

단일 송신 안테나 및 OFDM을 이용하는 두 사용자의 저 복잡도 동시 전송 기법

최 병 조*

A Low Complexity Dual-User Multiplexing Scheme Using OFDM over Frequency Selective SIMO Fading Channels

Byoungjo Choi*

요 약

주파수 선택적 페이딩 환경에서 두 사용자가 OFDM 기법과 단일 안테나를 이용하여 기지국으로 동시에 신호를 전송할 때 다이버시티 이득을 효과적으로 얻고 다른 사용자의 간섭을 제거할 수 있는 기법을 제안한다. 이 기법은 기존의 주파수-공간 부호화 기법을 변형한 것으로 부분 간섭 제거 및 연속 간섭 제거 수신기를 통해 낮은 복잡도로 두 사용자의 신호를 복구할 수 있다. 주파수 다이버시티를 고려하지 않은 기존의 다중 전송 신호를 ZF 및 최대우도 기법으로 복호하는 기법과 비교하여 제안하는 기법의 우수한 성능을 모의실험을 통해 고찰하였다.

Key Words : OFDM, Frequency Diversity, Interference Cancellation, Signal Space Diversity, QAM

ABSTRACT

A low-complexity dual-user multiplexing scheme is proposed for a pair of mobiles equipped with single antenna operating over frequency-selective fading channels. The proposed scheme employs OFDM transmission scheme with a modified version of a space-frequency code and a low-complexity PIC-SIC group detection is invoked at the corresponding receiver. The BER performances of the proposed scheme are studied using LTE-like parameters through simulations and are compared against those of conventional ZF and ML schemes.

I. 서 론

여러 개의 송신 안테나와 수신 안테나를 사용하는 MIMO (Multi-Input Multi-Output)^[1] 시스템은 전송 신호의 품질을 높이고 높은 전송률을 얻을 수 있기 때문에 많은 연구가 이루어져왔다. 이 가운데 시공간 블록 부호화 (STBC; Space-Time Block Coding) 기법^[2]은 MIMO 채널에 의해 제공되는 여러 자유도(degree of freedom)를^[1] 이용하여 다이버시티 이득^[2,3] 및 부호화 이득을 얻기 위해 사용되어 왔다. 한편, 주파수 선택적 페이딩(frequency

selective fading)을 효과적으로 극복하기 위한 직교 주파수 분할 다중접속^[4] (OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에 이러한 STBC 기법을 적용하기 위한 시도로 주파수-공간 부호화(SFC; Space-Frequency Coding) 기법이 제안되어 연구되어 왔다^[5-7]. 초창기에는 기존의 STBC를 그대로 이용하고 시간 축 대신 OFDM의 주파수 축을 활용하여 여러 부 반송파에 적용한 기법들이 연구되었으나^[5], OFDM에서 공간 다이버시티와 함께 주파수 다이버시티 이득을 동시에 얻기 위하여 새로운 SFC 기법들이 제안되어 왔다^[6]. 그 결과,

* 본 연구는 인천대학교 2008년도 자체연구비 지원을 통해 수행되었습니다.

• 주저자 : 인천대학교 임베디드시스템공학과 무선통신연구실, bjc97r@incheon.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2013-01-056, 접수일자 : 2013년 1월 25일, 최종논문접수일자 : 2012년 2월 12일

MIMO OFDM에서 SFC를 통해 얻을 수 있는 최대 다이버시티 계수는 송신 안테나 수 M_t 와 수신 안테나 수 M_r , 그리고 독립적인 다중 경로 수 L_d 의 곱인 $M_t M_r L_d$ 로 표현될 수 있다⁶⁾는 것이 알려졌다. 이러한 여러 기법들은 다이버시티를 확보하는 대신 전송률이 높지 않았다. 그러나 최근 최대 다이버시티를 얻으면서 하나의 부 반송파를 이용하여 송신 안테나의 개수와 같은 심벌들을 동시에 전송하는 SFC 기법들이 제안되었다⁷⁾. 이러한 대부분의 기법들은 복잡한 최대우도 (ML; Maximum Likelihood) 복호기를 필요로 하기 때문에⁶⁾ 실제로 구현하기 위해서는 많은 노력이 필요하다. 따라서 최근 낮은 복잡도를 갖는 효율적인 SFC 기법 및 복호 기법들에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다⁷⁾. 최근 제안된 SFC 기법은 최대우도 복호기와 비교하여 복잡도가 낮은 부분간섭제거(PIC; Partial Interference Cancellation) 그룹복호 (GD; Group Decoding) 기법^{8,9,18)} 이용하여 참고문헌 [6]의 부호율 1보다 높은 $2M_t/(M_t+1)$ 의 부호율을 제공한다⁷⁾. 여기서 부호율은 단일 부반송파를 이용하여 동시에 전송할 수 있는 독립적인 심벌의 수로 정의된다.

