

논문 2006-43TC-3-1

# Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템을 이용한 하향링크 실시간 트래픽 전송 성능 개선

(Performance Improvement of Downlink Real-Time Traffic  
Transmission Using MIMO-OFDMA Systems Based on Beamforming)

양 석 철\*, 박 대 진\*, 신 요 안\*\*

(Suckchel Yang, Daejin Park, and Yoan Shin)

## 요 약

미래형 이동통신 시스템에서 셀 경계와 같이 반송파대간섭전력비 (Carrier-to-Interference Ratio; CIR)가 낮은 열악한 채널 환경에서 하향링크 실시간 트래픽의 전송 성능 개선을 위한 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA (Multi Input Multi Output-Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템을 제안한다. 우선 기본적인 MIMO-OFDM 시스템의 성능 향상을 위해 송신단 MRT (Maximum Ratio Transmission) 및 수신단 MRC (Maximum Ratio Combining) 기법의 연동을 고려하고, 이에 적합하도록 공간 자원 그룹화 기반의 CSI (Channel State Information) 계산법을 이용한 M-GTA-SBA (Modified-Grouped Transmit Antenna-Simple Bit Allocation) 기법을 고려한다. 또한 Beamforming 적용으로 인한 상향링크에서의 과도한 제한 정보량의 감소를 위해 Beam Weight 양자화 기반의 QEGT (Quantized Equal Gain Transmission) 기법을 적용하며, 다중 사용자 환경에서의 효율적인 자원 할당을 위해 P-SRA (Proposed Simple Resource Allocation) 알고리즘을 제안한다. 모의실험 결과, 제안된 시스템은 상향링크의 제한 정보량을 감안하더라도 H-ARQ IR (Hybrid-Automatic Repeat Request Incremental Redundancy)과 Pseudo-Orthogonal Space Time Block Code를 사용하는 전형적인 개방루프형 MIMO-OFDMA 시스템에 비해 낮은 CIR 영역에서 월등히 개선된 주파수 효율 성능을 보임을 확인하였다.

## Abstract

In this paper, we propose a MIMO-OFDMA (Multi Input Multi Output-Orthogonal Frequency Division Multiple Access) system based on beamforming for performance improvement of downlink real-time traffic transmission in harsh channel conditions with low CIR (Carrier-to-Interference Ratio). In the proposed system, we first consider the M-GTA-SBA (Modified-Grouped Transmit Antenna-Simple Bit Allocation) using effective CSI (Channel State Information) calculation procedure based on spatial resource grouping, which is adequate for the combination of MRT (Maximum Ratio Transmission) in the transmitter and MRC (Maximum Ratio Combining) in the receiver. In addition, to reduce feedback information for the beamforming, we also apply QEGT (Quantized Equal Gain Transmission) based on quantization of amplitudes and phases of beam weights. Furthermore, considering multi-user environments, we propose the P-SRA (Proposed-Simple Resource Allocation) algorithm for fair and efficient resource allocation. Simulation results reveal that the proposed MIMO-OFDMA system achieves significant improvement of spectral efficiency in low CIR region as compared to a typical open-loop MIMO-OFDMA system using pseudo-orthogonal space time block code and H-ARQ IR (Hybrid-Automatic Repeat Request Incremental Redundancy).

**Keywords :** MIMO-OFDMA, Beamforming, MRT, MRC, CSI, SBA

\* 학생회원, \*\* 정회원, 숭실대학교 정보통신전자공학부  
(School of Electronic Engineering, Soongsil  
University)

※ 이 논문은 정보통신부의 ITRC 프로그램 및 삼성전자 SKYPASS 4G 과제에 일부 지원으로 이루어짐  
접수일자: 2006년1월31일, 수정완료일: 2006년3월14일

## I. 서 론

최근 들어 이동통신 시스템을 위해 제한된 주파수 자원으로 고용량 멀티미디어 데이터를 전송할 수 있는 다양한 송수신 방식들이 대두되고 있으며, 특히 다중 송신

및 수신 안테나를 이용하는 MIMO (Multi Input Multi Output) 기술에 대한 연구가 다각도로 진행되고 있다. 한편, 주파수 효율을 증대시키고 다중 경로 페이딩에 효율적으로 대처하기 위해 다중 반송파를 이용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기법<sup>[1]</sup>이 MIMO 시스템에 효과적으로 결합될 수 있으며, 미래형 이동통신 시스템을 위해 다중 사용자 환경까지 고려한 MIMO-OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)<sup>[2]</sup>가 크게 주목받고 있다.

MIMO-OFDMA 기반의 이동통신 시스템에서는 셀 경계 (Cell Boundary)와 같이 반송파대간섭전력비 (Carrier-to-Interference Ratio; CIR)가 낮은 열악한 채널 환경에 위치한 단말기를 위한 안정적인 실시간 트래픽 전송 문제가 매우 중요시되고 있다. 이러한 환경에서의 하향링크 실시간 트래픽 전송을 위한 요소 기술로서 주로 Quasi-Orthogonal Space Time Block Code (STBC)<sup>[3]</sup>, Pseudo-Orthogonal STBC<sup>[4]</sup> 등의 전형적인 개방루프 기법들이 각광을 받고 있으며 이들에 대해 상당한 최적화가 진행되어 온 상태이다. 하지만 이러한 개방루프 기법들에 의한 성능 향상은 채널 상태, 간섭 및 잡음 레벨 등에 의존해야 하는 한계성을 갖게 되므로, 열악한 채널 환경에서의 전송에 대한 강인성을 갖게 하기 위해 효과적인 폐쇄루프 기법에 대한 연구가 요구된다.

