

# 다중 사용자 MIMO-OFDMA 시스템에서 부분 제한 정보를 이용한 비례적 공정 스케줄링의 성능 분석

준회원 강민규\*, 변일무\*, 박진배\*, 종신회원 김광순\*<sup>o</sup>

## Performance Analysis of Proportional Fair Scheduling with Partial Feedback Information for Multiuser MIMO-OFDMA Systems

Mingyu Kang\*, Ilmu Byun\*, Jin Bae Park\* *Associate Members*,  
Kwang Soon Kim\*<sup>o</sup> *Lifelong Member*

### 요약

본 논문에서는 다중 사용자 다중 안테나-직교 주파수 분할 다중 접속 방식 (MIMO-OFDMA) 시스템에서 부분 제한 정보를 이용한 정규화된 신호 대 잡음비 기반 비례적 공정 스케줄링 (normalized SNR based proportional fair scheduling, NSNR-PFS)을 수행할 경우의 시스템 성능에 대하여 분석하였다. 선택적 부분 채널 품질 정보 제한 기법 (selective partial channel quality information feedback scheme, SPCQI)이 사용되었을 경우의 하향 링크 채널 용량의 정확한 식을 유도하고, 그것의 점근적 특성을 분석하였다. 이론적 성능 분석과 모의 실험을 통하여 사용자의 수와 상관없이 한정된 평균 제한량만을 이용하여 최적의 하향 링크 채널 용량 증가율을 얻을 수 있음을 보였다.

**Key Words** : OFDMA, MIMO, MIMO-OFDMA, Partial Feedback Information, Proportional Fair Scheduling

### ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of normalized SNR based proportional fair scheduling with partial feedback information for multiuser MIMO-OFDMA systems. The closed form expression on the downlink capacity of the selective partial CQI feedback scheme is derived and its asymptotic behavior is investigated. From the performance analysis and numerical results, it is found that the optimal growth rate of downlink capacity can be achieved with bounded average feedback overhead irrespective of the number of users.

### I. 서론

다중 안테나-직교 주파수 분할 다중 접속 방식 (multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiple access, MIMO-OFDMA)은 차세대 광대역 무선 통신의 핵심 기술로서 각광을 받고 있다. MIMO-OFDMA 기술은 주

파수 및 공간 영역에서 발생하는 채널을 다수의 병렬 부채널로 해석할 수 있게 해줌으로써 적응 변조와 부호화 (AMC) 기술, 적응 전력 할당 기술, 다중 안테나 기술 등<sup>[1-3]</sup>을 이용하여 높은 주파수 효율을 얻을 수 있다. 또한 다수의 사용자가 존재하는 경우에는 기지국이 각 부채널들을 채널 이득이 우수한 사용자에게 할당함으로써 다중 사용자 다양성

※ 이 논문은 2007년도 정부재원 (교육인적자원부 학술연구조성사업비)으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음 (KRF-2007-314-D00181).

\* 연세대학교 전기전자공학과 ({kangys8, dlfan, spacey2k, ks.kim}@yonsei.ac.kr)<sup>o</sup>: 교신저자

논문번호 : KICS2008-02-079, 접수일자 : 2008년 2월 12일, 최종논문접수일자 : 2008년 5월 26일

이득 (multiuser diversity gain)으로부터 얻어지는 시스템 성능 향상을 도모할 수 있다.

본 논문에서는 단일 셀 내에  $K$ 명의 사용자가 존재하고,  $N$ 개의 부채널로 구성된 다중 사용자 MIMO-OFDMA 시스템에서 각 사용자가 기지국과의 거리 차이로 인하여 서로 다른 평균 신호 대 잡음비 (SNR)를 갖는 경우를 고려하였다. 이 때 시스템의 처리율 (throughput)을 최대화하기 위한 스케줄링 (max-throughput scheduling)은 기지국으로부터 가까이 있는 사용자에게 대부분의 자원을 할당하여 비공정성을 유발하는 문제점을 갖고 있다. 이에 효율성 (efficiency)과 공정성 (fairness)을 동시에 만족시키기 위한 비례적 공정성 (proportional fairness)의 개념이 Kelly에 의해 처음 정의 되었고<sup>[4]</sup>, 이는 각 사용자의 평균 전송률 (rate)의 곱을 최대화함으로써 얻을 수 있다. 또한 다중 반송파 시스템 (multicarrier system)에서의 비례적 공정 스케줄링 (proportional fair scheduling, PFS)이 제안되었는데<sup>[5]</sup>, 이 기법은 최적의 사용자 선택 집합을 찾기 위한 복잡도가 매우 높고 ( $O(K^N)$ ), 이 기법을 사용하기 위해서는 기지국이 모든 사용자의 모든 부채널들의 채널 품질 정보 (channel quality information, CQI)에 대해 알아야 하기 때문에 과도한 궤환량을 요구하여 실제 시스템에 적용하기 힘든 문제점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 기지국이 정규화된 신호 대 잡음비 기반 비례적 공정 스케줄링 (normalized SNR based proportional fair scheduling, NSNR-PFS)<sup>[6][7]</sup>을 수행할 때의 시스템 성능에 대하여 분석하였다. NSNR-PFS는 본 논문의 모의 실험 결과에서 확인할 수 있듯이 모든 CQI 궤환 기법 (full CQI, FCQI)이 사용되는 경우 평균 윈도우 사이즈 (average window size)가 비교적 큰 경우에 본래의 PFS와 거의 동일한 비례적 공정성을 제공하며,  $O(KN)$ 의 비교적 낮은 복잡도로 수행할 수 있다. 게다가 NSNR-PFS를 효율적인 부분 궤환 기법과 함께 사용하면 상당한 양의 궤환량과 복잡도를 줄이면서 모든 궤환 정보를 이용할 경우의 성능과 비교해 크게 떨어지지 않는 하향 링크 성능을 얻을 수 있다.