기존의 단일 사용자(single-user) MIMO 기법들은 주로 이동통신 네트워크에서 하향링크의 품질향상²⁾ 및 전송률 향상을 위해 제안되었다¹⁰⁾. 이것은 사용자들이 멀티미디어 정보를 생산하여 전송하는 비율과 비교하여 멀티미디어 정보를 전송받아 소비하는 비율이 상대적으로 높은 것에 기인한다. 한편 상향링크에서는 두 안테나를 갖는 사용자들이 동시에 신호를 전송할 때 여러개의 수신 안테나를 이용하여 간섭 신호를 효과적으로 제거하는 연구들이 활발하게 진행되어왔다¹¹⁾. 송신기가 채널 정보를 이용할 수 없는 경우(No CSIT; No Channel State Information at Transmitter), 기존의 간섭 제거 기법들은 K 사용자가 2개의 송신 안테나를 이용하여 동시에 신호를 전송할 때 M_t 개의 수신 안테나를 활용하여 $2(M_t - K + 1)$ 의 다이버시티를 얻을 수 있다¹¹⁾. 한편, 일부 이동 단말들은 가격 및 복잡도 등의 이유로 단일 송신 안테나만을 장착하고 있다. 이 경우 단일 안테나를 장착한 여러 단말이 동시에 전송하여 가상(virtual) MIMO 채널을 구성하므로써 상향 링크의 전체 전송률을 향상 시키는 기법이 가능하다. 본 논문도 이러한 가상 MIMO 기법의 하나로 단일 안테나를 사용하는 두 사용자가

OFDM 기법을 이용하여 동시에 전송하면서 낮은 복잡도의 복호기를 이용하여 각각 $M_r \Gamma$ 의 다이버시티를 얻을 수 있는 기법에 대한 것이다. 이 때 얻을 수 있는 최대 주파수 다이버시티 Γ 는 다중 경로 수 L_d 보다 작거나 같다.

본 논문에서 제안하는 기법은 기존의 신호공간 다이버시티(SSD; Signal Space Diversity)¹²⁾¹³⁾¹⁴⁾ 및 주파수 다이버시티를 활용하여 최대 부호화 이득을 얻는 SFC 기법⁶⁾, PIC-GD 복호 기법 및 PIC-GD에 최적화된 STBC 부호^{8,9)}, 그리고 PIC-GD에 최적화된 SFC 부호 기법⁷⁾ 그 근거를 두고 있다. 이러한 기존 연구들과의 차별성은 다음과 같다.

- 첫째, 기존의 연구들은 모두 다중 송신 안테나를 가정하고 있다⁶⁻⁹⁾. 그러나 본 논문에서는 저 복잡도 단말을 위한 단일 송신 안테나를 가정하였다. 따라서 본 논문은 단일 송신 안테나에 적합하도록 기존의 SFC 기법을 변형하였다. 참고문헌 [6]의 기법을 단순화하여 단일 안테나에 적용할 수도 있으나, 이 경우 ML 수신기 복잡도는 $|\Omega|^{2\Gamma}$ 에 비례한다. 여기서, $|\Omega|$ 는 적용하는 변조 기법의 차수로 16-QAM의 경우 16에 해당한다. 그러나 본 논문에서 제시하는 기법은 일반적으로 $|\Omega|^\Gamma$ 의 수신기 복잡도를 갖으며, $\Gamma=2$ 인 경우 $|\Omega|$ 의 낮은 복잡도로 수신기를 구현할 수 있다²¹⁾.
- 둘째, PIC-GD에 최적화된 기존의 SFC⁷⁾는 $2M_t/(M_t+1)$ 의 부호율을 제공하기 때문에, 단일 안테나를 사용하는 두 사용자의 동시 전송에 응용할 경우 4/3의 부호율을 제공하지만, 본 논문에서 제안하는 기법은 거의 2에 가까운 $4P/(2P+1)$ 의 부호율을 제공한다. 여기서, P 는 사용자의 요구 정보 전송률에 따라 기지국이 할당하는 값으로 $1 \sim \lfloor N/\Gamma - 1/2 \rfloor$ 의 범위를 갖는다. 또, N 은 OFDM의 부반송파 수이며, Γ 는 얻을 수 있는 주파수 다이버시티 값으로 $1 \sim L_d$ 범위에서 할당할 수 있다.
- 셋째, $\Gamma=2$ 인 경우 기존에 제안된 최적의 부반송파 재정렬을 위한 외재적 다이버시티 곱(extrinsic diversity product) 계수⁶⁾ 단순화하여 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 부반송파 거리 μ 를 유도하였고, LTE에 적용되는 시스템 파라미터¹⁶⁾ 적용하여 다양한 채널 모델, 주파수 대역폭, 요구 정보 전송률에 대한 최적의 부

반송파 거리를 구하였다.