따라서, 본 논문에서는 셀 경계와 같이 CIR이 낮은 열악한 채널에서의 하향링크 실시간 트래픽 전송 성능 개선을 위한 Beamforming 기반의 MIMO-OFDMA 시스템을 제안한다. 먼저 기본적인 MIMO-OFDM 시스템의 성능 향상을 위해, 단말기로부터 간단한 CSI (Channel State Information)를 취득받아 이를 기반으로 채널 특성이 우수한 일부 부채널에 동일한 수의 비트를 할당하여 주파수 다이버시티 이득을 향상하는 SBA (Simple Bit Allocation)<sup>[5]</sup>와 수신 신호대잡음비 (Signal to Noise Ratio; SNR)를 최대화하기 위해 서로 다른 Beam Weight를 각각의 송신 안테나에 매핑된 데이터 심벌에 곱하여 전송함으로써 수신 다이버시티 이득을 향상하는 Beamforming 기법<sup>[6]</sup>을 적용한다. 특히, V-BLAST (Vertical-Bell Labs Layered Space-Time) 방식<sup>[7]</sup>을 위한 기존의 SBA 기법을 개선하여, 송신단 MRT (Maximum Ratio Transmission) 및 수신단 MRC (Maximum Ratio Combining) 연동에 적합한 공간 자원 그룹화 기반의 CSI 계산법을 이용한 M-GTA-SBA (Modified-Grouped Transmit Antenna-SBA) 기법<sup>[8]</sup>을

고려한다. 한편, 과도한 제한 정보량을 줄이기 위해 송신단 전송 심벌에 곱해지는 각 안테나별 Beam Weight에 대한 크기 균일화 및 위상 정보 양자화를 기반으로 한 QEGT (Quantized Equal Gain Transmission) 기법<sup>[9]</sup>을 역시 고려한다. 또한 [10]의 접근 방식에 따라 트래픽 구분을 위해 공간, 주파수, 시간 축으로 구성된 RC (Real Time Center), RB (Real Time Boundary), NRC (Non-real Time Center), NRB (Non-real Time Boundary)의 4가지 자원 세그먼트를 고려하여 이들을 서로 다른 패킷으로 정의하며, 다중 사용자 환경을 위한 3단계에 걸친 P-SRA (Proposed-Simple Resource Allocation) 알고리즘을 제안한다.

## II. 제안된 Beamforming 기반의 MIMO-OFDMA 시스템 구조

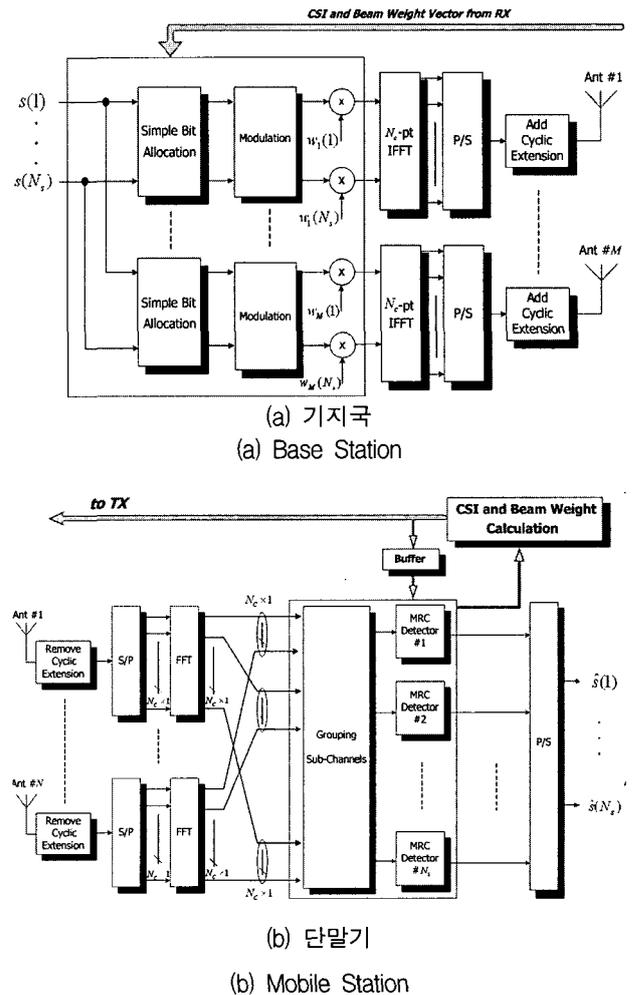


그림 1. 제안된 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템의 구조

Fig. 1. Structures of the proposed MIMO-OFDMA system based on beamforming.

그림 1은 본 논문에서 고려하는 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템의 구조를 도시하고 있다. 여기서  $M$ 개의 송신 안테나와  $N$ 개의 수신 안테나를 사용하고, 전체 부반송파 중에서 특정  $N_c$ 개 부반송파만을 사용하여 P-SRA 알고리즘을 적용했을 경우 특정 단말기에 대해 채널 상태가 우수한  $N_s (\leq N_c)$ 개의 부반송파만을 통해 데이터 전송을 수행한다. 이를 보다 상세히 설명하면, 기지국에서는 단말기들로부터 반환받은 CSI를 이용하여 P-SRA를 수행한 후 그 결과를 각 단말기에게 통보하게 되고, 단말기에서는 P-SRA에 의해 할당된 자원을 위한 Beam Weight 벡터를 다시 기지국으로 반환하게 된다. 기지국에서는 선택된 부채널에 매핑된 데이터 심벌과 Beam Weight 벡터를 곱한 후 이를 취합하여 IFFT를 수행하고, 각 송신 안테나를 통해 최종 OFDM 심벌을 전송함으로써 MRT를 수행한다. 단말기에서는 각 수신 안테나를 통해 수신된 신호에 대해 FFT를 수행하게 되고, 버퍼에 저장된 CSI와 Beam Weight 벡터를 사용하여 MRC 검출을 통한 최종 데이터 복조 과정을 수행하게 된다.

