

논문 2011-48TC-11-8

다중 사용자 다중 안테나 하향링크 채널에서 GTD 기반의 적응적인 자원 할당 기법

(Adaptive Resource Allocation Algorithm with GTD in Downlink
MU-MIMO Channel)

최 승 규*, 이 충 용**

(Seungkyu Choi and Chungyong Lee)

요 약

본 논문에서는 다중 사용자 다중 안테나 하향링크 채널에서 실제 사용하는 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM 변조방식을 적용하였을 때 얻을 수 있는 데이터 전송량을 최대화하기 위하여 generalized triangular decomposition (GTD) 기반의 적응적 자원할당 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 자원 할당 시 데이터 전송량 뿐 아니라 부가적으로 에러확률을 고려하여 시스템의 에러확률 성능도 향상 시킨다. 모의실험을 통해 제안하는 기법은 이론적인 채널 전송량 대비 2bit 정도 차이까지 도달할 수 있고, 에러확률은 모든 신호 대 잡음비에서 singular-value decomposition (SVD) 기반 자원 할당 기법에 비해 우수함을 확인한다.

Abstract

We propose an adaptive resource allocation algorithm with generalized triangular decomposition scheme in downlink multi-user multiple-input-multiple-output channel to maximize the system throughput when we adopt the modulation scheme such as BPSK, QPSK, 16QAM, and 64QAM. The proposed scheme also considers a bit-error-rate performance as well as system throughput while performing resource allocation. We present simulation results to show that the proposed scheme achieves the system throughput up to 2bit difference by capacity and has better BER performance than SVD based resource allocation scheme in all SNR regions.

Keywords : 다중 사용자 다중 안테나 하향링크 채널, GTD, 적응적인 자원 할당, 변조방식

I. 서 론

다중안테나 (MIMO) 시스템은 시공간 블록 코드를 이용한 다이버시티 성능 향상과 공간 다중화 기법을 이용한 채널용량 향상을 얻을 수 있는 장점 때문에 많은 연구가 이루어졌다^[1]. 다중안테나를 갖는 하나의 기지국

이 다중안테나를 갖는 다중사용자와 동시에 통신을 하는 다중 사용자 다중 안테나 (MU-MIMO) 시스템은 시공간 분할 다중 접속 기법을 이용하여 단일사용자 다중 안테나 시스템에서 얻었던 이득 뿐 아니라 사용자 수 만큼의 다중화 이득을 얻어 더 높은 채널 용량을 얻을 수 있는 장점 때문에 최근 많은 연구가 진행되고 있고, 특히 기지국이 다중 사용자에게 데이터를 전송하는 하향링크 채널에서의 최대 채널 용량을 얻기 위한 연구가 중점적으로 이루어지고 있다^[2~3]. 다중 사용자 다중안테나 하향링크에서 최대 채널 용량에 근접하는 데이터 전송량을 얻기 위한 다중 사용자 기법 중 한 가지 방법은 dirty paper coding (DPC) 기반의 zero-forcing dirty

* 학생회원, ** 정회원-교신저자, 연세대학교
(Yonsei University)

※ 이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임
(No.2009-0076259)

접수일자: 2011년6월15일, 수정완료일: 2011년11월16일

paper precoding (ZF-DP) 기법이다^[4]. 이 기법은 시스템 내의 사용자가 다중 안테나를 갖는 경우, ZF-DP 기법과 generalized triangular decomposition (GTD) 행렬 분해 기법을 접목한 전처리 필터 및 등화기 설계기법으로 확장될 수 있다^[5~6].

GTD 기법은 QR 행렬 분해 기법의 일종으로 각 스트림별로 원하는 채널 이득을 갖게 만들 수 있어 시스템 설계 목적에 따른 적응적인 자원 할당 기법에 사용된다^[7~9]. GTD 기법을 이용하여 다중 사용자 다중 안테나 하향 링크 채널에서 최대 채널 용량을 갖게 설계하려면 각 스트림의 채널 이득이 singular-value decomposition (SVD) 기법과 같이 그 채널의 singular value 값을 갖도록 설계하고, 모든 스트림에서 동일한 변조방식을 사용한다고 가정하였을 때 최소 에러확률을 갖게 설계하려면 geometric mean decomposition (GMD)[10] 기법과 같이 각 스트림의 채널 이득이 모두 동일하도록 설계하면 된다.

