$

다른 예로서, 각 C-BTS가 하나의 송신 안테나를 사용하는 2개의 C-BTS로 구성된 클러스터 환경에서, JT-SDMA용 unitary precoding 행렬 codebook은 $F = \{\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2\}$ 와 같이 결정된다. 이 codebook을 이용하여, 각각 하나의 송신 안테나를 갖는 2개의 C-BTS들이 C-BTS간 코히어런트 송신 가중치를 이용하여 동시에 2개의 AT들에게 데이터를 전송할 수 있다.

이 때, 두 C-AT들 간의 ICI는 BTS별로 독립적으로 두 개의 AT들 전송하는 non-collaborative 데이터 전송 경우 보다 상당히 줄어든다.

제안하는 JT-SDMA를 위한 unitary precoding 행렬 codebook은 단일 셀 SDMA용 codebook을 클러스터 수준으로 확장한 것으로, 현재 3GPP LTE에 채택된 단일 셀 SDMA용 codebook을 그대로 사용할 수 있다는 장점이 있다.

IV. JT-SDMA를 위한 채널상태정보 피드백 및 집중 스케줄링

각 AT가 클러스터 내의 2개의 C-BTS들로부터 각각 하향 링크 채널 $\{\mathbf{H}_{k,m}\}_{m=1,2}$ 을 추정하고, 각 행렬의 최대 특이 벡터 $\{\mathbf{v}_{k,m}\}_{m=1,2}$ 를 각각 구한다. 또한, 식 (1)의 클러스터 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 를 추정하고, $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 최대 특이 벡터 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 를 구한다.

각 AT는 최대 특이 벡터 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 에 가장 근접한 벡터를 JT-SDMA를 위한 unitary precoding 행렬 codebook F 에서 선택하고, 이를 피드백한다. 먼저, 단일 셀 unitary precoding 행렬 codebook F_{single} 에서, 각 AT에서 추정된 m 번째 C-BTS의 최대 특이 벡터 $\{\mathbf{v}_{k,m}\}_{m=1,2}$ 를 가장 정확히 모사하는 벡터를 선택하고, 이를 m 번째 C-BTS에 대한 precoding matrix indicator $PMI_{k,m}$ 와 rank indicator $RI_{k,m}$ 를 이용하여 m 번째 C-BTS로 피드백한다. 또한, M 개의 각 C-BTS별로 선택된 $\{PMI_{k,m}\}_{m=1,2}$ 와 $\{RI_{k,m}\}_{m=1,2}$ 가 가리키는 M 개의 벡터들과 식 (2)와 같이 최적 결합되어 $\tilde{\mathbf{v}}_{k,\max}$ 를 가장 정확히 모사하는 결합 벡터를 결합 precoding 행렬 codebook F_{junct} 에서 선택하고, 선택된 벡터가 속한 unitary precoding 행렬의 코드북 내의 index를 juncture matrix index (JMI_k)로 피드백하고, JMI_k 가 가리키는 행렬에서 선택된 벡터의 index를 juncture vector index (JVI_k)를 이용하여 피드백한다. 각 AT가 선택한 $\{PMI_{k,m}\}_{m=1,2}$, $\{RI_{k,m}\}_{m=1,2}$, JMI_k , 그리고 JVI_k 를 결합하면 식 (3)의 클러스터 precoding 코드북 F 의 한 컬럼 벡터를 선택하게 된다. 예로서, 클러스터 precoding 코드북 F 의 g^* 번째 unitary precoding 행렬 \mathbf{F}_{g^*} 의 n^* 번째 컬럼 벡터 \mathbf{f}_{g^*,n^*} 을 선택한다고 가정한다.