### III. 공간 자원 그룹화 기반의 Beamforming

#### 1. 성능 향상을 위한 M-GTA-SBA 기법

데이터 전송률 향상을 위한 MIMO 기법인 기존 V-BLAST 방식에서는 각각의 송신 안테나에 서로 다른 데이터 심벌을 매핑하여 전송하는 구조를 택하고 있다. 따라서 일반적인 MIMO-OFDM 시스템에 이러한 V-BLAST 방식을 위한 SBA 기법을 적용하기 위해서는 공간 자원의 그룹화가 불가피하므로, 부채널 내 공간 자원들에 대한 평균 채널 이득을 구하여 이 값이 큰 부채널들에 동일한 수의 비트를 할당하는 방식인 GTA-SBA (Grouped Transmit Antenna-Simple Bit Allocation)<sup>[8]</sup>를 고려할 수 있다. 하지만, 이러한 GTA-SBA 기법은 V-BLAST 기법을 위한 CSI 계산법을 Beamforming에 적용하기 위해 강제적인 공간 자원 그룹화를 적용했기 때문에, 그림 1의 시스템을 위한 송신단 MRT 및 수신단 MRC 기법 연동에는 적합하지 않다. 따라서 본 논문에서는 송신단 MRT 및 수신단 MRC 기법 연동에 적합한 효율적인 공간 자원 그룹화 기반의 CSI 이득 계산법을 이용한 다음과 같은 M-GTA-SBA (Modified GTA-SBA) 기법을 고려한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(c)\mathbf{w}(c) &= \begin{bmatrix} h_{11}(c) & h_{12}(c) & \cdots & h_{1M}(c) \\ h_{21}(c) & h_{22}(c) & \cdots & h_{2M}(c) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1}(c) & h_{N2}(c) & \cdots & h_{NM}(c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1(c) \\ w_2(c) \\ \vdots \\ w_M(c) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{11}(c)w_1(c) + h_{12}(c)w_2(c) + \cdots + h_{1M}(c)w_M(c) \\ h_{21}(c)w_1(c) + h_{22}(c)w_2(c) + \cdots + h_{2M}(c)w_M(c) \\ \vdots \\ h_{N1}(c)w_1(c) + h_{N2}(c)w_2(c) + \cdots + h_{NM}(c)w_M(c) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\overline{CG}(c) = \|\mathbf{H}(c)\mathbf{w}(c)\|^2 \quad (2)$$

여기서  $h_{ij}(c)$ 는  $c$ 번째 부반송파에 대한  $j$ 번째 송신 안테나와  $i$ 번째 수신 안테나 사이의 채널 계수이고,  $\mathbf{H}(c)$ 는  $c$ 번째 부반송파에 대한 채널 행렬이다.  $w_j(c)$ 는  $c$ 번째 부반송파의  $j$ 번째 송신 안테나에 대한 Beam Weight이며,  $\mathbf{w}(c)$ 는  $c$ 번째 부반송파에 대한 Beam Weight 벡터이다. 또한  $\|\cdot\|$ 는 2-norm 연산을 의미하며,  $\overline{CG}(c)$ 는  $c$ 번째 공간 그룹화된 부채널에 대한 채널 이득으로서, 이를 바탕으로 SBA 수행을 위한 CSI가 결정된다. 제안된 기법은 다음과 같은 반복 과정을 수행한다. 각 부채널들에 할당된 비트수를 0으로 설정한 뒤 부반송파마다 해당되는  $\mathbf{H}(c)$ 와 Beam Weight 벡터  $\mathbf{w}(c)$ 의 곱으로 나온 행렬의 2-norm의 제곱값을 계산한 후 이를 이용해 SBA 과정을 수행한다. 제안된 Beamforming 기반의 M-GTA-SBA 기법에서는 V-BLAST 방식과는 달리 각각의 송신 안테나에 서로 같은 심벌을 매핑을 하기 때문에 수신 안테나로  $\mathbf{H}(c)\mathbf{w}(c)$ 의 행 자체가 수신된다. 따라서  $\mathbf{H}(c)\mathbf{w}(c)$ 의 2-norm의 제곱값을 구하면 자연스럽게 공간 그룹화가 이뤄지며, 이 값이 큰 부채널 그룹에 데이터를 할당시 MRC 검출 기법에서 최대한의 수신 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

#### 2. 반환 정보량 감소를 위한 QEGT 기법

그림 1의 MIMO-OFDMA 시스템을 위한 MRT/MRC 연동은 제안된 M-GTA-SBA 기법을 통해 주파수 선택적 페이딩 채널에서 매우 큰 송수신 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 된다. 하지만 이상적인 Beam Weight 벡터  $\mathbf{w}(c)$ 의 반환 정보량이 매우 방대하기 때문에 최대 SNR 성능에 근접하면서도 반환 정보량을 줄일 수 있는 방법이 필요하다. 따라서, 본 논문에서는 [8]에서와 유사하게 송신단 전송 심벌에 곱해지는 Beam Weight에 대한 크기 및 위상 정보의 균일 또는 양자

화 과정을 수행하는 QEGT 기법을 적용한다.  $i$ 번째 송신 안테나를 위한 이상적인 Beam Weight은 식 (3)과 같다.

$$w_i(c) = \alpha e^{j\theta} \quad (i = 1, \dots, M) \quad (3)$$

위 식에서  $\alpha > 0$ 는 Beam Weight의 크기이고, Beam Weight 위상  $\theta$ 는  $\theta \in [0, 2\pi)$ 이다. 제안된 QEGT 기법에서 Beam Weight의 크기는  $|w_i(c)| = 1/\sqrt{M}$ 으로 동일하며, 위상 정보는 식 (4)와 같이 양자화 된다.

$$w_i(c) \equiv \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j\tilde{\theta}} \quad (4)$$

여기서 QEGT 기법을 위한 Beam Weight 위상 정보 값은  $\tilde{\theta}_c \in \left\{0, \frac{2\pi}{L}, \frac{4\pi}{L}, \dots, \frac{2(L-1)\pi}{L}\right\}$ 이고, 양자화 비트수를  $q$ 라 했을 경우 양자화 레벨은  $L = 2^q$ 가 된다.