본 논문에서는 궤환량을 줄이기 위한 방법으로 선택적 부분 CQI 궤환 기법 (selective partial CQI feedback, SPCQI)<sup>[8]</sup>이 사용되는 경우를 고려하였다. [8]에서는 단일 반송파 및 단일 안테나 시스템에서 SPCQI 기법이 NSNR-PFS와 함께 사용될 경우의 하향 링크의 채널 용량 (ergodic capacity)을 유도했

지만, 그 식이 너무 복잡할 뿐만 아니라, 사용자 수의 증가에 따른 점근적 특성을 분석하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 크기에 따라 정렬된 랜덤 변수들의 통계적 특성 (order statistics)을 바탕으로 MIMO-OFDMA에서 SPCQI 기법이 NSNR-PFS와 함께 사용될 경우의 채널 용량과 그것의 점근적 특성의 정확한 식을 유도한다. 또한 이론적 성능 분석 및 모의 실험을 통하여 사용자의 수와 상관없이 제한된 평균 궤환량만을 이용하여 최적의 하향 링크 채널 용량 증가율을 얻을 수 있음을 보인다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 기지국과  $K$ 명의 사용자가 동일한 개수 ( $N_a$ )의 안테나를 가지고 있고,  $N_s$ 개의 부반송파로 이루어진 다중 사용자 MIMO-OFDMA 시스템을 고려하였다. 한 부대역은  $N_c$ 개의 부반송파로 이루어져 있으며, 이 때 한 MIMO-OFDMA 심볼은  $N_b$ 개의 부대역과  $N_a N_b (= N)$ 개의 부채널로 이루어지게 된다.  $k$ 번째 사용자의  $n$ 번째 부반송파에서의 수신 신호 벡터  $\mathbf{y}_{k,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_{k,n} = D_k^{-\eta/2} \mathbf{H}_{k,n} \mathbf{x}_n + \mathbf{n}_{k,n}. \quad (1)$$

$\mathbf{x}_n \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 는  $n$ 번째 부반송파에서의 송신 신호 벡터이며,  $\mathbf{n}_{k,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 는 서로 독립이며 평균이 0이고 분산이  $P_n$ 인 복소 가우시안 (complex Gaussian) 랜덤 변수로 구성되는 잡음 벡터이다.  $D_k$ 는 기지국과  $k$ 번째 사용자와의 거리를 의미하며,  $\eta$ 는 경로 감쇄 지수 (path loss exponent)를 나타낸다. 본 논문에서 사용자들은 셀 안에 단위 면적당 균등하게 분포한다고 가정하고,  $D_b$ 가 셀의 반지름을 나타낼 때  $D_k$ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$f_{D_k}(u) = 2u/D_b^2. \quad (2)$$

$k$ 번째 사용자의  $n$ 번째 부반송파에서의 MIMO 감쇄 채널 행렬  $\mathbf{H}_{k,n} \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ 은 서로 독립이며 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 변수들을 원소로 갖는다.

본 논문에서는 분석을 쉽게 하기 위하여 기지국은 모든 부반송파에 동일한 전력을 할당하고, 서로

다른 사용자의 채널은 서로 독립이라 가정한다. 그리고 임의의 사용자의 한 부대역에 존재하는  $N_c$ 개의 부반송파들은 서로 동일한 채널을 겪고 각 부대역의 채널은 서로 독립이어서 각 사용자는 부채널 단위로 채널 상태를 케환하고 기지국은 부채널 단위로 부반송파를 사용자에게 할당한다고 가정한다. 또한 모든 사용자는 ZF (zero forcing) 수신기를 사용하고 자신의 채널을 완벽히 추정할 수 있다고 가정한다. 여기서  $k$ 번째 사용자의 각 부채널의 SNR ( $X_{k,n}$ )은 서로 동일한 확률 분포를 갖는다.  $\rho_b$ 는 셀 경계에서의 평균 SNR을 나타내며, 셀 경계에서의 평균 수신 전력이  $P_s$ 일 때  $\rho_b = P_s/P_n$ 이다. 이 때  $k$ 번째 사용자의 모든 부채널의 평균 수신 SNR은  $\rho_k = \rho_b(D_b/D_k)^\eta$ 로 주어진다.