이 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II절에서는 시스템 환경을 기술하고 주파수 다이버시티 및 동시 전송을 위한 송신 기법 및 저-복잡도 수신기 구조를 제안한다. 제 III절에서는 제안하는 기법의 여러 파라미터를 설정하기 위한 방법을 고찰하며, 제 IV절에서는 다양한 모의실험 결과를 통해 그 성능을 고찰하고, 마지막으로 제 V절에서 결론을 제시한다.

이 논문에서 사용된 기호들은 다음과 같다. 벡터와 행렬은 굵은 글씨체의 소문자 및 대문자로 \mathbf{a}, \mathbf{A} 와 같이 각각 나타내었다. 전치(transpose) 및 전치 켤레 복소수(complex conjugate transpose)는 각각 $\mathbf{a}^T, \mathbf{a}^H$ 로 나타내었으며, $[1 : M] = [1, 2, \dots, M]$ 으로 정의하였고, $\mathbf{a} \circ \mathbf{b}$ 는 허미션 곱 연산자로 각각의 원소를 곱하는 연산이며, $\text{vec}(\mathbf{A})$ 는 행렬 \mathbf{A} 의 각 열들을 세로로 쌓아 벡터로 만드는 연산자이다.

II. 시스템 환경 및 송수신기 구조

2.1. 시스템 환경

그림 1은 본 논문에서 대상으로 하는 시스템 환경의 개념도를 나타낸 것이다. 기지국은, 단일 안테나를 장착하고 OFDM을^[4] 사용하여 송신하는 각 단말과 M_r 개의 수신 안테나 사이의 페이딩 채널 정보를 정확하게 알고 있다(Perfect CSIR)고 가정한다. 또한 기지국은, 이 정보와 각 단말이 필요로 하는 정보 전송률을 기반으로, 동시에 동일한 부 반송파 그룹으로 전송하도록 할 두 단말을 선택하여 스케줄링 정보를 하향링크를 통해 각 단말에 전송할 수 있다고 가정한다. 이러한 스케줄링 정보 외에 두 단말에서는 페이딩 채널에 대한 정보를 가지고 있지 않다(No CSIT)고 가정한다. 또한, CP(Cyclic Prefix)의 전송 구간에 해당하는 시간은 페이딩 채널의 최대 시간 지연(delay spread)과 각 단말의 시간 동기 오차(time synchronisation difference)의 합보다 길고^[4], 적어도 한 OFDM 심벌 구간 내에서는 페이딩 계수가 일정하다고 가정한다.

2.2. 제안하는 송신 기법

각 단말은 한 OFDM 심벌을 이용하여 $N_s = \Gamma P$ 개의 심벌을 아래에서 제안하는 방법을 이용하여 동시에 전송한다. 기지국은 채널 정보를 기반으로 목표로 하는 주파수 다이버시티 계수 Γ 를 결정하

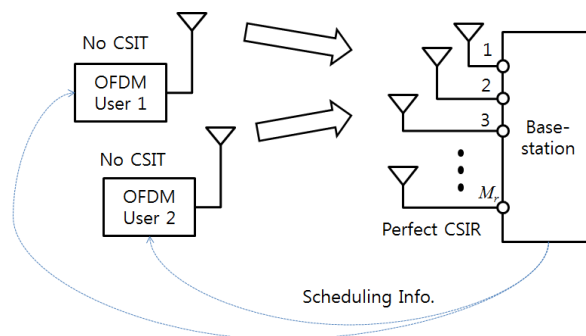


그림 1. 시스템 시나리오
Fig. 1. System Scenario

며, 단말이 요구하는 정보 전송률을 기반으로 심벌 그룹의 수 P 를 결정한다. 각 단말이 사용하여야 할 부반송파 그룹에 대한 정보도 기지국이 제공한다. 각 단말은 다음과 같은 신호 처리를 통해 단일 안테나를 이용하여 기지국으로 신호를 전송한다.