#### IV. 트래픽 정의 및 제안된 P-SRA 알고리즘

##### 1. 자원 세그먼트의 구조 및 특징

본 논문에서 고려하는 패킷 기반 무선 접속 시스템에서 무선 채널을 겪은 신호의 위치 기반 특성과 시변 특성에 따라 트래픽을 구분할 수 있다. 위치 기반 신호 특성은 셀 내부에 위치하는 단말기와 기지국과의 거리에 따라 특징 지어지는데 단말기가 셀 중앙에 위치할 경우에는 채널의 지연 확산이 작아서 채널에서 제공하는 주파수 다이버시티 자원이 부족하게 되며, 셀 가장자리에 위치할 경우에는 채널의 지연 확산이 커서 주파수 다이버시티 자원을 얻게 된다. 또한, 시변 신호 특성은 무선 채널이 지나는 다중 경로 전파 특성으로 인한 수신 신호

의 전력이 시간과 공간에 따라 빠르게 변화하게 되는 페이딩 현상이 발생하게 되는데, 이러한 페이딩 현상을 패킷 전송을 위해 이용하여 채널 상황이 좋을 때까지 기다리는 전송 지연 문제에 따라 실시간 전송과 비실시간 전송으로 구분된다.

이러한 트래픽 특성을 만족시키기 위해 본 논문에서는 [10]의 접근 방식에 따라 주파수 및 시간 축으로 구성된 2차원 형태를 가지는 자원 세그먼트를 하나의 패킷 단위로 정의한다. 특정 세그먼트는 주파수 축으로  $N_f$ 만큼의 부반송파를 점유하며 시간 축으로  $N_t$ 만큼의 길이를 가진다. 따라서 하나의 세그먼트는  $N_f \times N_t$ 개의 데이터 심볼로 구성된다. 또한 트래픽에 따른 세그먼트의 종류는 그림 2에 도시된 것과 같이 실시간 특성에 따라 NRT (Non-Real Time) 세그먼트 (NRC, NRB)와 RT (Real Time) 세그먼트 (RC, RB)로 나뉘며, 또한 셀 내 단말기 위치에 따라 채널 환경이 좋은 셀 중앙에서의 사용자들을 위한 세그먼트 (NRC, RC)와 채널 환경이 열악한 셀 가장자리에서의 사용자들을 위한 세그먼트 (NRB, RB)로 나뉘어진다. NRT 세그먼트는 지연 조건에 엄격하지 않으므로 기회적 스케줄링과 결합하여 다중 사용자 이득 (Multi-User Diversity)을 최대한 얻기 위해 주파수 다이버시티를 최대한 얻지 않아야 하며 이를 위하여  $N_f$ 가 작고 비교적 큰  $N_t$ 로 설계되어야 한다. 반면에, RT 세그먼트는 QoS (Quality of Service)에 따라 스케줄링을 수행하기 때문에 링크 레벨 다이버시티를 높여서 채널 상태에 강인한 전송을 하게 되므로 최대한의 주파수 다이버시티를 얻어야 하며, 지연 조건이 엄격하기 때문에 작은  $N_t$ 를 갖도록 설계되어야 한다. 이에 본 논문에서는 자원 세그먼트, 즉 하나의 패킷 당 512개의 부반송파가 배치된다고 가정하였으며, 그림 2에서와 같이 자원 세그먼트 종류에 따라  $N_f$  및  $N_t$ 가 결정된다.

본 논문에서는 셀 가장자리와 같이 낮은 수신 CIR 환경이나 안테나 상관이 큰 환경과 같이 열악한 환경에 있는 단말기의 RT 트래픽의 전송을 위한 RB 세그먼트를 고려하였다. 이러한 열악한 채널 상황에서는 공간 다중화 이득을 통하여 주파수 효율을 극대화 하기보다는 공간 다이버시티를 극대화하여 안정적인 전송을 보장해야 한다. 특히, RB 세그먼트를 위해 제안된 P-SRA 알고리즘에서는 두 명의 사용자가 두 개의 세그먼트를 자원 맵으로 이용하게 되며, 기지국에서의 3 단계 자원 할당 결과에 따라 각 사용자들은 각각 하나의 세그먼트

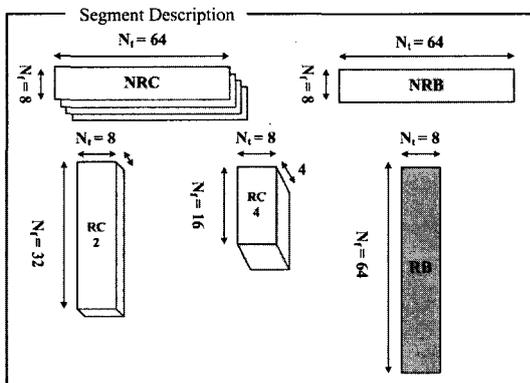


그림 2. 본 논문에서 고려하는 자원 세그먼트<sup>[10]</sup>  
Fig. 2. Resource segments considered in this paper.

크기만큼의 자원을 할당받게 된다.

### 2. 다중 사용자를 위한 P-SRA 알고리즘

제안된 P-SRA 알고리즘에서는 두 명의 사용자들에게 두 개의 RB 세그먼트에 해당되는 자원 맵이 할당되며, 이를 통해 사용자들 각각은 앞서의 M-GTA-SBA 기법을 이용하여 등가적으로 하나의 세그먼트만큼의 자원을 요구한다. 여기서  $k$ 번째 사용자에게 할당해야 할 비트수는  $R_k$ 이며, 각 자원에 할당되는 비트수는  $B$  비트로 동일하다. SBA를 적용하므로 두 명의 사용자들은 주어진 자원 맵 내 공간 그룹화 된 각 부채널에 대한 CSI를 계산하여 기지국으로 케환하고, 이를 기반으로 기지국에서는 3 단계에 걸친 자원 할당 과정을 수행하게 된다.

