

# 상향링크 다중 사용자 기반 가상적 MIMO-OFDM 시스템의 파일럿 오버헤드와 다중화 이득의 트레이드오프

## A Tradeoff of Multiplexing Gain and Pilot Overhead in Multi-User OFDM Virtual MIMO Uplink Systems

란룽\*, 조성윤\*, 김요한\*, 김동구\*

Rong Ran\*, Sung-Yoon Cho\*, Yo-Han Kim\* and Dong-Ku Kim\*

### 요 약

본 논문에서는 다중사용자 환경의 상향링크 가상적 MIMO-OFDM 시스템 기반 하에서 정보 이론적인 관점에서의 합 전송률을 최대화 할 수 있는 최적의 사용자 수에 대하여 분석하였다. 다중 안테나 기반의 기지국과 단일 안테나용 단말기를 기반으로 하고 있으며 주파수 비선택적 블록 페이딩 및 시변 페이딩 채널 하의 파일럿 기반의 채널 추정 방식을 가정하였다. 이론적 분석을 통하여 낮은 SNR 영역에서 다중화 이득과 파일럿 오버헤드 간의 트레이드오프가 있음을 증명하였고 동일한 파일럿 및 신호 전력이 주어질 때, 주파수 비선택적 블록 채널에서의 시스템 성능을 최대화 하는 최적의 사용자 수는  $\min(N_r, LT/2)$ 으로 결정되는 반면, 시변 페이딩 채널에서는  $\min(N_r, \lfloor \sqrt{LT+1} - 1 \rfloor)$ 으로 접근함을 보여 준다.

### Abstract

In this paper, we derive the optimum number of users which can maximize the information theoretic sum capacity in multiuser OFDM virtual MIMO uplink system. In which, there are multiple antennas at the base station and a number of users with single transmit antenna. Pilot-assisted channel state estimation is assumed for a block fading channel and time-varying fading channel. We analyze the tradeoff between the multiplexing gain and pilot overhead especially in low SNR regime and conclude that the optimum number of users is  $\min(N_r, LT/2)$  in frequency nonselective block fading channel and approximately equal to  $\min(N_r, \lfloor \sqrt{LT+1} - 1 \rfloor)$  in time varying fading channel, assuming the same pilot and signal power.

Key words : Uplink, MIMO-OFDM, Pilot Overhead, Multiplexing Gain, Tradeoff

### I. 서 론

최근 다중 사용자 환경에서의 MMO 시스템과 연동된 효율적인 데이터 전송 기법들에 대한 연구가 활

발히 진행되고 있다. 특히, 하향링크 (Downlink or Broadcast channel) 뿐만 아니라 상향링크(Uplink or Multiple Access Channel)에서도 최대 용량 한계 (Capacity Bound)를 바탕으로 한 시스템 성능 향상을

\* 연세대학교 전기전자 공학과(Electrical and Electronic Eng, Yonsei University)

· 제1저자 (First Author) : 란룽

· 투고일자 : 2008년 9월 11일

· 심사(수정)일자 : 2008년 9월 12일 (수정일자 : 2008년 10월 8일)

· 게재일자 : 2008년 10월 30일

위한 많은 연구가 진행되어 왔다. 다중 사용자용 상향링크 MIMO 시스템은 반복적 워터필링 (Iterative Waterfilling) 알고리즘을 통해 송신 공분산 행렬 (covariance matrix)의 계산 및 MMSE-SIC (Minimum Mean Squared Error-Successive Interference Cancellation) 수신기 (Base Station)구조를 바탕으로 용량 지역(Capacity Region)에 도달할 수 있음이 정보 이론적 관점에서 밝혀졌다[1][2]. 이러한 용량 지역은 송신 단과 수신 단 모두 채널 상태 정보 (Channel State Information (CSI) 를 알고 있다는 가정 하에 도달이 가능하다. 따라서 송신 단은 수신 단이 채널 정보를 획득할 수 있도록 송신 단에서 할당된 자원의 일부분을 파일럿 신호 전송에 사용함으로써 수신 단에서 채널에 대한 추정이 가능하도록 해야 한다. 이러한 파일럿 신호의 사용은 [3]에서와 같이 단일 사용자 MIMO에서의 시스템 용량(Capacity)를 잠식시키는 영향을 미친다. 따라서 주어진 채널 조건에서 모든 송신 안테나를 사용하지 않고 적절한 송신 안테나를 선택함으로써 총 시스템 용량을 최대화 할 수 있다. 이러한 문제는 서로 간의 협력 통신이 없는 단일 안테나를 사용하는 사용자를 가정한 상향링크의 시나리오와 같은 문제로 해석할 수 있으며 이는 가상적 MIMO(Virtual MIMO) 시스템으로 볼 수 있다.