2.2.1. 다차원 QAM 변조적용

두 단말은 각각 채널부호화 되고 QAM^[17] 변조된 N_s 개의 심벌($\mathbf{s}_k, k=1,2$)을 Γ 개씩 P 그룹으로 나눈다. 각 심벌 그룹을 $\Gamma \times 1$ 차원을 갖는 벡터 $\mathbf{s}_k(p)$ 로 나타내기로 한다. 여기서 k 는 각 단말을 나타내며 $k=1,2$ 의 값을 갖고, p 는 각 그룹을 나타내며 $p=0,1,\dots,P-1$ 의 값을 갖는다. 얻고자 하는 주파수 다이버시티 계수 Γ 는 보통 2~8의 값을 갖으며, 이 값이 증가할수록 수신기의 복잡도가 지수함수적(exponentially)으로 증가한다. 각 심벌 그룹은 다음과 같은 회전 변환을 통해 다차원 QAM 심벌 $\mathbf{x}_k(p)$ 로 변형된다.

$$\mathbf{x}_k(p) = \mathbf{R}\mathbf{s}_k(p) \quad (1)$$

위 식에서 $\Gamma \times \Gamma$ 차원의 행렬 \mathbf{R} 은 다음을 만족하도록 설정된다.

$$E[\|\mathbf{x}_k(p)\|^2] = E[\|\mathbf{s}_k(p)\|^2] = \Gamma$$

이러한 과정은 문헌에 따라 회전 부호화(Rotation Code)^[8,9], 신호 공간 다이버시티 기법(SSD; Signal Space Diversity)^[12,14], 다차원 변조기법(multi-dimensional modulation)^[12], 선형 성상 선부호화(LCP; Linear Constellation Precoding)^[13] 등의 서로 다른 용어로 정의되어 왔다.

2.2.2. 가상 부반송파 심벌 매핑

위에서 구한 다차원 QAM 심벌 $\mathbf{x}_k(p)$ 는 N_t 개의

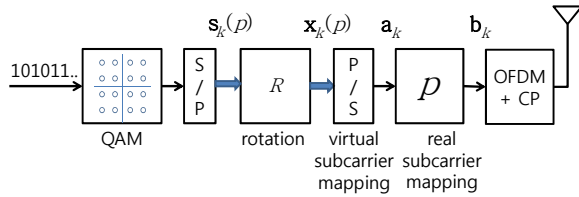


그림 2. 제안하는 송신기 구조
Fig. 2. The proposed transmission subsystem

가상 부반송파에 매핑 된다. 여기서 부반송파 개수는 $N_t = N_s + \Gamma/2 = \Gamma P + \Gamma/2$ 로 주어진다. 사용자 1의 경우($k=1$)의 경우에는 식 (1)로 주어지는 $\mathbf{x}_1(p)$ 가 순서대로 처음 N_s 개의 가상 부반송파에 매핑 되고, 사용자 2의 경우 ($k=2$)의 경우에는 $\mathbf{x}_2(p)$ 가 순서대로 마지막 N_s 개의 가상 부반송파에 매핑 된다. 가상 부반송파에 매핑 된 $N_t \times 1$ 차원의 심벌 벡터를 \mathbf{a}_k 라고 정의하면 $k=1$ 과 2에 대하여 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{a}_k = [\mathbf{0}_{Z_1 \times 1}^T \ \mathbf{x}_k^T(0) \ \mathbf{x}_k^T(1) \ \dots \ \mathbf{x}_k^T(P-1) \ \mathbf{0}_{Z_2 \times 1}^T]^T \quad (2)$$

식 (2)에서 $Z_1 = (k-1)\Gamma/2$ 이며, $Z_2 = (2-k)\Gamma/2$ 로 주어지며, 이 때 $k=1,2$ 의 값을 갖는다. 따라서 각 사용자의 부호율은 $\Gamma P/N_t$ 이며, 두 사용자에 해당하는 시스템 부호율은 $2\Gamma P/N_t$ 가 된다. 한편, $\Gamma=2$ 인 경우에는 $N_t = 2P+1$ 이므로 시스템 부호율은 $4P/(2P+1)$ 이 된다.