제안된 P-SRA 알고리즘은 사용자 측과 기지국 측으로 나누어 다음과 같이 설명될 수 있다. 두 사용자들은 우선 두 개의 세그먼트로 이루어진 자원 맵에서 M-GTA-SBA 기법을 적용하여 공간 그룹화 된 후보 부채널들을 선정한다.  $k$ 번째 사용자의 CSI는 다음과 같이 설명할 수 있다.

초기화 :

$$m_c = 0, \forall c \quad (5)$$

$$R'_k = 0 \quad (6)$$

$$S = \{c : c = 1, \dots, N_c\} \quad (7)$$

반복수행 :  $R'_k = R_k$ 를 만족할 때까지

$$c^* = \underset{c \in S}{\operatorname{argmax}} \|H(c)w(c)\|^2 \quad (8)$$

$$m_{c^*} = B \quad (9)$$

$$R'_k = R'_k + B \quad (10)$$

$$S = S \setminus c^* \quad (11)$$

한편 기지국에서는 사용자들로부터 식 (5)~(11)의 과정에 따라 계산된 CSI를 케환 받아 자원 할당을 수행하게 되는데, 각 사용자들이 서로 독립적으로 CSI를 계산하기 때문에 사용자들간에 사용하고자 하는 공간 그룹화된 후보 부채널들 간의 충돌이 발생하게 된다. 따라서, 기지국에서의 P-SRA 기법은 ① 충돌이 일어나지 않는 공간 그룹화된 부채널에 대한 초기 자원 할당 과

정, ② 충돌한 공간 그룹화된 후보 부채널들에 대한 중간 자원 할당 과정, 그리고 ③ 할당되지 못한 데이터 비트에 대한 추가 비트 할당 과정으로 구성된다.

우선 초기 자원 할당 과정에서는 각 사용자로부터 케환 받은 후보 부채널들 중에서 다른 사용자와 충돌이 일어나지 않는 부채널들을 우선적으로 할당한다.  $\beta_c$ 와  $m_c$ 를 각각  $c$ 번째 부반송파인 부채널의 사용자 할당 정보와 비트 할당 정보라 정의하고 식 (12)의 초기화를 수행한다.

$$\beta_c = 0, m_c = 0, \forall c \quad (12)$$

$s_k$ 를  $k$ 번째 사용자에게 할당된 누적 부채널 수,  $R'_k$ 을  $k$ 번째 사용자에게 할당된 누적 비트수라고 정의하고 식 (13)의 초기화를 수행한다.

$$s_k = 0, R'_k = 0, \forall k \quad (13)$$

식 (12)~(13)의 초기화 과정이 완료되면 전체 부채널들에 대해  $\sum_{k=1}^k \rho_{c,k}$ 를 계산하고  $\sum_{k=1}^k \rho_{c,k} = 1$ 인 부채널, 즉 다른 사용자의 후보 부채널과 충돌이 발생하지 않은 부채널들을 모두 찾아 식 (14)~(16)의 자원 할당 과정을 수행한다.

$$k^* = \underset{k}{\operatorname{argmax}} \rho_{c,k} \quad (14)$$

$$\beta_c = k^*, m_c = B \quad (15)$$

$$s_{k^*} = s_{k^*} + 1 \quad (16)$$

여기서,  $\rho_{c,k}$ 는  $k$ 번째 사용자로부터 케환 받은  $c$ 번째 부반송파인 부채널의 CSI를 의미한다. 그림 3은 제안된 P-SRA 알고리즘을 위한 1단계 자원 할당 과정의 예를 도시하고 있다.

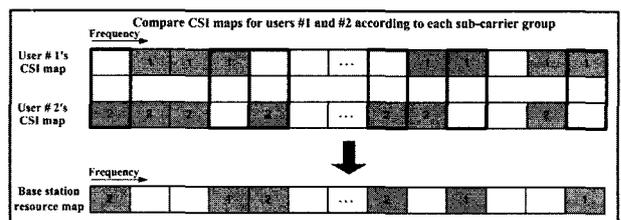


그림 3. 제안된 P-SRA 알고리즘을 위한 자원 할당 1단계 과정의 예

Fig. 3. The initial resource allocation procedures of the P-SRA algorithm.

초기 자원 할당 과정이 종료되면, 다른 사용자와 충돌한 후보 부채널들에 대해 중간 자원 할당 알고리즘이 수행된다. 부반송파의 인덱스를 나타내는  $c$ 를 다음 식 (17)과 같이 초기화 한다.

$$c = 1 \quad (17)$$

중간 자원 할당 단계에서는 사용자들간에 충돌이 발생하는 후보 부채널들을 찾기 위해 전체 부채널들 중에서 첫 번째 부반송파에서  $N_c$ 번째 부반송파까지 순차적으로  $c$

의 인덱스를 증가시키면서  $\sum_{k=1}^k \rho_{c,k} > 1$ 인 부채널들을 찾아 아래 식 (18)~(22)를 수행한다.

$$k^* = \operatorname{argmax}_k \{R_k/B - s_k\} \quad (18)$$

$$\beta_c = k^* \quad (19)$$

$$R'_k = R_k + B \quad (20)$$

$$m_c = B \quad (21)$$

$$s_{k^*} = s_{k^*} + 1 \quad (22)$$

$\sum_{k=1}^k \rho_{c,k} \leq 1$ 인 부채널은 사용자간 충돌이 발생하지 않은 후보 부채널로 식 (18)~(22)의 과정을 수행하지 않게 된다.  $c$ 번째 부반송파의 부채널에 대한 사용자 할당이 수행되면 식 (23)을 수행한다.

$$c = c + 1 \quad (23)$$

식 (23)은  $c \neq N_c$ 일 때 수행되며  $c = N_c$ 인 경우는 아래 식 (24)가 수행된다.

$$c = 1 \quad (24)$$

그림 4는 P-SRA 알고리즘의 2 단계 자원 할당 과정의 예를 도시하고 있다.