본 논문에서는 앞서 언급된 문제를 OFDM 시스템 상에서 새롭게 접근하고자 한다. 즉, 모든 자원들이 여러 개의 하위 채널들로 구성되어 있는데 각각의 하위채널(Subchannel)은 T 시간의 OFDM 심볼 구간 동안 총 L개의 부반송파(Subcarrier)로 구성되어 있다고 가정한다. 또한 상향링크에서 다중 안테나를 고려한 기지국과 각각 단일 안테나를 갖는 단말기를 가정한 가상적(virtual) 다중사용자 MIMO 시스템을 고려한다. 이 때의 전체 사용자 수는 수신 안테나의 수와 동일하게 존재한다는 제한을 두었다. 이론적인 분석에서는 한 개의 하위채널만을 고려하였는데 이는 각 하위채널의 대역폭은 상관 대역폭(Coherence Bandwidth) 내에서 존재하기 때문에 각각의 하위채널 별로 독립적인 자원 관리(Resource Management)가 가능하기 때문이다. 따라서 각 하위채널에서의 모든 부반송파의 주파수 채널 값은 동일하다.

그림 1은 데이터 전송 및 파일럿(Pilot) 신호를 위

해 사용되는  $LT$ 개의 부반송파에 대한 간략한 자원 할당의 구성을 보여주는데 파일럿 신호의 오버헤드는 실제로 데이터 전송에 참여하는 사용자의 수에 의해 결정된다. 즉, 파일럿 신호를 위한 부반송파의 수는 사용자의 수와 같게 되고, 이를 통해 비록 사용자의 수가 증가됨에 따라 다중화 이득(Multiplexing Gain)이 증가하더라도 파일럿의 오버헤드 역시 증가하는 것을 볼 수 있다.

높은 SNR 영역에서는, 다중화 이득의 증가가 이러한 파일럿 오버헤드에 비해 월등히 우월하지만 낮은 SNR 영역에서는 주어진 하위 채널에서의 합 용량(Sum Capacity)이 파일럿 오버헤드에 의해 큰 영향을 받는다. 본 논문에서는 블록 페이딩(Block Fading)과 시변 채널(Time Varying Channel)의 두 가지 채널 시나리오 하에서 상향링크 하에서 합 용량을 최대화할 수 있는 최적의 사용자 수를 제안하고자 한다.

이러한 문제는 파일럿 기반 OFDM 시스템에서 정보 이론적 관점에서 도달 가능한 합 용량의 수학적 하한치(Lower Bound)를 바탕으로 하여 최적의 전송 가능한 사용자 수를  $T, L$  그리고 수신 안테나의 개수인  $N_r$ 의 함수로써 계산하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 상향링크 다중 사용자 MIMO 시스템에 대한 시스템 모델을 설명하고 이에 대한 최대 총 용량 지역을 보여준다. 3장에서는 블록 페이딩 환경 및 시변 페이딩 채널에서의 최적의 사용자 수에 대한 결과를 보여준다. 4장에서는 실험을 통한 결과를 확인하고 5장에서 결론을 맺고자 한다.