### III. 정규화된 SNR 기반 비례 공정 스케줄링 (NSNR-PFS)

다중 반송파 시스템에서의 PFS (PFS-M)가 수행될 경우 선택된 사용자 집합  $U^*$ 는 다음과 같이 주어진다<sup>[5]</sup>.

$$U^* = \arg \max_U \prod_{k \in U} \left( 1 + \frac{\sum_{n \in C_k} r_{k,n}}{(T_c - 1)R_k} \right). \quad (3)$$

여기서  $C_k$ 는  $k$ 번째 사용자에게 할당된 부반송파 집합을 의미하며,  $r_{k,n}$ 는  $k$ 번째 사용자가  $n$ 번째 부반송파에서 얻을 수 있는 순간 전송률을 나타낸다. 또한  $T_c$ 는 평균 전송률을 계산하는데 사용되는 평균 윈도우 크기를 나타내며,  $k$ 번째 사용자의 평균 전송률  $R_k$ 는 다음과 같이 구한다.

$$R_k(t+1) = (1 - 1/T_c)R_k(t) + (1/T_c) \sum_{n \in C_k} r_{k,n}(t). \quad (4)$$

PFS-M의 높은 복잡도 ( $O(K^N)$ )를 줄이기 위하여 부반송파 단위로 사용자를 할당하는 PFS (PFS-S)가 제안되었다<sup>[5]</sup>.  $O(KN)$ 의 비교적 낮은 복잡도를 갖는 PFS-S가 사용될 경우  $n$ 번째 부반송파에 선택된 사용자  $k_n^*$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$k_n^* = \arg \max_k \frac{r_{k,n}}{R_k}. \quad (5)$$

본 논문에서는 기지국이 본래의 PFS 대신 NSNR-PFS<sup>[6][7]</sup>를 수행한다고 가정한다. NSNR-PFS가 사용될 경우  $n$ 번째 부반송파에 선택된 사용자  $k_n^*$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$k_n^* = \arg \max_k V_{k,n}. \quad (6)$$

여기서  $V_{k,n}$  ( $= X_{k,n}/\rho_k$ )은  $n$ 번째 부반송파에서  $k$ 번째 사용자의 평균값으로 정규화된 SNR, 즉 감쇄 채널 이득 (fading channel gain) 을 나타내며, 확률 밀도 함수와 누적 분포 함수는 다음과 같이 주어진다<sup>[9]</sup>.

$$F_{V_{k,n}}(v) = 1 - e^{-v} \quad (7)$$

시스템 모형에서 모든 사용자 및 부반송파의 MIMO 감쇄 채널은 서로 독립이고, 동일한 확률 분포를 갖는다고 가정하였으므로, NSNR-PFS는 점근적으로 완벽한 공정성을 제공하며, 라운드 로빈 (round robin) 스케줄링보다 향상된 하향 링크 성능을 나타낸다. 게다가 NSNR-PFS는  $T_c$ 가 매우 작지 않을 경우 본래의 PFS와 거의 동일한 비례적 공정성을 제공하는데, 이는 NSNR-PFS가 본래의 PFS와 같은 원리로 각 부반송파를 채널 상태가 통계적으로 우수한 사용자에게 할당하기 때문이다.

### IV. FCQI 기법 및 SPCQI 기법의 하향 링크 채널 용량 및 점근적 특성

본 장에서는 MIMO-OFDMA 시스템에서 기지국이 NSNR-PFS를 수행할 때 FCQI 기법과 SPCQI 기법이 각각 사용될 경우의 하향 링크 채널 용량의 식을 유도하고, 사용자 수의 증가에 따른 점근적 특성을 분석한다. 본 논문에서는 임의의 부채널의 SNR이  $X$ 인 경우 최대 전송 가능한 하향 링크 채널 용량은  $\log_2(1+X)$ 로 주어지고,  $\eta=4$ 라고 가정하였다. 또한 분석의 편의를 위하여 다음과 같이 3개의 식을 미리 정의한다.

$$EQ_1(c): \int_0^1 \log(1+c/t^2) dt = 2\sqrt{c} \arctan(1/\sqrt{c}) + \log(1+c). \quad (8)$$

$$EQ_2(c_1, c_2): \int_{c_1}^{c_2} \log(1+cy) e^{-cy} dy = \frac{1}{c_2} \left[ e^{-c_2} \log(1+ac_1) + e^{c_1} E_1 \left( \frac{c_2}{c_1} + ac_2 \right) \right]. \quad (9)$$

$$EQ_3(c_1, c_2) : \int_0^1 e^{c_1 t^2} E_1(c_1 t^2 + c_2) dt. \quad (10)$$

여기서  $E_1(x)$ 는 일차 지수 적분 함수 (first order exponential integral function)를 나타내며, 다음과 같이 주어진다.

$$E_1(x) = \int_x^\infty e^{-t} t^{-1} dt. \quad (11)$$

$EQ_3(c_1, c_2)$ 는 수치 적분 (numerical integration)으로 구할 수 있다.