위의 2 단계 후 자원 할당의 마지막 단계로서 기지국은 전체 자원 맵에서 사용자들이 모두 요구하지 않는 부채널들에 대해서 각 사용자들이 요구하는 자원을 모두 할당 받을 때까지 랜덤하게 자원을 할당한다.  $R'_k \neq R_k$ 인 사용자들에 대해 비트가 추가로 할당되는 부채널  $\delta_k$ 개수를 다음 식 (25)에 의해 구할 수 있다.

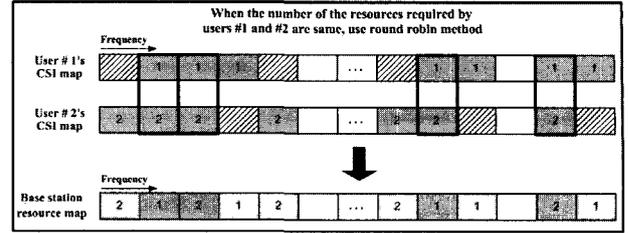


그림 4. 제안된 P-SRA 알고리즘을 위한 자원 할당 2단계 과정의 예

Fig. 4. The intermediate resource allocation procedures of the P-SRA algorithm.

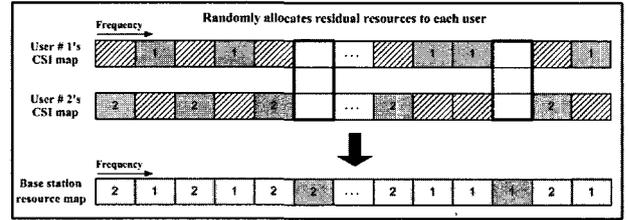


그림 5. 제안된 P-SRA 알고리즘을 위한 자원 할당 3단계 과정의 예

Fig. 5. The final resource allocation procedures of the P-SRA algorithm.

$$\delta_k = \lceil R'_k - s_k/B \rceil \quad (25)$$

기지국은  $\delta_k > 0$ 인 사용자들에 대해  $\delta_k$ 개의 부채널들을 임의로 선택하여  $B$  비트씩을 추가로 할당하며, 이러한  $k$ 번째 사용자의 추가 비트 할당 과정은 다음 식 (26)~(30)로 나타낼 수 있다.

$$\delta'_k = 1 \quad (26)$$

$$\text{Randomly select } c^* \text{ in } S_k = \{c : \beta_c = k\} \quad (27)$$

$$m_{c^*} = m_{c^*} + B \quad (28)$$

$$R'_k = R'_k + B \quad (29)$$

$$\delta'_k = \delta'_k + 1 \quad (30)$$

식 (27)~(30)은  $\delta'_k = \delta_k$ 가 될 때까지 반복 수행된다. 그림 5는 P-SRA 알고리즘의 3 단계 자원 할당 과정의 예를 도시하고 있다.

## V. 모의실험 결과

모의실험을 위해 지연 확산이 436 nsec이고, 지수 분포의 전력 지연 프로파일을 따르는 18개 경로로 구성된

표 1. AMC 세트  
Table 1. AMC set.

Modulation	Zigzag code rate	Information bit size	Resource (Utilization per user)
QPSK	1/2	512	100% (512/512)
QPSK	3/4	768	
16-QAM	1/2	1024	
16-QAM	3/4	1536	
16-QAM	3/4	2048	

주파수 선택적 레일리 (Rayleigh) 페이딩 채널을 고려하였다. 또한 이동성이 작은 상황을 가정하여 도플러 주파수는 16 Hz를 고려하였고, 채널 추정과 시스템 동기는 완벽히 이루어졌다고 가정하였다. OFDM을 위한 전체 부반송파 수는 2048개를 사용하였으며, 이 중에서 두 개의 RB 세그먼트에 해당하는  $N_c = 128$ 개의 부반송파 중에서 P-SRA 알고리즘을 통해 선택된  $N_s = 64$ 개의 부반송파만을 통해 특정 단말기로의 데이터 전송이 수행된다. OFDM 심벌 주기는  $20.48 \mu\text{sec}$ , 부반송파 간격은  $48.828 \text{ kHz}$ , 보호 구간은  $5 \mu\text{sec}$ 로 설정하였다. 송수신 안테나는 각각 4, 2개인 시스템 환경을 가정하였고, 특히 제한 정보 감소를 위해 도플러 채널의 시변 특성에 따른 제한 정보 전송 주기를 64 OFDM 심벌 구간으로 확장하였다. 한편, 단말기에서 기지국으로의 제한 정보 전송을 위해 QPSK 변조 및 부호율이 1/2인 채널 부호를 적용하였다고 가정하였다. 또한, 제안된 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템을 위한 링크 적용과 관련하여 RB 세그먼트에 적용되는 AMC 세트를 표 1과 같이 정의하였으며, 특히 사용된 채널 부호로 zigzag 부호<sup>[11]</sup>를 고려하였다. 그리고 제안된 시스템과의 비교를 위해 별도의 자원 할당 과정없이 한 명의 사용자가 하나의 RB 세그먼트를 점유하여 데이터 전송을 수행하는 개방루프형 Pseudo-Orthogonal STBC<sup>[4]</sup> 시스템을 고려하였으며, 여기서 H-ARQ IR (Hybrid-Automatic Repeat Request Incremental Redundancy)<sup>[12]</sup>이 추가 적용되었다.

시스템의 성능은 식 (31)와 같은 주파수 효율로 측정한다.

$$\text{Spectral Efficiency} = \frac{N_s \times N_t \times (k \times R) \times (1 - \text{PER})}{N_s \times N_t + \frac{(N_c + N_s \times Q_b \times M) \times N_t}{\text{ETP} \times \text{GSC}}} \text{ [bps/Hz]} \quad (31)$$

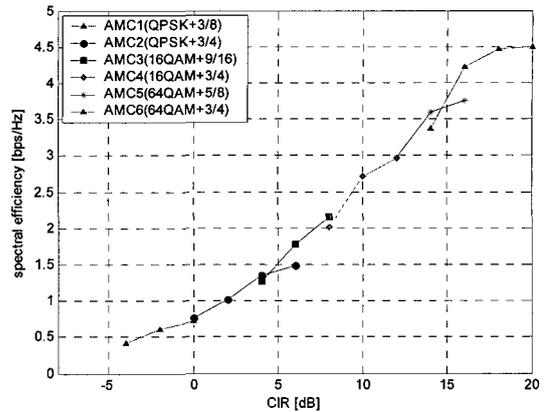


그림 6. H-ARQ IR과 Pseudo-Orthogonal STBC이 적용된 MIMO-OFDMA 시스템의 주파수 효율 성능  
Fig. 6. Spectral efficiency of the MIMO-OFDMA system using H-ARQ IR and Pseudo-Orthogonal STBC.