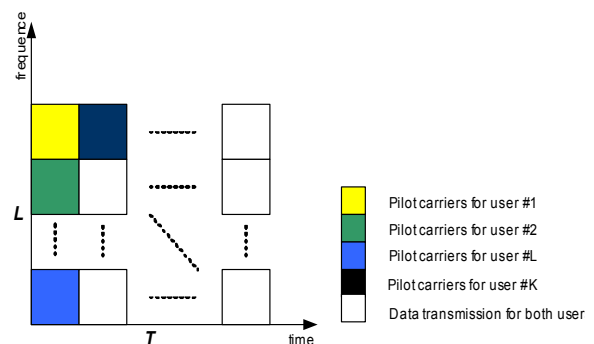


그림 1. OFDM 시스템에서의 T 시간 구간에서의 L 부반송파를 가지는 하위 채널에서의 파일럿 할당 방식  
Fig. 1. Pilot arrangement in one subchannel with L subcarrier over T time interval of an OFDM system

## II. 상향링크 다중 사용자 MIMO 시스템

총  $K$ 명의 사용자가 존재하는 상향링크 다중 사용자 MIMO 시스템에서 기지국의 수신 안테나 개수를  $N_r$  개 그리고 각 사용자 별 송신 안테나의 개수를  $N_T$ 로 가정한다. 이 때  $k$  번째 사용자와 기지국 사이의 채널 행렬을 다음과 같이 정의한다.

$$H_k = [h'_{k,1}, h'_{k,2}, \dots, h'_{k,N_T}] \quad (1)$$

이 때  $h'_{k,i}$  는  $N_r \times 1$  차원의 평균이 0 이고 분산 값이 1인 복소 가우시안(Complex Gaussian) 채널을 의미한다.  $k$  번째 사용자의 전송된 심볼은  $N_T$  차원의 벡터  $X_k$ 로 나타낸다. 그러면 기지국의 수신 신호 벡터  $Y$  는 다음과 같이 주어진다.

$$Y = \sum_{k=1}^K H_k X_k + V \quad (2)$$

이 때  $V$  는 분산이  $E(VV^H) = \sigma^2 I$ 인 백색 잡음 벡터를 나타낸다.

다중사용자 상향링크 MIMO 시스템에서 실효 잡음(Effective Noise)이 송신 데이터 정보와 독립적이고  $k$  번째 사용자의 송신 공분산 행렬이  $Q_k$ 일 때 시스템의 합 용량의 하한치는 다음과 같이 나타낸다.

$$C_s \geq E \left[ \log \det \left( I_{N_r} + \sum_{k=1}^K H_k Q_k H_k^H \right) \right] \quad (3)$$

위의 식에서 각 사용자들이 임의의 안테나 선택 방식에 의해 단일 안테나를 선택하고 이 선택된 안테나에 대하여 총 전력을 사용하여 데이터 전송한다면 합 용량의 하한치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} C_s &\geq E \left[ \log \det \left( I_{N_r} + \sum_{k=1}^K H_k Q_k H_k^H \right) \right] \quad (4) \\ &= E \left[ \log \det \left( I_{N_r} + snr \sum_{k=1}^K h'_{k,j_k} h'^H_{k,j_k} \right) \right] \\ &= E \left[ \log \det \left( I_{N_r} + snr \widehat{H} \widehat{H}^H \right) \right] \end{aligned}$$

이 때  $\widehat{H} = [h'_{1,j_1}, h'_{2,j_2}, \dots, h'_{K,j_k}]$  는  $N_r \times K$  채널 행렬로  $h'_{k,j_k}$  는  $k$  번째 사용자의  $j_k$  번째 송신 안테나로부터 기지국에 의해 형성되는 채널 벡터이다. 식 (4)의 하한치는 단일 사용자 MIMO 시스템에서의 값과 유사하게 나타나는데[2], 여기서 공간적인 차원에서의 식별 가능한 최대의 수신  $\min(N_r, K)$ 는 다중화 이득(Multiplexing Gain)으로 볼 수 있다.