2.2.3. 실 부반송파 심벌 매핑

각 단말은 전체 N 개의 부반송파 가운데 N_t 개의 부반송파를 이용하여 식 (2)로 표현된 심벌을 전송한다. 심벌 벡터 \mathbf{a}_k 의 n 번째 원소를 $\mathbf{a}_{k,n}$ 이라고 하자. 여기서 $n=0, 1, \dots, N_t-1$ 의 값을 갖는다. 그러면, 심벌 $\mathbf{a}_{k,n}$ 은 다음과 같이 주어지는 n' 번째 실 부반송파를 통해 전송된다.

$$n' = \pi(n) = \mu \times (n \bmod \Gamma) + \lfloor n/\Gamma \rfloor \quad (3)$$

위 식 (3)에서 $\pi(\cdot)$ 은 부반송파 지수 재정렬 함수(permutation function)로 식 (3)의 오른쪽 항과 같이 정의된다. 이 논문에서는 원주율 π 와 혼동할 우려가 있는 경우를 제외하고는 별다른 설명 없이 재정렬 함수의 용도로 사용한다. 한편, 식 (3)에서 μ 는 부반송파 이격 거리에 해당한다. 각 단말에서 N 개의 부반송파에 매핑된 최종 심벌을 $N \times 1$ 차원의

벡터 \mathbf{b}_k 로 표현하면, 0이 아닌 심벌들은 식 (2)에 나타낸 \mathbf{a}_k 와 다음의 관계를 갖는다.

$$\mathbf{b}_{k,\pi(n)} = \mathbf{a}_{k,n}, \quad n = 0, 1, \dots, N_t - 1 \quad (4)$$

참고로 기존의 연구결과^[6,7]들은 본 논문의 시나리오와 달리 OFDMA를 고려하지 않아 모든 부반송파를 한 사용자가 사용하는 것으로 가정하였다.

2.2.4. OFDM 전송

각 단말은 위와 같은 과정을 통해 얻은 심벌 벡터 \mathbf{b}_k 를 N 개의 부반송파로 전송하기 위해 IFFT 연산을 적용하여 시간 영역 샘플로 변환하고, CP 샘플을 추가하여 시간 영역 기저대역 전송 신호를 얻는다^[4]. 두 단말은 전체 N 개의 부반송파 가운데 N_t 개의 동일한 부반송파를 이용하여 심벌을 전송한다. 그림 2는 위에서 기술한 1 ~ 4의 단계를 도식화하여 간략히 나타낸 것이다.

2.3. 제안하는 복호 기법

수신기는 각 수신 안테나별로 OFDM 복조 방법을 통해 주파수 영역의 수신 신호를 얻게 된다. 이 수신 신호는 PIC-SIC GD 복호기^[8]를 이용하여 다른 사용자로부터의 간섭 신호를 제거하면서 원래 전송된 심벌을 복호하기 위해 이용된다.

2.3.1. 수신 신호 모델

수신기의 m -번째 안테나를 통해 수신된 주파수 영역 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_m = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_{1,m} \circ \mathbf{b}_1 + \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_{2,m} \circ \mathbf{b}_2 + \boldsymbol{\eta}_m \quad (5)$$

식 (5)에서 굵은 심벌로 표현된 벡터들은 모두 $N \times 1$ 차원을 갖는 주파수 영역 신호들이다. 위 식에서 $\mathbf{H}_{1,m}$ 및 $\mathbf{H}_{2,m}$ 은 각각 그림 1의 사용자 1과 사용자 2로부터 수신기의 m 번째 안테나로 전송되는 심벌들이 겪는 주파수 영역 페이딩 채널 계수로 다음과 같이 표현할 수 있다^[6].

$$\mathbf{H}_{k,m} = \mathbf{W}_k \mathbf{h}_{k,m} \quad (6)$$

식 (6)에서 $N \times L_k$ 행렬 \mathbf{W}_k 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{W}_k = \exp\left\{-j2\pi \frac{1}{T} \mathbf{n} \boldsymbol{\tau}_k^T\right\} \quad (7)$$

여기서 $N \times 1$ 벡터 \mathbf{n} 은 부반송파 인덱스 벡터로 $\mathbf{n} = [0 : (N-1)]^T$ 이고, $L_k \times 1$ 벡터 $\boldsymbol{\tau}_k$ 는 k -번째 사용자에게 해당하는 다중 경로 페이딩 채널의 시간 지연에 해당한다. 또한, L_k 는 다중 경로의 수이다. 이 논문에서는, 동일한 사용자로부터 전송되어 수신기에 장착된 M_r 개의 서로 다른 안테나들에 의해 수신되는 신호들은 모두 동일한 다중 경로 페이딩 지연 프로파일을 갖는 채널을 통과한다고 가정하였다. 한편, 식 (6)에서 $L_k \times 1$ 벡터 $\mathbf{h}_{k,m}$ 은 k -번째 사용자로부터 m -번째 수신 안테나로 송신되는 신호가 겪는 시간 영역 페이딩 계수이다. 따라서 페이딩 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 표현된다⁶⁾.

$$h_{k,m}(t) = \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{k,m}(l) \delta(t - \tau_{k,l}). \quad (8)$$

식 (8)에서 페이딩 계수 $\alpha_{k,m}(l)$ 은 서로 독립적이며 $CN(0, \sigma_{k,l}^2)$ 분포를 따르고, $\sum_{l=0}^{L_k-1} \sigma_{k,l}^2 = 1$ 이라고 가정한다.