각 AT는 선택한 $2n_T \times 1$ 크기의 송신 가중치 벡터 \mathbf{f}_{g^*,n^*} 를 이용하여 2개의 C-BTS들이 결합 송신할 경우, 수신 가능한 SINR을 추정하고, 이를 CQI 정보로 변환하여 C-BTS들로 피드백한다. 수신 가능한 SINR을 추정할 경우에, 나머지 $2n_T - 1$ 개의 동시에 전송되는 심볼들은 g^* 번째 unitary precoding 행렬 \mathbf{F}_{g^*} 의 $2n_T$ 개의 컬럼 벡터들 중에서 n^* 번째 컬럼 벡터인 \mathbf{f}_{g^*,n^*} 을 제외한 나머지 $2n_T - 1$ 개의 컬럼 벡터들을 가중치로 사용한다고 가정한다. 이는 스케줄링을 통해 동시에 전송되는 $2n_T$ 개의 심볼들이 클러스터 precoding 코드북 F 에서 선택된 하나의 unitary precoding 행렬 \mathbf{F}_g 을 사용하도록 하기 때문이다. AT가 수신하는 수신 SINR은 다음과 같다.

$$\rho_{k,n^*} = \frac{|\mathbf{w}_k^H \widetilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{f}_{g^*,n^*}|^2}{\sum_{n=1, n \neq n^*}^{2n_T} |\mathbf{w}_k^H \widetilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{f}_{g^*,n}|^2 + \frac{1}{\gamma_k} |\mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_k|^2} \quad (8)$$

여기서, \mathbf{w}_k 은 k 번째 AT가 수신하는 신호 데이터에 대한 $n_R \times 1$ 수신 가중치 벡터이다.

각 AT는 선택한 가중치 정보 ($\{PMI_{k,m}\}_{m=1,2}$, $\{RI_{k,m}\}_{m=1,2}$, JMI_k , JVI_k)과 수신 가능 SINR 정보를 각 C-BTS를 통해 클러스터 스케줄러로 전송한다.

클러스터 스케줄러는 수집된 클러스터 내의 각 AT들의 가중치 정보와 수신 SINR 정보를 이용하여, 스케줄링 criterion을 최대화 하도록 클러스터가 사용할 클러스터 전송 모드(클러스터 precoding 코드북 F 에서 선택된 precoding 행렬)와 선택된 전송 모드로 데이터를 전송할 최대 Mn_T 개의 AT들을 선택한다.

먼저, 클러스터 스케줄러는 각 AT가 선택한 전송 모드별로 그룹핑을 한다. 동일 그룹에 속한 AT들은 클러스터 전송 모드를 공유할 수 있다. 즉, 동일 그룹에 속한 AT들에 대해서, C-BTS들은 해당 전송 모드의 precoding 행렬을 이용하여 데이터를 전송한다.

클러스터 스케줄러는 클러스터에 속한 모든 AT를 대상으로 하여 스케줄링을 수행한다. 클러스터 스케줄러는 클러스터에 속한 모든 AT들을 각 AT가 선택한 전송 모드에 따라 G 개의 그룹으로 나눈다.

전송 모드 별 G 개의 AT 그룹을 $\{S_g\}_{g=1,\dots,G}$ 라고 하면, 각 AT 그룹 별로 스케줄링을 수행한다. 각 그룹에서 사용하는 송신 모드의 $2n_T$ 개 송신 가중치를

이용하여 데이터를 전송할 최대 스케줄링 priority를 갖는 AT들을 선택한다. BTS는 다음 식 (9)와 같이 g 번째 전송 모드의 n 번째 송신 가중치를 이용하여 데이터를 전송할 $z_{g,n}^*$ 번째 AT를 선택한다.

$$z_{g,n}^* = \arg \max_{z=1,\dots,K_g, z \in S_g} priority(\widetilde{\rho}_{z,n}) \quad (9)$$

여기서, $priority(\widetilde{\rho}_{z,n})$ 는 g 번째 AT 그룹 S_g 에 속하는 z 번째 AT가, g 번째 전송 모드의 n 번째 송신 가중치를 통해 수신할 수 있는 SINR $\widetilde{\rho}_{z,n}$ 에 의한 스케줄링 priority를 결정하는 스케줄링 함수이다. 또한, $\widetilde{\rho}_{z,n}$ 는 z 번째 AT가 속한 BTS를 통해 클러스터 스케줄러에 피드백된 정보이다. 스케줄링 함수 $priority(\widetilde{\rho}_{z,n})$ 는 스케줄링 알고리즘에 의해 결정되는 함수로서, proportional fairness scheduling의 경우 $\widetilde{\rho}_{z,n}$ 에 의해 전송 가능한 순시 전송률을 평균 전송률로 나타낸 형태를 갖는다.