## III. 최적의 사용자 수

### 3-1. 용량 한계(Capacity bound)

$T$  구간 동안  $L$  부반송파를 갖는 하위 채널에  $K$  명의 사용자가 있다고 가정하고 채널은 파일럿 신호에 의해 추정된다고 가정한다. 서로 다른 사용자들의 파일럿 신호는 오버랩(Overlap)되지 않고 사용자 수가 늘어남에 따라 파일럿 오버헤드(Overhead)가 증가하게 된다. 남아 있는 자원은 모든 사용자들의 데이터 전송에 사용된다. 그림 1과 같은 자원 할당 모델에서 수신 신호는 다음과 같이 나타낸다.

$$Y_{l,t} = \sqrt{\rho} H_{l,t} X_{l,t} + V_{l,t} \quad (5)$$

여기서  $Y_{l,t}$  는  $t$  번째 시간 구간에서의  $l$  번째 부반송파의  $N_r$  차원 수신 복소 신호 벡터를,  $X_{l,t}$  는  $K$  사용자의  $K \times 1$  송신 신호 벡터를 나타내고  $\rho$  는 각 사용자들의 송신 전력을 나타낸다.  $N_r \times K$  인 행렬  $H_{l,t}$  는  $K$  사용자들과  $N_r$  개의 수신 안테나 사이의 채널을 나타내고  $V_{l,t}$  는 평균이 0이고 분산이 1인  $N_r \times 1$  백색잡음 벡터를 나타낸다. 따라서 하위 채널의 합 용량의 하한치는 아래와 같이 주어진다.

$$C_s \geq \frac{1}{L} \left( \sum_{l=r+1}^L \frac{1}{T} \sum_{t=q+1}^T E_{H_{l,t}} \log \det (I_{N_r} + \rho H_{l,t}^H H_{l,t}) \right) \quad (6)$$

$$\left( + \sum_{l=1}^L \frac{1}{T} \sum_{t=q+2}^T E_{H_{l,t}} \log \det (I_{N_r} + \rho H_{l,t}^H H_{l,t}) \right)$$

여기서  $K = qL + r$ 를 의미한다. 사용자  $K$ 의 증가는 다중화 이득을 향상시킬 수 있다. 하지만 파일럿 오버헤드의 증가로 인하여  $LT - K$  만이 데이터 전송을 위해 남겨지게 된다.

### 3-2 주파수 비선택적 블록 페이딩

채널이 시간 구간  $T$  동안 일정하고 각 시간 구간  $T$ 마다 독립적으로 변한다고 가정한다.  $H_{l,t}$ 의 조건부 평균이  $\tilde{H}$ 일 때 최소 평균 자승 오차 minimum mean-square error (MMSE) 방식의 추정이 적용 될 수 있다.

$$\tilde{H} = E(H|Y_p, X_p) \quad (7)$$

여기서 데이터 전송 구간 동안 수신 신호  $Y_{l,t}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{l,t} &= \sqrt{\rho} \tilde{H} X_{l,t} + \hat{V} \\ \hat{V} &= \sqrt{\rho} \Delta_{l,t} X_{l,t} + V_{l,t} \end{aligned} \quad (8)$$

$\Delta_{l,t} = H_{l,t} - \tilde{H}$ 는 평균이 0인 채널 추정 오류이고 시스템 전체 잡음은 백색잡음과 채널 추정 오류와의 합으로 나타낼 수 있다. 추정치  $\tilde{H}$ 은 수신 단에서 알고 있다는 가정 하에 조건부 평균  $\tilde{H}$ 와  $\Delta_{l,t}$ 의 상관성이 없기 때문에(Uncorelated) 제시된 하한치 계산은 적절하다고 볼 수 있다. 또한 주파수 비선택적 블록 페이딩 채널이 가정되었기 때문에 모든  $l$ 과  $t$ 에 대하여  $H_{l,t} = \hat{H}$  및  $\Delta_{l,t} = \Delta = \hat{H} - \tilde{H}$ 으로 가정할 수 있다. 따라서 파일럿 기반 시스템의 용량의 하한치는 다음과 같이 주어진다.

$$C_s \geq \frac{LT-K}{LT} E \left( \log \det \left( I + \frac{\rho \tilde{H}^H \tilde{H}}{1 + \rho \sigma_{\Delta}^2} \right) \right) \quad (9)$$