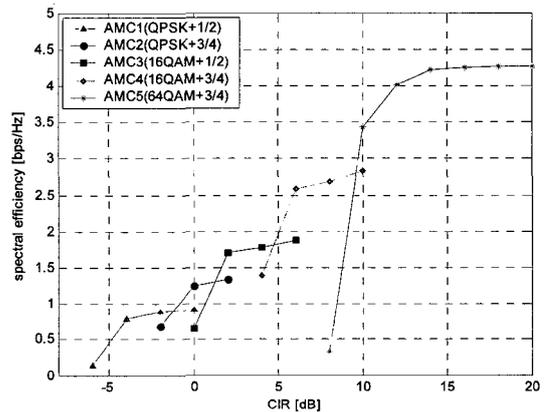


그림 7. 제안된 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템의 주파수 효율 성능 ( $\text{ETP}=64$ ,  $\text{GSC}=4$ )  
Fig. 7. Spectral efficiency of the proposed MIMO-OFDMA system based on beamforming ( $\text{ETP}=64$ ,  $\text{GSC}=4$ ).

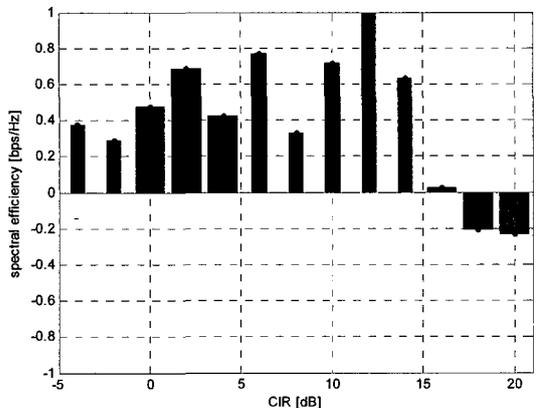


그림 8. 제안된 MIMO-OFDMA 시스템의 성능과 그림 6의 시스템과의 성능 차이  
Fig. 8. Spectral efficiency difference between the proposed system and the system described in Fig. 6.

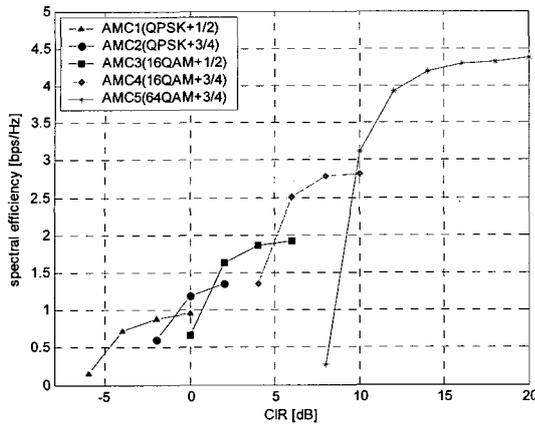


그림 9. 제안된 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템의 주파수 효율 성능( $ETP=64$ ,  $GSC=8$ )

Fig. 9. Spectral efficiency of the proposed MIMO-OFDMA system based on beamforming ( $ETP=64$ ,  $GSC=8$ ).

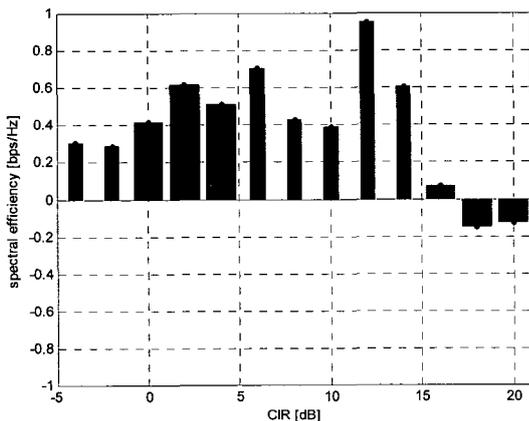


그림 10. 제안된 MIMO-OFDMA 시스템의 성능과 그림 6의 시스템과의 성능 차이

Fig. 10. Spectral efficiency difference between the proposed system and the system described in Fig. 6.

여기서  $N_s$ 는 한 세그먼트당 부반송파 개수이며  $N_c$ 는 OFDM 심볼 개수이다. 또한  $k$ 는 데이터 심볼당 비트수이며,  $R$ 은 채널 부호의 부호율을 나타내며,  $PER$ 은 패킷오율이며  $Q_b$ 는 양자화 비트수이다.  $N_c$ 는 2개의 세그먼트에 해당되는 부반송파 개수로서 각 사용자에게 할당된 부반송파의 위치 정보를 가지고 있다.  $ETP$  (ExTension Period)는 도플러 채널의 시변 특성에 따른 궤환 정보 전송 주기를 확장하여 궤환 정보량을 줄이는 요소로서 본 논문에서는  $ETP=64$ 이다. 또한  $GSC$  (Grouped Sub-Carrier)는 채널의 주파수 선택적 페이딩 특성에 따라 그룹화되는 부채널 수로  $ETP$ 와 마찬가지로

로 궤환 정보량을 줄이는 요소이며 본 절에서는  $GSC=4, 8$ 인 경우를 고려하였다. 위 식은 제안 방식과 같은 폐쇄루프형 시스템에서의 상향링크 궤환 정보량에 의한 성능 감소분이 모두 고려된 식임을 주의하여야 한다.