각 AT 그룹별로 $2n_T$ 개의 송신 가중치를 통해 데이터를 전송할 AT들이 선택되고, 선택된 AT들에 의한 각 그룹별 대표 스케줄링 priority pri_g 가 다음 식 (10)과 같이 결정된다.

$$pri_g = \sum_{n=1}^{2n_T} priority(\widetilde{\rho}_{z_{g,n}^*,n}) \quad (10)$$

클러스터 스케줄러는 각 그룹별 스케줄링 priority를 이용하여, 가장 큰 그룹 스케줄링 priority를 갖는 AT 그룹 S_{g^*} 을 선택한다.

$$S_{g^*} = \arg \max_{S_g, g=1,\dots,G} pri_g \quad (11)$$

선택된 AT 그룹 S_{g^*} 의 최대 $2n_T$ 개의 선택된 AT들이 해당 클러스터 전송 모드의 precoding 행렬 \mathbf{F}_{g^*} 를 사용하여 데이터를 전송한다.

V. 성능 분석

제안하는 JT-SDMA 기술의 성능을 비교 분석하기 위해, 2개의 C-BTS와 K 개의 AT들로 구성된 하나의 클러스터에서, 비협력 SDMA (non-coordinated SDMA, NC-SDMA) 기술, 즉 BTS별로 독립적으로 데이터를 전송할 n_T 개의 AT들과 precoding 행렬을 결

정하는 기존의 단일 셀 SDMA 기술과 제안하는 JT-SDMA 기술의 성능을 클러스터 전송 용량을 기준으로 비교 분석한다. 또한, 참고문헌 [10]에서 제안된 C-SDMA 기술과 제안하는 JT-SDMA 기술의 성능을 비교 분석한다. C-SDMA 기술은 각 셀에서 비 코히어런트하게 독립적으로 동시에 데이터를 전송할 n_T 개의 AT들을 결정하면서, 클러스터 별 집중 스케줄링에 의해 셀 간 간섭을 억제하도록 각 셀에서 사용할 precoding 행렬을 결정한다.

각 BTS의 송신 안테나 수 n_T 은 2이고, 안테나 간격이 0.5λ 이며, AT의 수신 안테나 수 n_R 은 2이고, 수신 안테나간 공간 상관도는 없다고 가정한다. 모든 K 개의 AT들은 2개의 C-BTS들로부터 평균 SNR 5 dB의 신호를 수신한다고 가정한다.

클러스터로부터 K 개의 AT들까지의 각 링크에서 MIMO 채널 계수를 10,000 번 발생시켜서 얻어진 클러스터의 throughput을 평균하여 성능 척도로 사용하였다. 채널 계수 발생 시, BTS의 송신단에서의 AOD (Angle of Departure)는 $(-30^\circ, 30^\circ)$ 내에서 균일하게 발생시켰다. 각 BTS와 AT간 하향 링크의 채널은 공간 상관도가 있는 MIMO 채널이며, BTS의 송신단에서의 공간상관행렬 R_T 는 선형 배열 안테나를 사용하며, angular spectrum이 AOD를 중심으로 5° 만큼 균일하게 분포하는 모델을 사용하여 구하였다^[12].

사용된 codebook은 단일 셀 SDMA 동작을 위해 2개의 DFT 행렬로 구성된 다음과 같은 코드북 $F_{single} = \{E_1, E_2\}$ 을 사용한다.