여기서  $\sigma_{\Delta}^2 = tr(E(\Delta \Delta^H)) / KN_r$ 이다. 채널 추정 기법이 MMSE일 때 전체 잡음  $\hat{V}$ 와 신호는 상관성이 없는 것으로 알려져 있다. [4]. MMSE의 직교 원

리(Orthogonal Principle)를 통해서,  $\sigma_{\tilde{H}}^2 = 1 - \sigma_{\Delta}^2$ 을 구할 수 있다. 또한, 각 사용자 별 파일럿 벡터  $X_p$ 는 직교성을 가지기 때문에 아래와 같은 수식을 나타낼 수 있다.

$$\sigma_{\Delta}^2 = \frac{1}{1 + \rho_p}, \sigma_{\tilde{H}}^2 = \frac{\rho_p}{1 + \rho_p} \quad (10)$$

이 때  $\rho_p$  각 파일럿 신호의 전력이다.

특히 파일럿 신호가 데이터 신호와 같은 전력이라고 가정할 때 즉,  $\rho_p = \rho$ 이고 SNR이 매우 낮은 영역인  $\rho \rightarrow 0$ 일 때, 백색 잡음의 분산 값이 1인 용량의 하한치는 다음과 같이 근사화 (Approximation)가 가능하다.

$$\begin{aligned} C_s &\geq \frac{LT-K}{LT} E_{\tilde{H}} \log \det \left( I + \frac{\rho \tilde{H}^H \tilde{H}}{1 + \rho \sigma_{\Delta}^2} \right) \\ &= \frac{LT-K}{LT} E_{\tilde{H}} \log \det \left( I + \frac{\rho \tilde{H}^H \tilde{H}}{1 + \rho \sigma_{\Delta}^2} \right) \\ &\approx \frac{LT-K}{LT} N_r K \rho^2 \log e \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $\tilde{H} = \tilde{H} / \sigma_{\tilde{H}}$ 는  $N(0,1)$ 와 같은 분포를 갖는다. 이 수식은 주파수 비선택적 블록 페이딩 채널에서의 최적의 사용자 수가  $\min(N_r, LT/2)$ 이기 때문에 사용자 수가  $K = LT/2$ 일 때 최대화 된다.

### 3-3 주파수 비선택적 시변 페이딩 채널

먼저, 주파수 비 선택적 시변 페이딩 채널을 고려해 보고자 한다. 가우스-마크코프 과정(Gauss-Markov process)을  $t + 1$ 번째 시간 구간의  $l$ 번째 부반송파의  $n$ 번째 수신 안테나의 채널의 시간 변수로 적용한다.

$$h_{l,t+1}^n = \sqrt{1 - \epsilon} h_{l,t}^n + \sqrt{\epsilon} W_{l,t}^n \quad (12)$$

여기서  $h_{l,t}^n$  사용자  $n$ 번째 수신 안테나와의  $1 \times K$  차원의 채널 벡터이다.  $W_{l,t}^n$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립적인 복소 가우시안 원소를 가지고

있는 잡음 벡터이다. 채널의 시간 변수는 다음과 같은 파라미터에 의해 조정된다. [5]

$$\epsilon \approx 2\log 2 / T_c W_c, 0 \leq \epsilon \leq 1$$

여기서  $T_c$ 는 채널의 상관 시간(Coherence Time)이고  $W_c$ 는 대역폭을 나타낸다. 초기  $h_{i,0}^n$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립적인 복소 가우시안 변수를 나타낸다.