#### 4.1 모든 CQI 제한 기법 (FCQI)

FCQI 기법은 모든 사용자들이 모든 CQI를 제한하는 기법이다. 기지국은 각 부채널을 정규화된 SNR이 가장 높은 사용자에게 할당한다. 본 논문에서는 FCQI 기법이 사용될 경우 사용자의 수가 충분히 클 때 얻어지는 하향 링크 성능의 근사화된 값을 구한다.  $K$ 개의  $\{V_k\}_{k=1}^K$ 이 서로 독립일 때 확률 변수  $\{G_k = \log_2(1 + V_k \rho_b (D_b/u)^4)\}_{k=1}^K$ 을 오름차순으로 정렬한 경우  $r$ 번째 값을  $G_{K,r}$ 이라 하면 충분히 큰  $K$ 에 대하여  $E[G_{K,r}]$ 은 다음과 같이 근사될 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$E[G_{K,r}] \approx \left\{ F_{G_r} \left( \frac{r}{K+1} \right) \right\}^{-1}. \quad (12)$$

식 (7)에 의하여

$$F_{G_r}(y) = 1 - e^{-\frac{2^{y-1}}{\rho_b (D_b/u)^4}} \quad (13)$$

이므로  $E[G_{K,r}]$ 의 근사치는 다음과 같이 주어진다.

$$E[G_{K,r}] \approx \log_2 \left( 1 - \rho_b (D_b/u)^4 \log \left( 1 - \frac{r}{K+1} \right) \right). \quad (14)$$

모든 사용자의 각 부채널의 정규화된 SNR은 서로 독립이고 동일한 확률 분포를 가진다고 가정하였으므로 FCQI 기법이 사용되고 NSNR-PFS가 수행될 경우의 하향 링크 채널 용량  $C_{FCQI}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_{FCQI} = E \left[ \frac{N}{N_b} \sum_{n=1}^N \log_2 \left( 1 + \max_k (V_{k,n}) \rho_b (D_b/D_k)^4 \right) \right] \quad (15)$$

$$= N_a E \left[ \log_2 \left( 1 + \max_k (V_k) \rho_b (D_b/D_k)^4 \right) \right].$$

여기서  $V_k$ 와  $D_k$ 는 서로 독립이므로 식 (14)를 이용하여  $C_{FCQI}$ 는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$C_{FCQI} = N_a \int_0^{D_b} E \left[ \log_2 \left( 1 + \max_k (V_k) \rho_b (D_b/u)^4 \right) \right] f_{D_k}(u) du$$

$$\approx N_a \int_0^{D_b} E[G_{K,K}] f_{D_k}(u) du$$

$$= N_a \int_0^{D_b} \log_2 \left( 1 + \rho_b (D_b/u)^4 \log(K+1) \right) 2u/D_b^2 du. \quad (16)$$

위 식에서  $u^2/D_b^2 = t^2$ 으로 치환하고,  $EQ_1$ 을 이용하면 근사화된  $C_{FCQI}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_{FCQI} \approx \frac{N_a}{\log(2)} (2\sqrt{a} \arctan(1/\sqrt{a}) + \log(1+a)). \quad (17)$$

여기서  $a = \rho_b \log(K+1)$ 이다. 이 때

$$\lim_{a \rightarrow \infty} \sqrt{a} \arctan(1/\sqrt{a}) = 1 \quad (18)$$

이므로,  $K$ 와  $\rho_b$ 가 충분히 클 경우  $C_{FCQI}$ 의 점근적 특성  $C_{FCQI}^A$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{FCQI}^A = N_a \log_2(\rho_b \log K) + 2N_a/\log(2) \quad (19)$$

$$= O(N_a \log_2(\log K)).$$

식 (19)는 FCQI 기법이 NSNR-PFS와 함께 사용될 때 하향 링크 채널 용량이 사용자 수에 따른 이중 로그 증가율, 즉 최적의 점근적 증가율을 나타내고 있음을 보여주며, 이는 다중 사용자 다양성 이득을 최대로 얻고 있음을 의미한다.

FCQI 기법이 요구하는 제한량은 다음과 같다.

$$F_{FCQI} = N_q N K. \quad (20)$$

여기서  $N_q$ 는 하나의 CQI를 양자화하기 위한 비트 수를 나타낸다. 비록 FCQI 기법이 부분 제한 기법에 비해 향상된 하향 링크 성능을 제공하긴 하지만 부채널의 수와 사용자의 수에 비례하여 증가하는 과도한 제한량을 요구하는 단점이 있다.

#### 4.2 선택적 부분 CQI 제한 기법 (SPCQI)

SPCQI 기법<sup>[8]</sup>의 경우 정규화된 SNR이 미리 정해진 값 ( $\alpha$ )보다 이상인 모든 부채널들의 CQI가 제

환되고, 기지국은 한 명 이상의 사용자로부터 보고 받은 각 부채널을 정규화된 SNR이 가장 우수한 사용자에게 할당한다. SPCQI 기법의 경우 어떠한 사용자에게도 케환 받지 못하는 부채널, 즉 빈 부채널 (empty subchannel)이 발생할 가능성이 있고 이에 대비한 케환 기법들이 기존에 제안되었지만, 본 논문에서는 빈 부채널들을 어떠한 사용자에게도 할당하지 않는다고 가정하였다. 임의의  $\alpha$ 가 주어질 때

$$\Pr(V_{k,n} \geq \alpha) = e^{-\alpha} \quad (21)$$

이므로, SPCQI 기법이 요구하는 평균 케환량은 다음과 같이 주어진다.