위의 최대 채널 용량을 얻기 위한 GTD 기법은 송수신단에서 이상적인 Gaussian 변조방식을 가정해야만 얻을 수 있다. 하지만 실제 시스템에서는 PSK 혹은 QAM 계열의 변조방식을 사용하기 때문에 이들을 이용하여 최대 채널 용량을 갖도록 설계하기 위해서는 SVD 기반의 설계 기법과 달리 각 스트림별 채널이득을 설계하는 새로운 기준이 필요하게 된다. 따라서 본 논문에서는 실제 사용하는 변조방식을 사용하였을 때 얻을 수 있는 전송량을 최대화하기 위하여 GTD 기반의 적응적 자원할당 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 자원 할당 시 데이터 전송량 뿐 아니라 부가적으로 에러확률을 고려하여 서로 다른 변조방식을 사용하는 경우의 에러확률 성능 또한 향상 시키고자 한다. 모의실험에서는 실제 변조방식을 사용하였을 때 얻을 수 있는 최대 채널 용량을 이론적인 채널 용량과 비교하고, 또한 각각의 에러확률을 비교하여 제안하는 기법의 성능의 우수함을 보인다.

II. 시스템 및 신호 모델

하나의 기지국과 K 명의 사용자가 존재하는 다중 사용자 다중안테나 하향링크 채널을 고려한다. 여기서, 기지국은 N 개의 다중안테나, 사용자 k 는 m_k 개의 다중안테나를 가지고 있으며, 기지국은 N 개의 다중안테나를 다중 접속 간섭을 제거하는 전처리 필터설계에 이용하

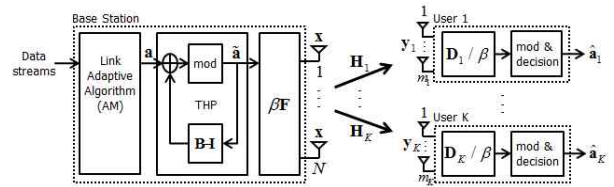


그림 1. 전처리 필터 및 등화기를 고려한 다중사용자 다중안테나 하향링크 채널 블록도

Fig. 1. Block diagram of downlink MU-MIMO channel with precoder and equalizer.

고, 각각의 사용자는 각각의 다중안테나를 스트림간 간섭을 제거하는 등화기 설계에 이용한다. 모든 사용자의 수신 안테나 수 M 은 기지국 안테나 개수 N 보다 작거나 같다고 가정하고, 모든 사용자들의 채널 정보는 기지국과 모든 사용자들이 알고 있다고 가정한다.

그림 1은 기지국의 전처리 필터와 각 사용자의 등화기를 고려한 다중사용자 다중안테나 하향링크 채널 블록도를 나타낸다. 그림 1에서 F 는 $N \times M$ 전처리행렬, B^{-1} 는 다중 사용자간 간섭을 제거하기 위한 $M \times M$ Tomlinson-Harashima precoding (THP)^[5]행렬, D_k 는 사용자 k 의 $m_k \times m_k$ 등화행렬을 의미한다. 여기서, B 는 행렬의 대각 값들이 1인 하삼각행렬, I 는 단위행렬을 의미하고, 각 사용자의 등화행렬은 하나의 행렬 D 로 표현할 수 있다. B 와 D 의 형태는 다음과 같다.

$$B = \begin{pmatrix} B_{1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ B_{2,1} & B_{2,2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ B_{K,1} & \cdots & B_{K,K-1} & B_{K,K} \end{pmatrix}, D = \begin{pmatrix} D_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & D_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & D_K \end{pmatrix} \quad (1)$$