$t$  번째 시간 구간에서  $h_{i,t}^n$ 의 추정 값을  $\widetilde{h}_{i,t}^n$ 으로 가정할 때 추정 오차는 평균이 0이고 공분산이  $\Omega_{i,t}^n$ 인  $\delta_{i,t}^n = h_{i,t}^n - \widetilde{h}_{i,t}^n$ 으로 나타낼 수 있다. 그러면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widetilde{h}_{i,t+1}^n = E(h_{i,t+1}^n | y_{i,t}^n, \widetilde{h}_{i,t}^n) \quad (13)$$

또한 추정 오차  $\Omega_{i,t+1}^n$ 에 대응하는 공분산 행렬은  $\Omega_{i,t+1}^n$ 이다. [5]의 결과를 통하여, 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$\widetilde{h}_{i,t+1}^n = \sqrt{1-\epsilon} \widetilde{h}_{i,t}^n + \sqrt{1-\epsilon} \left( \frac{\rho(x_{i,t}^n)^H \Omega_{i,t}^n (y_{i,t}^n - \rho h_{i,t}^n x_{i,t}^n)}{\rho(x_{i,t}^n)^H \Omega_{i,t}^n x_{i,t}^n + 1} \right) \quad (14)$$

또한,

$$\Omega_{i,t+1}^n = (1-\epsilon) \left( \Omega_{i,t}^n - \frac{\rho \Omega_{i,t}^n (x_{i,t}^n) (x_{i,t}^n)^H \Omega_{i,t}^n}{\rho(x_{i,t}^n)^H \Omega_{i,t}^n x_{i,t}^n + 1} \right) + \epsilon J_K \quad (15)$$

여기서  $x_{i,t}^n$ 은 모든 사용자로부터의  $K \times 1$  차원의 송신 신호 벡터이고  $y_{i,t}^n$ 는  $n$ 번째 수신 안테나의 수신 신호이다.

수신 신호 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_{i,t} = \sqrt{\rho} \widetilde{H} X_{i,t} + \sqrt{\rho} \Delta_{i,t} X_{i,t} + V_{i,t} = \sqrt{\rho} \widetilde{H} X_{i,t} + Z_{i,t} \quad (16)$$

여기서  $Z_{i,t} = \sqrt{\rho} \widetilde{H} X_{i,t} + V_{i,t}$ 이다.  $\Delta_{i,t}$ 과  $X_{i,t}$ 의 독립성을 통해서, 잡음의 공분산 행렬은 다음과 같이

표현할 수 있다.

$$E(tr(\Omega_{i,t+1}^n)) = (1-\epsilon) \left( E(tr(\Omega_{i,t}^n)) - E \left( tr \left( \frac{\rho \Omega_{i,t}^n (x_{i,t}^n) (x_{i,t}^n)^H \Omega_{i,t}^n}{\rho(x_{i,t}^n)^H \Omega_{i,t}^n x_{i,t}^n + 1} \right) \right) \right) + \epsilon K \leq (1-\epsilon) \left( E(tr(\Omega_{i,t}^n)) - E \left( \frac{\lambda_{\max} |d_{i,t}^1|^2}{\|x_{i,t}^n\|^2 + 1/\lambda_{\max} \rho} \right) \right) \quad (17)$$

여기서  $\lambda_{\max}$ 는  $\Omega_{i,t}^n$ 의 최대 고유값(Eigenvalue)을 나타내고  $d_{i,t}^1$ 는  $x_{i,t+1}^n$ 의 첫 번째 구성되는 값이다. 아래와 같은 부등식이 만족되기 때문에

$$E \left( \frac{\lambda_{\max} |d_{i,t}^1|^2}{\|x_{i,t}^n\|^2 + 1/\lambda_{\max} \rho} \right) \geq \frac{1}{2^K} \left( \frac{E(tr(\Omega_{i,t}^n))}{K} - \frac{1}{\rho} \right) \quad (18)$$

식 (18)를 식 (17)로 대입함으로써  $\Omega_{i,t}^n$ 에 대한 상한치를 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\sigma_{\Delta_{i,t}}^2 = E(tr(\Omega_{i,t}^n)) \leq \frac{K}{\rho} + 2^K K^2 \epsilon \quad (19)$$