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, E_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix} \quad (12)$$

코드북 F_{single} 은 제안하는 JT-SDMA의 단일 셀 용 precoding 행렬 코드북으로 사용되며, 동시에 NC-SDMA와 C-SDMA를 위한 SDMA precoding 행렬 코드북으로 사용된다. 제안하는 JT-SDMA는 추가적으로 결합 precoding 행렬 코드북 F_{junct} 가 필요하며, F_{junct} 는 IEEE 802.16e 3bits Grassmannian codebook^[13]을 사용한다.

제안하는 JT-SDMA 기술은 클러스터 내에서 총 256개 또는 128개의 CQI 피드백을 K 개의 AT가 나누어서 사용한다고 가정한다. 즉, 각 AT는 $256/K$ 또는 $128/K$ 개의 CQI 피드백을 사용한다. NC-SDMA에

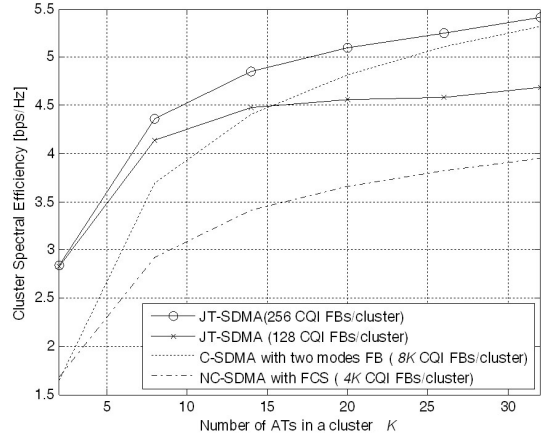


그림 1. JT-SDMA 기술의 cluster의 전송 용량
Fig. 1. Cluster capacity of joint transmit SDMA.

서 각 AT는 전송 모드별로 2개의 CQI를 전송하며, 총 2개의 전송 모드에 대해 4개의 CQI를 각 serving BTS로 전송하므로, 클러스터에서 총 4K개의 CQI 피드백을 사용한다. C-SDMA에서는 각 AT는 2개의 전송 모드의 4개 CQI를 클러스터 내의 2개 BTS로 전송하므로, 클러스터에서 총 8K개의 CQI 피드백을 사용한다. 각 CQI가 사용하는 가중치 벡터 인덱스를 피드백하기 위해, NC-SDMA와 C-SDMA는 각 CQI 별로 1비트의 PMI와 1비트의 RI 피드백을 사용하고, JT-SDMA는 추가적으로 F_{junct} 에서의 결합 벡터를 나타내기 위해 3비트의 JMI와 1비트의 JVI 피드백을 더 사용한다.

그림 1은 제안하는 JT-SDMA 기술의 클러스터 전송 용량을 C-SDMA, NC-SDMA와 비교한 결과를 보여준다. JT-SDMA는 낮은 K 에서는 C-SDMA 보다 높은 클러스터 전송용량을 보이다가, 높은 K 에서는 전송 용량이 C-SDMA보다 낮아짐을 관찰할 수 있다. 특히, 두 기술의 전송용량들 간의 교차점은 클러스터 내에서 동일한 CQI 피드백을 사용할 경우의 K 값임을 확인할 수 있다. 즉, JT-SDMA가 클러스터 당 128 CQI 피드백을 사용할 경우, C-SDMA는 약 K 가 약 15인 경우에 해당한다. 따라서, JT-SDMA는 낮은 K 에서는 추가적으로 사용하는 F_{junct} 의 JMI와 JVI 피드백을 이용하여, C-SDMA보다 셀 간 간섭을 더욱 효과적으로 억제함을 확인할 수 있다. 높은 K 환경, 즉 다중 사용자 다이버시티 오더가 충분할 경우, C-SDMA는 충분히 셀 간 간섭을 억제할 수 있도록