$$F_{SPCQI}(\alpha) = (N_q + \lceil \log_2 N \rceil) N e^{-\alpha} K. \quad (22)$$

여기서  $\lceil \log_2 N \rceil$ 은 하나의 부채널의 인덱스를 나타내기 위한 비트수를 나타낸다.  $\alpha$ 가 증가할수록 평균 케환량이 줄어들지만 하향 링크 성능은 떨어지게 되고, 반대로  $\alpha$ 가 감소할수록 하향 링크 성능은 FCQI 기법에 근접하게 되지만 평균 케환량이 증가하게 된다. 따라서 시스템 환경 및 채널 변수들에 따라 최적의  $\alpha$ 를 조절하여 사용해야 한다.

$V_k'$ 가  $\alpha$  이상의 값을 갖는 정규화된 SNR을 의미할 때,  $V_k'$ 의 누적 분포 함수와 확률 밀도 함수는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$F_{V_k'}(v) = \frac{\Pr(\alpha \leq V_k \leq v)}{\Pr(V_k \geq \alpha)}, \quad (23)$$

$$= 1 - e^{-\alpha} e^{-v}$$

$$f_{V_k'}(v) = e^{-\alpha} e^{-v}. \quad (24)$$

임의의 부채널에서  $V_k'$ 가  $r$ 개 케환되었을 때 그 중 가장 큰 값 ( $Y_{r,r}'$ )의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$f_{Y_{r,r}'}(y) = r F_{V_k'}^{r-1}(y) f_{V_k'}(y) \quad (25)$$

$$= r \sum_{m=0}^{r-1} \binom{r-1}{m} (-1)^m e^{-(m+1)\alpha} e^{-(m+1)y}.$$

$C_S(r;r,\alpha)$ 가 정규화된 SNR이  $Y_{r,r}'$ 인 부채널의 평균 채널 용량을 의미할 때,  $C_S(r;r,\alpha)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_S(r;r,\alpha) = \int_0^{D_b} \int_{\alpha}^{\infty} \log_2(1 + y \rho_b(D_b/u)^4) f_{Y_{r,r}'}(y) f_{D_k}(u) dy du$$

$$= \int_0^{D_b} r \sum_{m=0}^{r-1} \binom{r-1}{m} (-1)^m e^{-(m+1)\alpha} \int_{\alpha}^{\infty} \log_2(1 + y \rho_b(D_b/u)^4) \cdot e^{-(m+1)y} dy f_{D_k}(u) du. \quad (26)$$

여기서  $EQ_2$ 를 이용하면  $C_S(r;r,\alpha)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$C_S(r;r,\alpha) = \frac{r}{\log 2} \sum_{m=0}^{r-1} \binom{r-1}{m} (-1)^m e^{-(m+1)\alpha} / (m+1)$$

$$\cdot \left[ e^{-(m+1)\alpha} \int_0^{D_b} \log(1 + \alpha \rho_b(D_b/u)^4) \frac{2u}{D_b^2} du + \int_0^{D_b} e^{\rho_b(D_b/u)^4} E_1\left(\frac{m+1}{\rho_b(D_b/u)^4} + \alpha(m+1)\right) 2u / D_b^2 du \right]. \quad (27)$$

여기서

$$\sum_{m=0}^{r-1} \binom{r-1}{m} (-1)^m / (m+1) = \frac{1}{r} \quad (28)$$

이므로,  $u^2/D_b^2 = t^2$ 으로 치환하고,  $EQ_1$ 과  $EQ_3$ 을 이용하면  $C_S(r;r,\alpha)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$C_S(r;r,\alpha) = \frac{1}{\log 2} EQ_1(\alpha \rho_b) + r / \log 2$$

$$\cdot \sum_{m=0}^{r-1} \frac{\binom{r-1}{m} (-1)^m e^{-(m+1)\alpha}}{m+1} EQ_3((m+1)/\rho_b, \alpha(m+1)). \quad (29)$$

모든 사용자의 각 부채널의 정규화된 SNR은 서로 독립이고 동일한 확률 분포를 가지며, 임의의  $\alpha$ 가 주어질 때  $r$ 명의 사용자로부터 CQI를 케환 받을 확률  $P_S(r;\alpha)$ 는

$$P_S(r;\alpha) = \binom{K}{r} e^{-\alpha r} (1 - e^{-\alpha})^{K-r} \quad (30)$$

이므로 SPCQI 기법이 사용될 경우의 NSNR-PFS의 하향 링크 채널 용량  $C_{SPCQI}(\alpha)$ 는 다음과 주어진다.

$$C_{SPCQI}(\alpha) = N_a \sum_{r=1}^K P_S(r;\alpha) C_S(r;r,\alpha). \quad (31)$$