이를 통해 시스템의 합 용량의 하한치는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$C_s \geq \frac{1}{LT} \left( \sum_{l=r+1}^L \sum_{t=q+1}^T E \left( \log \det \left( I + \frac{\rho H_{l,t}^H H_{l,t}}{1 + \rho \sigma_{\Delta_{l,t}}^2} \right) \right) + \sum_{l=1}^L \sum_{t=q+2}^T E \left( \log \det \left( I + \frac{\rho H_{l,t}^H H_{l,t}}{1 + \rho \sigma_{\Delta_{l,t}}^2} \right) \right) \right) \geq \frac{LT-K}{LT} E_H \log \det \left( I + \frac{\rho \widetilde{H} \widetilde{H}^H}{1 + K + 2^K K^2 \rho \epsilon} \right) \approx \frac{LT-K}{LT} \frac{\rho}{K+1} K N_r \log e \quad (20)$$

이러한 한계는  $K = \lfloor \sqrt{LT+1} - 1 \rfloor$ 일 때 최대가 된다. 따라서 시변 채널에서의 최적의 사용자 수는  $\min(\lfloor \sqrt{LT+1} - 1 \rfloor, N_r)$ 와 같다.

IV. 실험 결과

아래의 실험 결과는 기지국의 수신 안테나가  $N_r = 12$  이고 하위 채널이  $L = 8$  일 때의 실험 결과를 나타낸다. 파일럿 및 데이터 신호의 전력은 같다고 가정하고 -5dB로 주어진다.

4-1 주파수 비선택적 블록 페이딩 채널

사용자 수와 시간 구간의 변화에 따른 시스템의 합 용량을 실험을 통해 나타내었다. 그림 2의 실험 결과는 합 용량이 사용자 수가  $K = 8$  일 때  $T = 2$  에서 최대화 되는 반면  $K = 12, 16$ 에서는  $T = 3, 4$ 에서 최대화 된다. 이는 3장에서의 결론과 일치함을 알 수 있다. 3장의  $\min(N_r, LT/2)$ 를 통해 시스템 상의 최적의 사용자 수는 8, 12, 그리고 12 명임을 알 수 있다.

4-2 주파수 비선택적 시변 페이딩 채널

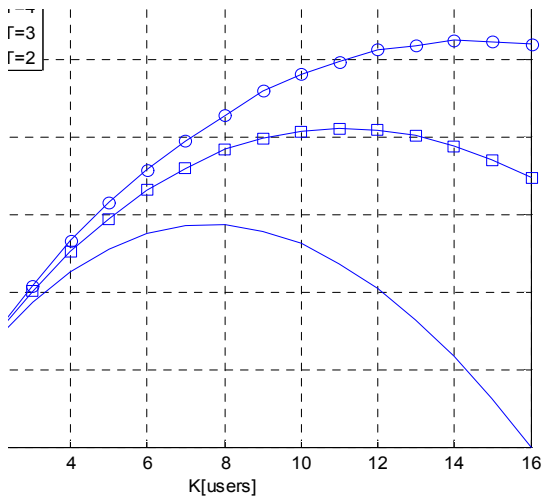
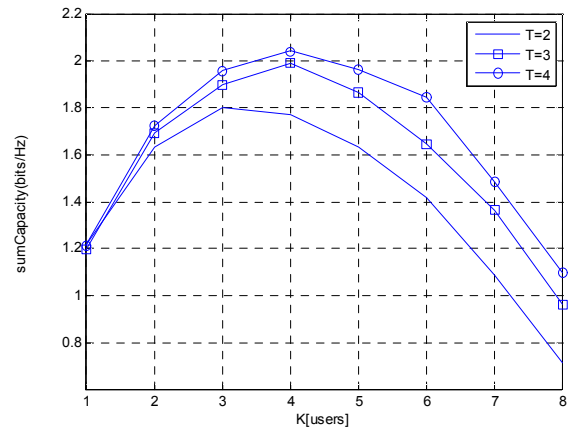


그림 2. 레일리 채널에서 MSE와 BER 성능  
Fig. 2. Relationship between sum capacity and the number of users in block fading channel.



(b) BER

그림 3. 레일리 채널에서 MSE와 BER 성능

Fig. 3. Relationship between sum capacity and the number of users in time varying channel.