위 시스템에서 기지국과 사용자 k 의 채널은 $m_k \times N$ 행렬 H_k 로 표시한다. 여기서, 채널 H_k 는 Rayleigh flat-fading 채널이며 각각의 성분들은 i.i.d 분포를 갖고 평균 0, 분산 1인 Gaussian random 변수를 가정한다. 벡터 $\mathbf{a} = [a_1^T, a_2^T, \dots, a_K^T]^T$ 는 사용자들의 $M \times 1$ 데이터 벡터를 의미하고, $\mathbf{x} = \beta F \tilde{\mathbf{a}}$ 는 송신 신호 벡터를 의미한다. 여기서 $\tilde{\mathbf{a}} = B^{-1}(\mathbf{a} + \mathbf{v})$ 는 \mathbf{a} 에 THP를 적용한 결과이고, \mathbf{v} 는 THP 벡터, β 는 전력 정규화 상수이다. \mathbf{x} 에 대한 전력 제한 조건은 $E\{\|\mathbf{x}\|^2\} = P$ 라고 제한한다.

각 사용자 k 의 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{D}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{a}} + \mathbf{D}_k \mathbf{n}_k \quad (2)$$

위 시스템의 전체 입출력 관계식은 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{D} \mathbf{H} \tilde{\mathbf{a}} + \mathbf{D} \mathbf{n} \quad (3)$$

여기서 \mathbf{n}_k 는 i.i.d 분포를 갖고 평균 0, 분산 σ_n^2 인 $m_k \times 1$ 부가 백색 가우시안 잡음 신호 벡터를 나타내
고, $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_k^T]^T$, $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T, \mathbf{n}_2^T, \dots, \mathbf{n}_k^T]^T$,
 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \dots, \mathbf{H}_k^T]^T$ 이다.

III. 전처리 필터 및 등화기 설계 기법

본 논문에서 고려하는 전처리 필터 \mathbf{F} , 등화기 \mathbf{D} 및 다중 사용자간 간섭 제거 행렬 \mathbf{B} 는 GTD 기법을 THP 기법과 접목하여 설계할 수 있으며, 다음과 같은 설계 기준으로부터 시작한다.

$$\mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{F} = \mathbf{B}, \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{F}$ 는 다음과 같은 블록 하삼각행렬 형태를 가진다. 왜냐하면, 식 (1)에서 \mathbf{B} 와 \mathbf{D} 가 각각 하삼각행렬, 블록 대각행렬이기 때문이다.

$$\mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{F} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_1 \mathbf{H}_1 \mathbf{F}_1 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{D}_2 \mathbf{H}_2 \mathbf{F}_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{D}_1 \mathbf{H}_K \mathbf{F}_1 & \dots & \dots & \mathbf{D}_K \mathbf{H}_K \mathbf{F}_K \end{pmatrix} \quad (5)$$

식 (5)는 전처리 필터 $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K]$ 가 $\mathbf{D} \mathbf{H} \mathbf{F}$ 의 대각블록 윗부분으로 표현되는 사용자 간 간섭을 제거시킬 수 있어야 함을 의미한다. 이를 위해 \mathbf{F}_k 는 $\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \dots, \mathbf{H}_{k-1}^T]^T$ 의 null space에 존재하는 orthonormal 기준 벡터로 이루어진 \mathbf{N}_k 행렬을 포함해야 한다. 따라서 \mathbf{F}_k 는 \mathbf{N}_k 를 포함한 다음의 관계식으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{F}_k = \mathbf{N}_k \mathbf{A}_k, \quad (6)$$

여기서 \mathbf{N}_k 는 QR이나 SVD 기법을 통해 구할 수 있으며, \mathbf{A}_k 는 다음과 같은 사용자 전력 제한 조건을 만족시키는 임의의 행렬이다.

$$\text{tr}(\mathbf{F}_k \mathbf{F}_k^H) = \text{tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H) = m_k = P_k \quad (7)$$