사용자 수에 따른 SPCQI 기법의 점근적 특성을 분석하기 위하여 선택적 부분 인덱스 궤환 기법 (selective partial index feedback, SPI)<sup>[11]</sup>을 고려한다. SPI 기법은 각 사용자가  $\alpha$  이상의 정규화된 SNR을 갖는 부채널들의 인덱스만을 기지국에 궤환하는 방식이다. 이 때 기지국은 각 부채널을 인덱스를 궤환한 사용자 중 무작위로 선택된 한명에게 할당하고  $\log_2(1 + \rho_b(D_b/D_k)^4 \alpha)$ 의 전송률로 전송한다. 사용자의 수와 상관없이 평균 궤환량을 고정시키기 위하여  $e^{-\alpha} = 1/K$ , 즉  $\alpha = \log K$ 로 놓으면 임의의 부채널이 빈 부채널이 아닐 확률은  $1 - (1 - 1/K)^K$ 이므로, SPI 기법의 하향 링크 채널 용량  $C_{SPI}(\alpha = \log K)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{SPI}(\alpha = \log K) = N_a(1 - (1 - 1/K)^K) \int_0^{D_b} \log_2(1 + \rho_b(D_b/u)^4 \log K) 2u/D_b^2 du. \quad (32)$$

여기서  $u^2/D_b^2 = t^2$ 으로 치환하고,  $EQ_1$ 을 이용하면  $C_{SPI}(\alpha = \log K)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$C_{SPI}(\alpha = \log K) = \frac{N_a}{\log(2)} (1 - (1 - 1/K)^K) (2\sqrt{b} \arctan(1/\sqrt{b}) + \log(1 + b)). \quad (33)$$

여기서  $b = \rho_b \log K$ 이다. 이 때

$$\lim_{K \rightarrow \infty} 1 - (1 - 1/K)^K = 1 - e^{-1} \quad (34)$$

이므로 식 (18)을 이용하면  $K$ 와  $\rho_b$ 가 충분히 클 경우  $C_{SPI}(\alpha = \log K)$ 의 점근적 특성  $C_{SPI}^A(\alpha = \log K)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$C_{SPI}^A(\alpha = \log K) = N_a(1 - e^{-1})(\log_2(\rho_b \log K) + 2/\log(2)) = O(N_a(1 - e^{-1})\log_2(\log K)) \quad (35)$$

식 (35)에서  $\alpha = \log K$ 일 때 SPI 기법의 하향 링크 채널 용량이  $K$ 에 따른 이중 로그 증가율로 나타나는 것을 확인할 수 있으며, 이는 곧 사용자의 수와 상관없이 고정된 평균 궤환량만을 이용하여 최적의 하향 링크 채널 용량 증가율을 얻을 수 있음을 의미한다. 이 때 SPCQI 기법은 SPI 기법보다

높은 하향 링크 성능을 제공하므로, SPCQI 기법 역시 사용자의 수와 상관없이 제한된 평균 궤환량만을 이용하여 최대의 다중 사용자 다양성 이득을 얻어 사용자의 수에 따른 최적의 하향 링크 채널 용량 증가율을 얻게 된다.

### V. 시뮬레이션 결과

그림 1은 기지국이 PFS-M과 PFS-S, NSNR-PFS를 수행할 때  $T_c$ 에 따른 각 사용자의 전송률에 로 그를 취하여 합을 한 값, 즉 비례적 공정성을 모의 실험을 통하여 얻어 나타낸 것이다. NSNR-PFS가 수행될 때에는 궤환 기법으로 FCQI 기법과 SPCQI 기법이 각각 사용되는 경우를 고려하였다.  $K=4$ ,  $\eta=4$ ,  $\rho_b=0$  dB,  $N_s=1024$ 로 가정하였고,  $N=1$  및  $N=4$ 일 때를 고려하였다. SPCQI 기법의 경우 사용자의 수와 상관없이 평균 궤환량을 고정시키기 위하여  $\alpha = \log K$ 라고 가정하였다. 먼저 모든 스케줄링 기법에 대하여 부채널의 수 ( $N$ ) 및  $T_c$ 가 증가함에 따라 할당할 수 있는 자원이 증가하여 비례적 공정성이 함께 상승하는 것을 관찰할 수 있다. 그리고  $T_c$ 가 증가함에 따라서 PFS-M과 PFS-S는 동일한 성능을 나타내며, FCQI 기법이 사용될 때 NSNR-PFS는  $T_c$ 가 상대적으로 매우 작은 경우를 제외하고는 본래의 PFS와 거의 동일한 비례적 공정성을 제공하는 것을 확인할 수 있다. 또한 SPCQI 기법이 사용될 때 NSNR-PFS의 비례적 공정성은 상당히 악화되는 것을 볼 수 있는데, 이는  $\alpha = \log K$ 인 경우 FCQI 기법에 비해 기지국으로 궤환되는 사용자의 채널 이득에 대한 정보량이 상대적으로 불충분하기 때문이다.