그림 6은 H-ARQ IR과 Pseudo-Orthogonal STBC이 적용된 일반적인 DiffSeg 시스템의 주파수 효율 성능을 CIR 및 AMC 세트에 따라 도시하고 있으며, 그림 7 및 그림 9는  $GSC$ 가 각각 4, 8인 경우 표 1의 AMC 세트에 따른 제안된 P-SRA 및 Beamforming 기반의 MIMO-OFDMA 시스템의 주파수 효율 성능을 도시하고 있다. 또한, 그림 8과 10은 그림 7과 9의 제안된 MIMO-OFDMA 시스템 성능에서 그림 6의 결과를 뺀 주파수 효율 성능 차이를 각각 도시하고 있다. 결과에서 볼 수 있듯이, 제안된 MIMO-OFDMA 시스템은 상향링크에서의 궤환 정보량을 감안하더라도 RB 세그먼트에서 중요한 낮은 CIR 영역에서 H-ARQ IR과 Pseudo-Orthogonal STBC를 사용하는 전형적인 개방루프형 MIMO-OFDMA 시스템보다 주파수 효율 성능이 크게 개선됨을 볼 수 있고, 특히 무선 채널의 시변 및 주파수 선택적 특성을 기반으로 하는 궤환 정보량의 효과적인 감소를 통해 더욱 큰 폭의 주파수 효율 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 셀 경계와 같이 CIR이 낮은 열악한 채널 환경에서 하향링크 실시간 트래픽의 전송 성능 개선을 위한 Beamforming 기반 MIMO-OFDMA 시스템을 제안하였다. 제안 시스템은 MRT/MRC 연동을 고려하고 이에 적합하도록 변형된 공간 자원 그룹화 기반의 CSI 계산법을 이용한 M-GTA-SBA 기법을 적용하였다. 또한 Beamforming 적용으로 인한 상향링크 궤환 정보량의 감소를 위해 Beam Weight에 QEGT 기법을 적용하였으며, 다중 사용자 환경에서의 효율적인 자원 할당을 위해 P-SRA 알고리즘을 제안하였다. 전형적인 이동통신 채널 환경에서의 모의실험 결과, 제안 시스템은 상향링크의 궤환 정보량을 감안하더라도 H-ARQ IR과 Pseudo-Orthogonal STBC를 사용하는 일반적인 개방루프형 DiffSeg 시스템에 비해 낮은 CIR 영역에서 큰 주파수 효율 성능 개선을 보임을 확인하였다.

참고 문헌

[1] L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, John Wiley & Sons, 2003.

[2] K.-W. Ng, R. S. Cheng, and R. D. Murch, "Adaptive resource allocation algorithm for MIMO-OFDMA system," *Proc. ITC-CSCC 2004*, pp. 7F2P-7, Sendai, Japan, July 2004.

[3] H. Jafarkhani, "A quasiorthogonal space time block codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.

[4] 이인규, 이훈철, "다중 입력 다중 출력 방식을 사용하는 이동통신 시스템에서 의사 직교 시공간 블록 부호 부호화/복호화 장치 및 방법," 대한민국 특허 출원번호 P2004-44721, 2004년 6월.

[5] K.-W. Ng, R. S. Cheng, and R. D. Murch, "A simplified bit allocation for V-BLAST based OFDM MIMO systems in frequency selective fading channels," *Proc. IEEE ICC 2002*, vol. 1, pp. 411-415, New York City, USA, May 2002.

[6] J. Choi and R. W. Heath, Jr., "Interpolation based transmit beam-forming for MIMO-OFDM with limited feedback," *Proc. IEEE ICC 2004*, vol. 1, pp. 249-253, Paris, France, June 2004.

[7] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, "V-BLAST : An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering channel," *Proc. ISSSE '98*, pp. 295-300, Pisa, Italy, Sept. 1998.

[8] D. Park, S. Yang, and Y. Shin, "A MIMO-OFDM system with simple bit allocation and spatial resource grouping based beamforming," *Proc. ICACT 2006*, Phoenix Park, Korea, Feb. 2006.

[9] D. J. Love and R. W. Heath Jr., "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 7, pp. 1102-1110, July 2003.

[10] J. Moon, J.-Y. Ko, and Y.-H. Lee, "An air interface framework design for the next-generation radio access system," *IEEE Jour. Selected Areas in Commun. (Special Issue on 4G Wireless Syst.)*, to appear.

[11] L. Ping, X. Huang, and N. Phamdo, "Zigzag codes and concatenated zigzag codes," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 800-807, Feb. 2001.

[12] S. Kallel and D. Haccoun, "Generalized type II hybrid ARQ scheme using punctured convolutional coding," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 11, pp. 1938-1946, Nov. 1990.

저자 소개



양 석 철(학생회원)  
 2002년 숭실대학교  
 정보통신전자공학부 학사  
 2004년 숭실대학교  
 정보통신전자공학부 석사  
 2004년~현재 숭실대학교  
 정보통신전자공학부  
 박사과정 재학중

<주관심분야 : OFDM PAPR 감소 기법, OFDM 동기 알고리즘, UWB 전송 시스템, MIMO-OFDM 시스템>



박 대 진(학생회원)  
 2005년 숭실대학교  
 정보통신전자공학부 학사  
 2005년~현재 숭실대학교  
 정보통신전자공학부  
 석사과정 재학중

<주관심분야 : MIMO-OFDM 시스템, OFDM 변복조 시스템>



신 요 안(정회원)  
 1987년 서울대학교  
 전자공학과 학사  
 1989년 서울대학교  
 전자공학과 석사  
 1992년 University of Texas at Austin 전기 및 컴퓨터 공학과 박사

1992년~1994년 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구  
 콘소시엄 Member of Technical Staff

1994년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부  
 부교수

2005년~현재 한국통신학회 부호및정보이론  
 연구회 위원장

<주관심분야 : CDMA 및 OFDM 모델, UWB 전송 시스템, MIMO 시공간 신호처리>