참고문헌 [5]의 lemma 1의 결과에 의해 사용자 k 의 수신신호는 식 (5)의 대각블록에만 영향을 받게 되어 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{D}_k \mathbf{H}_k \mathbf{N}_k \mathbf{A}_k \mathbf{B}_{k,k}^{-1} (\mathbf{a}_k + \mathbf{v}_k) + \mathbf{D}_k \mathbf{n}_k \quad (8)$$

식 (4)의 설계 기준으로부터 $\mathbf{D}_k \mathbf{H}_k \mathbf{N}_k \mathbf{A}_k \mathbf{B}_{k,k}^{-1} = \mathbf{I}_k$ 이고, \mathbf{y}_k 에 modulo 연산을 적용하면, \mathbf{y}_k 는 다음과 같이 된다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{a}_k + \bar{\mathbf{n}}_k, \quad (9)$$

여기서 $\bar{\mathbf{n}}_k = \mathbf{D}_k \mathbf{n}_k$ 이다. 이 결과로부터 사용자 k 의 수신 SNR 성능은 $\bar{\mathbf{n}}_k$ 의 분산 값에만 의존함을 알 수 있다. 따라서 $\bar{\mathbf{n}}_k$ 의 분산 값을 조절하여 사용자 k 의 데이터 전송량을 최대화 하는 문제를 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{D}_k, \mathbf{A}_k, \mathbf{B}_{k,k}} \quad & \gamma_k \quad s.t. \\ \mathbf{D}_k \mathbf{H}_k \mathbf{N}_k \mathbf{A}_k & = \mathbf{B}_{k,k}, \text{tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H) = P_k, \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 γ_k 는 사용자 k 의 데이터 전송량을 의미한다.

$$\gamma_k = \sum_{i=1}^{m_k} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_{n_i}^2 N} \right) \quad (11)$$

위 최적화 문제 (10)은 $\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{N}_k$ 를 사용자 k 의 등가채널로 설정하고 등가채널 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 singular value를 대각 값으로 갖도록 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 를 GTD 기법을 이용하여 $\hat{\mathbf{H}}_k^H = \mathbf{Q}_k \mathbf{R}_k \mathbf{T}_k^H$ 로 분해 후 다음과 같이 \mathbf{A}_k , \mathbf{D}_k , $\mathbf{B}_{k,k}$ 를 설정하면 그 답을 구할 수 있다^[5-6].

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_k & = \text{diag} \left[[\mathbf{R}_{k,1,1}^H]^{-1}, \dots, [\mathbf{R}_{k,m_k,m_k}^H]^{-1} \right], \\ \mathbf{D}_k & = \mathbf{G}_k \mathbf{T}_k^H, \mathbf{B}_{k,k} = \mathbf{G}_k \mathbf{R}_k^H, \\ \mathbf{A}_k & = \mathbf{Q}_k(:, 1:m(k)), \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 \mathbf{R}_k 의 대각 값 r_{k_i} 는 채널이득을 나타내고, $\sigma_{n_i}^2 = r_{k_i} / \sigma_{n_i}^2$ 이다. 식 (12)를 이용하여 전처리 필터 \mathbf{F} 및 등화기 \mathbf{D} 를 설계할 수 있고, 식 (4)를 이용하여 최종적으로 다중 사용자간 간섭 제거 행렬 \mathbf{B} 를 설계할 수 있다.

위에서 사용한 GTD 행렬 분해 기법은 QR 행렬 분해 기법의 일종으로서, 랭크가 M 이고 singular value로

이루어진 벡터가 $\lambda \in \mathbb{R}_+^M$ 인 임의의 행렬 \mathbf{H} 에 대하여 \mathbf{R} 의 대각값으로 이루어진 벡터 \mathbf{r} 이 아래 (13)과 같은 multiplicatively majorization 조건과 필요충분조건을 만족시키면 항상 유니타리 행렬 \mathbf{Q} 와 \mathbf{T} 그리고 상삼각행렬 \mathbf{R} 이 존재하여 \mathbf{H} 를 $\mathbf{H} = \mathbf{QRT}^H$ 로 분해할 수 있다.

$$\prod_{j=1}^M \lambda_{[j]} \geq \prod_{j=1}^M r_{[j]}, \quad 1 \leq j \leq M, \quad (13)$$

여기서 밑첨자 $[j]$ 는 $[j]$ 번째로 큰 값을 의미한다.