식 (5)에 나타난 주파수 영역 수신 신호 \mathbf{y}_m 의 N 개 원소 가운데 정보 심벌이 포함된 N_t 개의 주파수 영역 수신 신호만으로 구성된 $N_t \times 1$ 벡터의 n 번째 원소는 맨 아래의 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 한편, 다음과 같이 $M_r \times 1$ 벡터 $\mathbf{y}(n)$ 을 정의하자.

$$\mathbf{y}(n) = [y_1(n') \ y_2(n') \ \dots \ y_{M_r}(n')]^T. \quad (10)$$

식 (10)에서도 n' 은 식 (9)와 같이 $n' = \pi(n)$ 으로 정의된다. 마찬가지로 방법으로 $\mathbf{H}_k(m)$ 및 $\boldsymbol{\eta}(n)$ 을 정의하자. 이와 같은 정의를 이용하여 식 (10)에 표현된 $\mathbf{y}(n)$ 을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}(n) = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_1(n) \mathbf{a}_1(n) + \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_2(n) \mathbf{a}_2(n) + \boldsymbol{\eta}(n). \quad (11)$$

이제, 식 (11)로 나타난 N_t 개의 수신 신호 벡터를 모두 세로로 쌓아 만든 $M_r N_t \times 1$ 벡터 $\mathbf{y} = \text{vec}[\{\mathbf{y}(n)\}]$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sum_{p=0}^{P-1} \sqrt{\gamma} (\mathbf{G}_1(p) \mathbf{s}_1(p) + \mathbf{G}_2(p) \mathbf{s}_2(p)) + \boldsymbol{\eta} \\ &= \sum_{q=0}^{2P-1} \sqrt{\gamma} \mathbf{G}(q) \mathbf{s}(q) + \boldsymbol{\eta} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서 $\mathbf{G}_k(p)$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$\mathbf{G}_k(p) = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{1,k}(p) \\ \mathbf{H}_k(p) \\ \mathbf{Z}_{2,k}(p) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

위 식에서 $\mathbf{Z}_{1,k}(p)$ 는 $[M_r \{p\Gamma + (k-1)\Gamma/2\}] \times \Gamma$ 차원의 $\mathbf{0}$ 행렬이며, $\mathbf{H}_k(p)$ 는 $M_r \Gamma \times \Gamma$ 행렬로 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{H}_k(p) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_k(p\Gamma + (k-1)\Gamma/2) \mathbf{R}_1^T \\ \mathbf{H}_k(p\Gamma + (k-1)\Gamma/2 + 1) \mathbf{R}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{H}_k(p\Gamma + (k-1)\Gamma/2 + \Gamma) \mathbf{R}_\Gamma^T \end{bmatrix}. \quad (14)$$

또한, 식 (13)에서 아래 $\mathbf{0}$ 행렬 $\mathbf{Z}_{2,k}(p)$ 의 차원은 $[M_r \{(P-p-1)\Gamma + (2-k)\Gamma/2\}] \times \Gamma$ 로 주어진다. 마지막으로 식 (12)의 두 번째 줄 수식에서 $\mathbf{G}(q)$ 및 $\mathbf{s}(q)$ 는 각각 $\mathbf{G}_{(q \bmod 2)+1}(\lfloor q/2 \rfloor)$ 및 $\mathbf{s}_{(q \bmod 2)+1}(\lfloor q/2 \rfloor)$ 를 나타낸다.