각 BTS에서 전송할 AT의 조합들을 선택할 수 있는 반면에, JT-SDMA는 전송 모드가 C-SDMA에 비해 3배가 많기 때문에 식 (9)의 전송 모드별 사용자 스케줄링 시에 낮은 다중 사용자 다이버시티 오더에 의한 용량 감소가 발생한다. 따라서, 시스템에서 허용되는 상향 링크 피드백 채널의 용량과 AT의 수에 따라, JT-SDMA 기술과 C-SDMA 기술 중에서 높은 시스템 용량을 제공하는 기술을 적응적으로 선택하여 높은 시스템 전송용량을 이룰 수 있음을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 협력 무선 통신 시스템의 순방향 링크에서, 다수의 기지국들이 코히어런트하게 하나의 AT에 데이터를 전송하는 JT-SDMA 기술을 위한 클러스터 코드북을 설계하고, 이에 기반한 집중 스케줄링 기술을 제안하였다. 제안한 JT-SDMA 기술이 제한된 피드백 정보량을 이용하여 셀 간 간섭을 효과적으로 억제하여, 클러스터 전송 용량을 향상시킬 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] P. Marsch, S. Khattak, and G. Fettweis, "A framework for determining realistic capacity bounds for distributed antenna systems", *Proc. IEEE Info. Theory Wksp. '06*, Chengdu, China, Oct. 2006.
- [2] M. K. Karakayali, G. J. Foschini, and R. A. Valenzuela, "Network coordination for spectrally efficient communications in cellular systems", *IEEE Wireless Commun.*, vol. 13, no. 4, Aug. 2006.
- [3] J. G. Andrews, W. Choi, and R. W. Heath Jr., "Overcoming interference in spatial multiplexing MIMO cellular networks", *IEEE Wireless Commun.*, vol. 14, no. 6, pp. 95-104, Dec. 2007.
- [4] R. Irmer, H. Droste, P. Marsch, M. Grieger, G. Fettweis, S. Brueck, H-P. Mayer, L. Thiele, V. Jungnickel, "Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results", *IEEE Communications Mag.*, vol. 49, no. 2, pp. 102-111, Feb. 2011.
- [5] 3GPP TR 36.913, "Requirements for further advancements for EUTRA (LTE-Advanced) (Release 8)", v8.0.1, Mar. 2009.
- [6] S. Brueck, L. Zhao, J. Giese, and M. Awais Amin, "Centralized scheduling for joint-transmission coordinated multi-point in LTE-advanced", *Proc. ITG/IEEE Wksp. Smart Antennas '10*, Bremen, Germany, Feb. 23-24, 2010.
- [7] Kyong-Hoe Kim, Jong-Ho Lee, Chang-Hoon Lee, Nam-Ryul Jeon, and Seong-Cheol Kim, "Coordinated beamforming with limited BS cooperation for multicell multiuser MIMO broadcast channel", in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, Apr. 2009.
- [8] H. Dahrouj, Wei Yu, "Coordinated beamforming for the multicell multi-antenna wireless system", *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, pp. 1748-1759, vol. 9, no. 5.
- [9] C. B. Chae, D. Mazzaresse, T. Inoue, and R. W. Heath, Jr., "Coordinated beamforming for the multiuser MIMO broadcast channel with limited feed-forward", *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 56, no. 12, pp. 6044-6056, Dec. 2008.
- [10] 문철, 정창규, "협력 공간 분할 다중 접속 기술을 위한 제한된 피드백과 스케줄링", 한국전자과학회논문지, 22(6), pp. 648-653, 2011년 6월.
- [11] C. Mun, "Quantized principal component selection precoding for spatial multiplexing with limited feedback", *IEEE Trans. on Comm.*, May 2008.
- [12] J. Salz, J. H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital wireless communications", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 1049-1057, Nov. 1994.
- [13] IEEE P802.16e/D6, Feb. 2005

문 철



1995년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1997년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

2001년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)

2001년 3월~2002년 2월: 삼성전자 네트워크 사업부 선임연구원

2003년 8월~현재: 국립한국교통대학교 정보통신공학과 교수

[주 관심분야] MIMO 시스템, 채널 모델링 등