IV. GTD 기반의 적응적 자원 할당 기법

위의 최적화 문제 (10)은 각 스트림에서 사용하는 변조 방식이 이상적이라고 가정하고 각 스트림의 채널이득을 할당하여 그 최대값을 얻었다. 하지만 실제 시스템에서는 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM과 같이 이산적인 변조방식을 사용하기 때문에 다음과 같이 제약조건이 추가된 최적화 문제를 고려해야 한다.

$$\begin{aligned} & \max_{D_k, A_k, B_{k,k}} \gamma_k \quad s.t. \\ & D_k \mathbf{H}_k \mathbf{N}_k \mathbf{A}_k = B_{k,k}, \quad \text{tr}(\mathbf{A}_k \mathbf{A}_k^H) = P_k, \\ & \gamma_{k_i} = \log_2 M, \quad M \in \{2, 4, 16, 64\}, \quad \text{BER}_i \leq \epsilon, \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 각 스트림별 목표 에러확률은 변조차수에 관계없이 항상 $\text{BER}_i \leq \epsilon$ 를 만족해야 한다고 가정하고, 각 스트림별 전력 할당은 고려하지 않는다. 목표 에러확률과 변조차수에는 식 (15)와 같은 관계가 성립한다^[11].

$$\text{BER}_i \approx 0.2 \exp \left[- \frac{g_i}{N \sigma_n^2} r_{k_i}^2 \right] \quad (15)$$

여기서 g_i 는 BPSK의 경우에는 $g_i = \frac{6}{5M-4}$ 이고 나

머지 변조차수의 경우에는 $g_i = \frac{3}{2(M-1)}$ 이다.

위 최적화 문제 (14)는 먼저 각 변조차수 별 목표에러확률을 고려하여 각 스트림이 전송할 수 있는 변조차수를 결정하고 이에 적응적으로 각 스트림별 채널이득을 할당함으로써 각 사용자의 데이터 전송률을 최대화하는 문제이다. 각 스트림별 채널이득이 할당되면 식 (12)와 같이 GTD 기법을 이용하여 전처리 필터 \mathbf{F} 및 등화기 \mathbf{D} 를 설계가 가능하다. 채널이득 할당 시 각 스트림별 채널이득이 등가행렬 $\widehat{\mathbf{H}}_k$ 의 singular value로 이

루어진 벡터 λ_k 와 multiplicatively majorization 조건과 필요충분조건을 만족시키지 못하면 GTD가 존재하지 않기 때문에 주의해야 한다. 다음은 각 스트림별 변조차수와 채널이득을 할당하는 과정이다.

먼저, 목표 에러확률을 고려하여 각 변조차수에 최소로 필요한 채널이득에 대한 문턱값을 결정한다.

$$r_M^{th} = \sqrt{\frac{1}{g} \ln \frac{0.2}{\text{BER}_{tgt}} N \sigma_n^2}, \quad M \in \{2, 4, 16, 64\} \quad (16)$$

다음으로 등가채널 $\widehat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{N}_k$ 에 대해 SVD를 수행하여 singular value 벡터 λ_k 를 구하고, 사용자 k 가 전송할 수 있는 최소값 $\gamma_{k_{\min}}$ 을 결정한다.

$$\begin{aligned} M_{\min} &= \max_M r_M^{th} \leq \left(\prod_{i=1}^{m_k} \lambda_i \right)^{1/m_k}, \\ \gamma_{k_{\min}} &= m_k \times \log_2 M_{\min} \end{aligned} \quad (17)$$

그리고 λ_k 에 대하여 multiplicatively majorization 조건을 만족시킬 수 있도록 결정된 문턱값을 고려하여 각 스트림이 전송할 수 있는 최대 변조차수를 결정한다.