2.3.2. 차원 감소 PIC-GD 복호 알고리즘

식 (12)를 다시 표현하면 다음과 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\gamma} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}(l) \mathbf{s}(l) + \boldsymbol{\eta} \quad (15)$$

여기서 L 은 $2P-1$ 로 정의된다. 식 (15)는 참고 문헌 [8]의 식 (11)과 동일하여 L -계층의 그룹 심벌들을 복호하기 위하여 반복적 간섭 제거(SIC; Successive Interference Cancellation) 기법을 적용할 수 있으며, 각 단계에서 부분 간섭 제거 그룹 복호 알고리즘(PIC-GD)을 활용할 수 있다. PIC-GD 복호기의 복잡도를 줄이기 위해서는 각 계층(layer)마다 식 (15)의 차원을 감소시켜 적용²²⁾하여야 한다. 예를 들어 첫 번째 계층인 $l=0$ 의 경우 $\mathbf{s}(0)$ 은 처음 Γ 개의 가상 부반송파를 통해서만 전송되고, 유일한 간섭 신호 심벌 $\mathbf{s}(1)$ 은 $\Gamma/2+1 \sim \Gamma+\Gamma/2$ 범위의 가상 부반송파를 통해서

$$\mathbf{y}_m(n') = \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_{1,m}(n') \mathbf{a}_1(n') + \sqrt{\gamma} \mathbf{H}_{2,m}(n') \mathbf{a}_2(n') + \boldsymbol{\eta}_m(n'), \quad n' = \pi(n), \quad n = 0, 1, \dots, N_t - 1. \quad (9)$$

$$y_l = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{H}}_2(l-1) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} s^{(l-1)} + \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1(l) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} s^{(l)} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_2(l+1) \end{bmatrix} s^{(l+1)} + \eta_l$$

$$y_l = \sqrt{\gamma} \mathbf{G}_l(l-1) s^{(l-1)} + \sqrt{\gamma} \mathbf{G}_l(l) s^{(l)} + \sqrt{\gamma} \mathbf{G}_l(l+1) s^{(l+1)} + \eta_l$$

그림 3. 각 계층의 수신 신호 구조
Fig. 3. Signal layout of Rx symbols corres. to each layer

만 전송되기 때문에 식 (15)의 모든 벡터의 차원을 처음 $M_r(\Gamma + \Gamma/2)$ 개로 축소하여 PIC-GD를 적용하면 된다. PIC-GD에 의해 이전 계층의 심벌이 오류 없이 복호되었다고 가정하고 SIC 기법을 적용하여 이전 심벌에 의한 간섭을 제거하면, 역시 같은 방법으로 다음 계층의 PIC-GD를 위한 차원을 다음 $M_r(\Gamma + \Gamma/2)$ 개로 국한하여 적용할 수 있다. 그림 3은 l 번째 계층에 관련된 수신 신호의 구성을 도식화하여 나타낸 것이다. 그림에서 y_l 은 y 의 $M_r l \Gamma/2 \sim M_r(l\Gamma/2 + 3\Gamma/2 - 1)$ 번째 원소로 이루어진 $3M_r \Gamma/2 \times 1$ 차원의 벡터이며, $\overline{\mathbf{H}}_2(l-1)$ 은 식 (14)에 의해 정의되는 $M_r \Gamma \times \Gamma$ 차원의 행렬 $\mathbf{H}_2(l-1)$ 의 아래쪽 $M_r \Gamma/2$ 행으로 이루어진 행렬이다. 이전 계층인 $l-1$ 계층에서 심벌 $s^{(l-1)}$ 이 오류 없이 복구 되었다면 그림 3의 오른쪽 첫 번째 항은 SIC에 의해 제거된다. 그림 3에서 오른쪽 첫 번째 항이 제거된 수신 신호를 \tilde{y}_l 이라고 정의하면 l -번째 계층을 위한 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{y}_l = \sqrt{\gamma} \mathbf{G}_l(l) s^{(l)} + \sqrt{\gamma} \mathbf{G}_l(l+1) s^{(l+1)} + \eta_l \quad (16)$$

따라서 식 (15)로 표현되는 수신 모델 대신에 식 (16)으로 표현되는 차원 감소 모델을 이용하여 PIC-GD 복잡도를 감소시킬 수 있다. PIC-SIC 복호 알고리즘 및 PIC-GD 알고리즘에 대하여는 참고문헌^{[8][22]}을 참고하기 바란다.