이 경우는  $L = 8$ 인 부반송파를 가정하였고 각 파일럿 및 데이터 신호의 전력은 동일하고 -5dB로 주어졌다. 이동체 속도가 50km/h이고 반송 주파수가 5GHz일 때  $\epsilon = 0.018$  인 고속 페이딩(fast fading)시나리오를 고려하였다. 4장에서의 결론은 그림 3에 의해 증명된다. 즉,  $T = 2, 3, 4$ 일 때 최적의 사용자 수는 3, 4, 그리고 4명으로 나타난다.

V. 결 론

높은 SNR 영역에서는 사용자 수가 증가함에 따라 파일럿 오버헤드가 증가하더라도 다중화 이득이 시스템 용량에 큰 영향을 미친다. 반면 낮은 SNR 영역에서는 다중화 이득의 증가가 제한되기 때문에 다중화 이득과 파일럿 오버헤드 사이의 트레이드오프가 발생한다. 본 논문에서는 다중 안테나를 가지는 기지국과 단일 안테나를 갖는 사용자들이 존재하는 다중 사용자 환경에서의 가상적 MIMO-OFDM 시스템의 상향 링크 합 용량의 하한치를 분석하였다. 실험 결과를 통하여 파일럿과 데이터 심볼의 전력이 같을 때, 주파수 비선택적 블록 채널에서의 최적의 사용자 수는  $\min(LT/2, N_r)$ 으로 나타나고 주파수 비선택적 시변 채널에서는  $\min(\lfloor \sqrt{LT+1} - 1 \rfloor, N_r)$ 으로 나타난다. 실험 결과는 3장의 수학적 분석을 통한 결

론과 일치함을 확인할 수 있다. 또한 이 결과는 사용자 역시 다중 안테나를 사용하는 다중 사용자용 MIMO 시스템으로의 확장도 가능하다.

### 감사의 글

이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임.(N0. R01-2008-000-10687-0)

### 참 고 문 헌

- [1] S. Vishwanath, "Multiple-user multiple antenna system: Theoretical limits and practical strategies" *Ph.d dissertation*, Stanford Univ. 2003.
- [2] W. Yu, W. Rhee, S. Boyd and J. M. Cioffi, "Iterative water filling for Gaussian vector multiple access channels," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 50, no. 1, January 2004..
- [3] T. L. Marzetta, "Blast training: estimating channel characteristics for high-capacity space time wireless," *in proc. 37th Annu. Allerton Conf. Communication, control and computing*. sep, 1999.
- [4] Babak Hassibi and Bertrand M. Hochwald, "How much training is needed in multiple antenna wireless link?" *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 1951-963, April 2003.
- [5] Raul H. Etkin and David N. C. Tse, "Degree of freedom in some underspread MIMO fading channles," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 52, No.4 pp,1567-1607.

### 란 룡 (冉榮)



2001년 7월 : 중국 중난 대학교 컴퓨터과학과(공학사)  
 2004년 2월 : 전북대학교 정보통신공학과(공학석사)  
 2004년 3월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 관심분야 : OFDM, 시스템, 다중 사용자 MIMO 시스템, 협력통신 시스템

### 조 성 윤 (趙盛胤)



2006년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)  
 2008년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과 석사과정  
 2008년 3월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 관심분야 : 이동통신, 다중사용자 MIMO 시스템 및 스케줄링

### 김 요 한



2002년 2월 : 연세대학교 기계전자공학부(공학사)  
 2004년 2월 : 연세대학교 전기전자공학과(공학석사)  
 2004년 3월~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 관심분야 : 정보이론, 다중사용자 MIMO 시스템

### 김 동 구 (金東九)



1983년 2월 : 한국항공대학교 통신공학과(공학사)  
 1985년 : U.S.C. Dept. of Electrical Engineering(공학석사)  
 1992년 : U.S.C. Dept. of Electrical Engineering(공학박사)  
 1994년~현재 : 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 교수

관심분야 : CDMA 이동통신, 다중접속 기술, 변조 및 채널 부호화 기술, 스케줄링/MAC 기술, 순방향링크 빔성형 기술 및 MIMO 기술, UWB, Binary CDMA