1단계(초기화): $i = 1, d = 1, M \in \{2, 4, 16, 64\}$

2단계(변조차수 결정):

$$\begin{aligned} M_i &= \max_M r_M^{th} \leq \left(\prod_{j=1}^i \lambda_{[j]} \right) / d, \\ \gamma_{k_i} &= \log_2 M_i \end{aligned} \quad (18)$$

3단계(분기):

만약 γ_{k_i} 가 존재하지 않으면, $\gamma_{k_i} = 0$, 알고리즘 종료.

만약 $i < m_k$ 이면, $M = \{k | k \leq M_i, k \in M\}$,

$d = d \cdot r_M^{th}, i = i + 1$, 2단계로 분기. 아니면 4단계로 분기.

4단계(최종 변조차수 선택):

만약 $\sum_{i=1}^{m_k} \gamma_{k_i} < \gamma_{k_{\min}}$ 이면, 다음과 같이 각 스트림별 채널이득 설정.

$$\gamma_{k_i} = \log_2 M_{\min}, \quad i = 1, \dots, m_k. \quad (19)$$

각 스트림별 변조차수가 결정되면 각 스트림별 채널이득을 할당한다. 각 스트림별 채널이득은 결정된 변조차수에 필요한 최소 채널이득 이상 할당하면서 다음과

같은 조건을 만족시키기만 하면 된다.

$$\prod_{i=1}^{m_k} r_{k[i]} = \prod_{i=1}^{m_k} \lambda_{k[i]} \quad (20)$$

최적화 문제 (14)는 각 사용자의 데이터 전송량을 최대화 하는 관점으로 접근하였기 때문에 각 스트림별 채널이득은 GTD 기법이 존재하도록 임의로 할당하면 되지만, 에러확률 관점까지 고려하게 된다면 다음과 같은 방법을 적용하여 사용자 k 의 채널이득을 할당할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \min_{r_k} \max_{1 \leq i \leq m_k} BER_i \\ & s.t. \quad BER_i \approx 0.2 \exp \left[-\frac{g_i}{N\sigma_n^2} r_{k[i]}^2 \right] \leq 0.01, \\ & \prod_{i=1}^{m_k} r_{k[i]} = \prod_{i=1}^{m_k} \lambda_{k[i]}. \end{aligned} \quad (21)$$

위 문제는 먼저 multiplicatively majorization 제한조건이 없는 경우를 가정하여 각 스트림별 BER이 모두 동일하도록 다음과 같이 채널이득을 설정한 후,

$$\begin{aligned} g_i r_{k[i]}^2 = \dots = g_{m_k} r_{k[m_k]}^2 = \eta, \\ \eta = \left(\prod_{i=1}^{m_k} g_i \left(\prod_{i=1}^{m_k} \lambda_{k[i]} \right)^2 \right)^{1/m_k}, \quad r_{k[i]} = \sqrt{\frac{\eta}{g_i}}, \end{aligned} \quad (22)$$

multiplicatively majorization 조건을 만족시키는지 여부를 검사하여 만족시키면 식 (22)와 같이 채널이득을 할당하고, 만족시키지 못하면 같은 변조차수를 갖는 스트림끼리 동일한 BER을 갖도록 다음과 같이 채널이득을 할당한다.

$$\begin{aligned} r_{k[i]} &= \left(\prod_{i=1}^{m_k-2} \lambda_{k[i]} \right)^{m_k-2}, \quad \text{for } 1 \leq i \leq m_k-2, \\ r_{k[i]} &= \left(\prod_{i=m_k-1}^{m_k} \lambda_{k[i]} \right)^2, \quad \text{for } m_k-1 \leq i \leq m_k, \end{aligned} \quad (23)$$

여기서 1부터 m_k-2 의 스트림의 변조차수가 같고, m_k-1 부터 m_k 까지의 변조차수가 같다고 가정하였다.