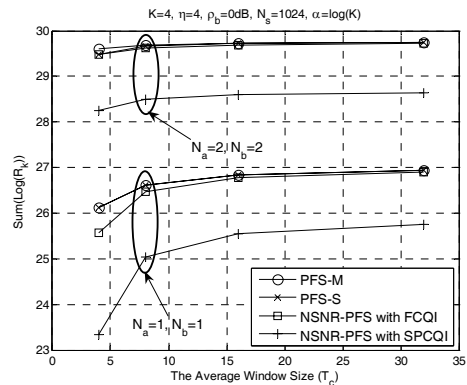


그림 1.  $T_c$ 에 따른 각 스케줄링의 비례적 공정성

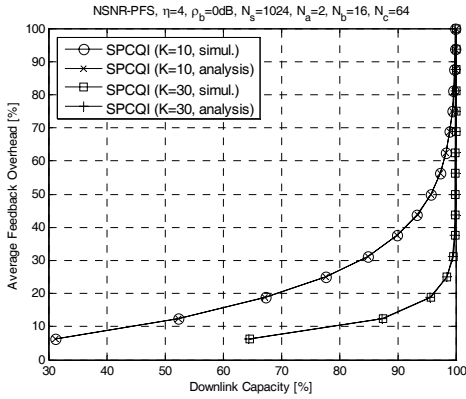


그림 2. SPCQI 기법의 하향 링크 채널 용량에 따라 요구되는 평균 케환량

그림 2는 기지국이 NSNR-PFS를 수행하고 SPCQI 기법이 사용될 때 FCQI 기법 대비 상대적인 하향 링크 채널 용량을 얻기 위해 필요한 상대적인 평균 케환량을 나타낸 것이다.  $\eta=4$ ,  $\rho_b=0$  dB,  $N_s=1024$ ,  $N_a=2$ ,  $N_b=16$ ,  $N_c=64$ 로 가정하였고  $K=10$  및  $K=30$ 일 때를 고려하였다. 또한  $N_q=5$  bits이고 CQI를 양자화함에 따라서 발생하는 성능 악화 현상은 없다고 가정하였다. 먼저 모의 실험을 통하여 얻은 성능과 이론적 성능 분석을 통해 얻은 성능이 일치하는 것을 관찰할 수 있다. 그리고 더 높은 하향 링크 성능을 얻기 위해서는 더 많은 평균 케환량이 요구되는 것을 확인할 수 있다. 또한 사용자의 수가 증가할수록 요구되는 SPCQI 기법의 FCQI 기법 대비 평균 케환량은 감소하게 되는 것을 볼 수 있는데, 이는 사용자의 수가 증가할수록 빈 부채널이 발생할 확률이 감소하여 SPCQI 기법의 하향 링크 성능이 향상되기 때문이다. 특히, 사용자가 30명일 때 빈 부채널에 대비하지 않은 순수한 SPCQI 기법을 사용하는 경우 FCQI 기법 대비 약 19%만의 평균 케환량을 이용하여 96%의 채널 용량을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 3은 기지국이 NSNR-PFS를 수행하고 FCQI 기법과 SPCQI 기법이 각각 사용될 때 사용자의 수를 증가시켜가며 모의 실험을 통해 얻은 하향 링크 채널 용량과 이론적 분석을 통해 얻은 점근적 특성을 나타낸 것이다. SPCQI 기법의 점근적 특성으로는 이론적 성능 분석에서와 같이 SPI 기법의 그것을 대신 나타내었다.  $\eta=4$ ,  $N_s=1024$ ,  $N_a=2$ ,  $N_b=8$ ,  $N_c=128$ ,  $\alpha=\log K$ 로 가정하였고  $\rho_b=-5$  dB 및  $\rho_b=5$  dB일 때를 고려하였다. 먼저 평균 SNR과

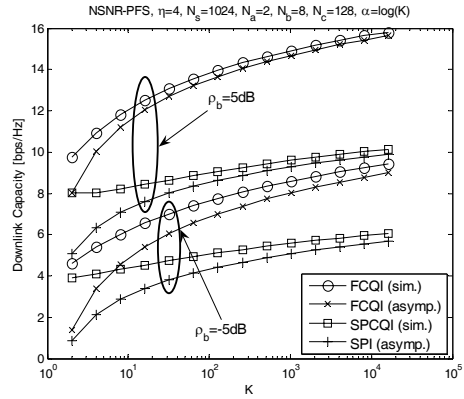


그림 3. 사용자의 수에 따른 하향 링크 채널 용량 및 점근적 특성

사용자의 수가 증가할수록 모든 케환 기법들의 하향 링크 성능이 향상되는 것을 관찰할 수 있다. 그리고 사용자의 수가 증가할수록 FCQI 기법 및 SPCQI 기법의 하향 링크 성능이 각자의 점근적 특성에 가까워지는 것을 확인할 수 있으며, 특히 이론적 성능 분석에서 예상했던 것과 같이  $\rho_b$ 가 높을수록 더 빨리 수렴해가는 것을 볼 수 있다. 또한 사용자의 수가 충분히 큰 경우에는 SPCQI 기법의 하향 링크 채널 용량의 증가율이 FCQI 기법의 그것과 거의 동일하게 나타나는 것을 볼 수 있으며, 이를 통하여 제한된 케환량만을 이용하여 최대의 다중 사용자 다양성 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 게다가 위 실험에서  $N_q=5$  bits,  $K=32$ 인 경우 FCQI 기법은 2560 bits의 케환량을 요구하지만, SPCQI 기법은 사용자의 수와 상관없이 144 bits의 케환량만을 요구함으로써 사용자의 수가 많거나 케환에 필요한 주파수 대역에 제한이 있는 경우 효율적인 케환 기법으로 사용될 수 있다.