V. 모의실험 결과

모의실험 결과를 통해 본 연구에서 제안하는 적응적 자원 할당 기법이 데이터 전송량 성능 및 에러확률 성능 측면에서 이득이 있음을 보여주고자 한다. 모의실험

에서 모든 사용자의 채널은 Rayleigh flat-fading 채널을 가정하고, $K=3, N=9, \{m_1, m_2, m_3\} = \{3, 3, 3\}$ 인 다중 사용자 다중안테나 하향링크 채널을 고려한다. 그리고 변조방식은 BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM을 사용하고 어떤 스트림의 채널이득이 BPSK 전송에 최소로 필요한 채널이득보다 작은 경우는 신호를 전송하지 않는다고 가정한다. 시스템의 목표 에러확률은 0 혹은 10^{-2} 두 가지 경우를 고려한다.

그림 2와 그림 3은 각각 제안하는 기법의 데이터 전송량 성능 및 에러확률 성능을 나타낸다. 그림 2에서 목표 에러확률을 고려하지 않았을 경우 이론적인 최대 데이터 전송량을 얻기 위해 자원을 할당하는 SVD 기반의 자원 할당 기법에 실제 변조방식을 적용하게 되면 이상적인 Gaussian 변조방식을 사용하였을 경우 대비 약 3dB의 성능 열화가 발생하게 되지만, 제안하는 자원 할당 기법은 실제 변조방식에 필요한 채널이득에 적응적으로 자원을 할당하기 때문에 약 1.5dB의 성능 열화만 발생하게 된다. 시스템의 목표 에러확률이 10^{-2} 으로 증가하더라도 SVD 기반 기법과 제안하는 기법의 성능 차이는 동일하게 유지된다.

그림 3에서 제안하는 자원 할당 기법의 에러확률은 SVD 기반의 에러확률보다 모든 신호 대 잡음비에서 우수함을 확인할 수 있다. 실제 사용하는 변조 방식은 이상적인 Gaussian 변조방식과 달리 연속적인 변조차수를 갖는 데이터를 전송하는 것이 아니기 때문에 채널이득과 비례해서 데이터 전송량이 증가 하지 않는다.

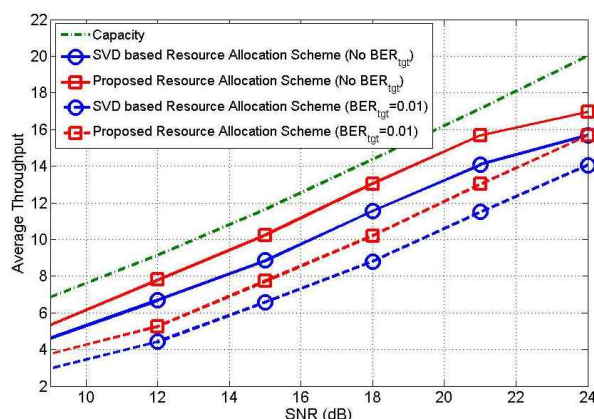


그림 2. 제안하는 자원 할당 기법과 SVD 기반의 자원 할당 기법의 평균 데이터 전송량 비교

Fig. 2. Comparison of average throughput between proposed resource allocation scheme and SVD based resource allocation scheme.

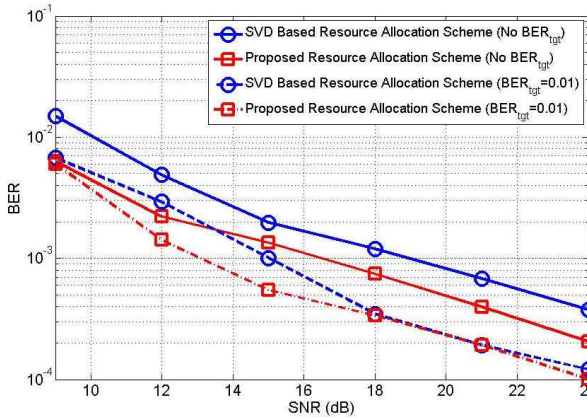


그림 3. 제안하는 자원 할당 기법과 SVD 기반의 자원 할당 기법의 에러확률 성능 비교

Fig. 3. Comparison of BER performance between proposed resource allocation scheme and SVD based resource allocation scheme.

따라서 제안하는 자원 할당 기법은 실제 변조방식을 사용할 때 최대 데이터 전송량을 갖게 만들면서도 데이터 전송량을 증가시키는데 기여하지 못하는 여분의 부가 채널 이득을 에러확률을 최소화 하는데 활용하고 있음을 의미한다. 제안하는 기법의 데이터 전송량 및 에러확률 성능 그래프에서 그래프의 기울기가 급격히 변화를 보이는 이유는 신호 대 잡음비가 증가할수록 높은 변조 차수가 선택되기 때문이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 다중 사용자 다중 안테나 하향링크 채널에서 GTD 기반의 적응적인 자원할당 기법을 제안하였다. GTD 기법은 시스템의 설계 요구조건에 맞게 적응적으로 자원을 할당할 수 있어 전처리 필터 설계 및 등화기 설계 분야에 다양하게 이용될 수 있고 전력 할당 기법과 같이 GTD 기법을 사용하면 더욱 시스템 성능을 향상시킬 수 있다.

참 고 문 헌

[1] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Trans. Telecommun.*, vol. 10, pp. 585-598, Nov. 1999.
 [2] Quentin H. Spencer, Christian B. Peel, A. Lee Swindlehurst, and Martin Haardt, "An Introduction to the Multi-User MIMO Downlink," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, pp.

60-67, Oct. 2004.

- [3] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multi-antenna Gaussian broadcast channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, pp. 1691-1706, July 2003.
 [4] Z. Tu and R. Blum, "Multiuser diversity for a dirty paper approach," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 7, no. 8, pp. 370-372, Aug. 2003.
 [5] Jia Liu and Witold A. Krzymien, "A Novel Nonlinear Joint Transmitter-Receiver Processing Algorithm for the Downlink of Multi-User MIMO Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, pp. 2189-2204, July 2008.
 [6] Shaowei Lin, Winston W. L. Ho, and Ying-Chang Liang, "Block Diagonal Geometric Mean Decomposition (BD-GMD) for Multi-user MIMO Broadcast Channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp. 2779-2789, July 2008.
 [7] Y. Jiang, W. W. Hager, and J. Li, "The Generalized Triangular Decomposition," *Mathematics of Computation*, Vol. 77, No. 262, pp. 1037-1056, April. 2008.
 [8] Y. Jiang, J. Li, and W. W. Hager, "Transceiver Design Using Generalized Triangular Decomposition for MIMO Communications with QoS Constraints," in *Proc. 38th Asilomar Conf. signals, Syst. Comput.*, Asilomar, CA, Nov. 7-10, 2004.
 [9] Luca Sanguinetti and Michele Morelli, "Non-linear Pre-Coding for Multiple-Antenna Multi-User Downlink Transmissions with Different QoS Requirements," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, pp. 852-856, March 2007.
 [10] Y. Jiang, J. Li, and W.W. Hager, "Joint Transceiver Design for MIMO Communications Using Geometric Mean Decomposition," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 53, no.10, part. 1, pp. 3791-3803, Oct. 2005.
 [11] Zhendong Zhou, Branka Vucetic, Mischa Dohler, and Younhui Li, "MIMO Systems With Adaptive Modulation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, pp. 1828-1842, Sep. 2005.

저 자 소 개

최 승 규(학생회원)
대한전자공학회 논문지
48권 TC편 제5호 2011년 참조

이 충 용(정회원)-교신저자
대한전자공학회 논문지
48권 TC편 제4호 2011년 참조