## VI. 결론

본 논문에서는 단일 셀 내에 기지국과의 거리 차이로 인하여 서로 다른 평균 SNR을 가진 사용자들로 이루어진 MIMO-OFDMA 시스템에서 기지국이 NSNR-PFS를 수행하고 FCQI 기법 및 SPCQI 기법이 케환 기법으로 사용될 경우의 시스템 성능에 대하여 분석하였다. 케환 기법에 따른 하향 링크 채널 용량의 근사화된 식 또는 정확한 식을 유도하고, 그것들의 사용자의 수에 따른 점근적 특성을 분석하였다. 이론적 성능 분석과 모의 실험을 통하여 사용

자의 수와 상관없이 제한된 평균 케환량만을 이용하여 최적의 하향 링크 채널 용량 증가율을 얻을 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

[1] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive multicarrier modulation: a convenient framework for time- frequency processing in wireless communications," in *Proc. IEEE*, Vol.88, No.5, pp.611-640, May 2000.

[2] K. S. Kim, "Adaptive modulation and power allocation technique for LDPC-coded MIMO- OFDMA cellular systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, pp.4410-4412, November 2005.

[3] A. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission / directional reception," *US Patent*, 5 345 599, 1994.

[4] F. Kelly, A. Maulloo, and D. Tan, "Rate control for communication networks: Shadow price proportional fairness and stability," in *J. Oper. Res. Soc.*, Vol.49, pp237-252, 1998.

[5] H. Kim, K. Kim, Y. Han, and S. Yun, "A proportional fair scheduling for multicarrier transmission systems," in *Proc. IEEE Vehic. Techn. Confer. (VTC)*, Vol.1, pp409-413, Los Angeles, CA, September 2004.

[6] N. Sharma and L. H. Ozarow, "A study of opportunism for multiple-antenna systems," in *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.51, No.5, pp1804-1814, May 2005.

[7] L. Yang, M. Kang, and M.-S. Alouini, "On the capacity-fairness tradeoff in multiuser diversity systems," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.56, No.4, pp1901-1907, July 2007.

[8] L. Yang, M.-S. Alouini, and D. Gesbert, "Further results on selective multiuser diversity," in *Proc. 7th ACM/IEEE Int. Symp. Model. Anal. Simulation Wireless Mobile Syst.*, pp25-30, Venice, Italy, October 2004.

[9] D. Gore, R. W. H. Jr., and A. Paulraj, "On performance of the zero forcing receiver in presence of transmit correlation," in *Proc. IEEE Inter. Symp. Inform. Theory (ISIT)*, p.159, Lausanne, Switzerland, June/July 2002.

[10] H. A. David, *Order Statistics*, 2nd ed. New York: Wiley, 1981.

[11] J. Chen, R. A. Berry, and M. L. Honig, "Performance of limited feedback schemes for downlink OFDMA with finite coherence time," in *Proc. IEEE Inter. Symp. Inform. Theory (ISIT)*, Nice, France, June 2007.

강 민 규 (Mingyu Kang)

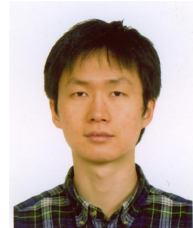
준회원



2006년 2월 연세대학교 기계전  
자공학부 (공학사)  
2008년 2월 연세대학교 전기전  
자공학과 (공학석사)  
2008년 3월~현재 연세대학교 전  
기전자공학과 박사과정  
<관심분야> 이동통신, OFDMA,  
다중안테나 시스템

변 일 무 (Ilmu Byun)

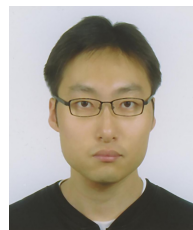
준회원



2005년 2월 연세대학교 기계전  
자공학부 (공학사)  
2007년 2월 연세대학교 전기전  
자공학과 (공학석사)  
2007년 3월~현재 연세대학교 전  
기전자공학과 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 다중안테  
나 시스템, 협력 통신

박 진 배 (Jin Bae Park)

준회원



2006년 2월 연세대학교 기계전  
자공학부 (공학사)  
2008년 2월 연세대학교 전기전  
자공학과 (공학석사)  
2008년 3월~현재 연세대학교 전  
기전자공학과 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 채널부호,  
간섭 제거



김 광 순 (Kwang Soon Kim)

중신회원



1994년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)

1996년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1999년 3월~2000년 3월 Dept.

ECE, UC San Diego, 박사후연구원

2000년 4월~2004년 2월 한국전자통신연구원 선임연구원

2004년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부 조교수

2006년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원, 한국통신학회, 대한전자공학회 중신회원, IEEE 준석학위원

<관심분야> 이동통신, 변복조 방식, 다중안테나 시스템, 채널부호, 계층간 최적화