III. 시스템 파라미터 설정

3.1. 회전 변환 행렬

주파수 다이버시티 이득을 최대화하기 위하여 II 절의 2.2.1에서 적용한 회전 변환 행렬 \mathbf{R} 에 대하여는 다차원 QAM을 적용한 신호 공간 다이버시티 기법 및 다양한 시공간 부호화 기법의 성능 향상을 위해 많은 연구가 이루어져왔다^[6,12,13,19]. 식 (1)에

적용되는 회전 변환 행렬 \mathbf{R} 은 다음 식에 의해 정의되는 내재적 다이버시티 곱 (intrinsic diversity product) ζ_{in} 값을 최대화 하도록 구한다^[6]. 이 값은 문헌에 따라 최소 거리 곱(minimum product distance)^[19]이라고 부르기도 한다.

$$\zeta_{in} = \frac{1}{2} \min \left(\prod_{i=0}^{\Gamma-1} |x_i - \tilde{x}_i| \right)^{1/\Gamma} \quad \forall \mathbf{x} \neq \tilde{\mathbf{x}} \quad (17)$$

식 (17)을 최대화하는 변환 행렬 \mathbf{R} 에 대하여는 많은 연구 결과가 보고되었다^[6,13,19]. 참고문헌 [12]는 $\Gamma = 2^p 3^q, p, q \geq 0$ 에 대하여 실수 원소만을 갖는 정규 직교 행렬(real unitary matrix) 가운데 식 (17)로 주어지는 ζ_{in} 값을 최소화 하는 행렬 \mathbf{R} 을 구하였다. 참고문헌 [19]는 역시 동일한 차원을 갖는 행렬 가운데 식 (1)의 회전 변환 결과로 얻어지는 부호 심벌 $x_k(p)$ 가 최적의 원분 격자(optimal cyclotomic lattice)에 위치하게 하는 복소 행렬을 구하였다. 그러나 참고문헌 [19]의 Table I에 나타난 최적의 행렬 \mathbf{R} 은 Γ 값이 2, 8, 16, 32 등일 때만 정방형 QAM에 적용가능하며 일반적인 $\Gamma = 2^p 3^q, p, q \geq 0$ 에 대하여는 모두 엇각(skewed) QAM에 적용할 수 있다. 이것은 엇각 QAM이 아이젠슈타인(Eisenstein) 정수 격자를 활용하기 때문에 구형 패킹(sphere packing) 관점에서 정방형 QAM 보다 더 뾰뾰하기(compact) 때문이다^[19]. 이 논문에서는 변조 기법을 정방형 QAM에 한정하여^[17] 고찰하기로 한다. 기존의 참고문헌들은 모든 정방형 QAM에 적용 가능한 모든 Γ 값에 대하여 체계적인 최적의 변환 행렬을 제시하지 않고 있다^[6,12,13,19]. 따라서 여기서는 기존의 연구결과들을 종합적으로 고찰하여 $\Gamma = 1 \sim 9$ 에 대한 최적의 변환 행렬을 제시하였다.

[$\Gamma = 2$ 인 경우] 여러 문헌에서 자주 사용되는 다음 실수 정규 직교 행렬을 이용한다^[1,13,8,9].

$$\mathbf{R}_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (18)$$

식 (18)에서 회전각은 $\theta = 1/2 \times \tan^{-1}(2)$ 값을 이용한다^[1,20]. 식 (18)의 행렬 \mathbf{R}_2 에 해당하는 내재 다이버시티 곱은 $\zeta_{in} = 20^{-1/4} \approx 0.4729$ 이다. 다른 복소 행렬을 이용하면 BER 성능을 약간 개선할 수 있다는 것이 알려져 있다^[19,20].

[$\Gamma = 3$ 인 경우] 참고문헌 [12]에서 구한 다음 실수 정규 직교 행렬을 이용한다.

표 1. 복소 원분 행렬 파라미터, $\Gamma = 4, 6$ 및 8
 Table 1. Parameters for cyclotomic generator matrix for $\Gamma=4,6$ and 8

Γ	m	n	\mathbf{p}^T
4	4	4	1, 5, 9, 13
6	4	7	1, 5, 9, 13, 17, 25
8	4	15	1, 13, 17, 29, 37, 41, 49, 53

$$\mathbf{R}_3 = \frac{1}{7} \begin{bmatrix} a & b & c \\ b & c & a \\ -c & -a & -b \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (19)에서 상수 a, b, c 는 각각 $a = 5 + \lambda - \lambda^2$, $b = -1 + 4\lambda - 3\lambda^2$, $c = 3 - 5\lambda - 2\lambda^2$ 로 주어지며, 이때 λ 값은 $\lambda = 2\cos(2\pi/7)$ 의 값을 이용한다^[12]. 식 (19)의 행렬 \mathbf{R}_3 에 해당하는 내재 다이버시티 곱은 $\zeta_{in} = 1/(2\sqrt[3]{7}) \approx 0.2614$ 이다. $\Gamma=3$ 인 경우에 해당하는 복소 원분 행렬은 아직 문헌에 보고되지 않았다.

[$\Gamma=4,6,8$ 인 경우] 참고문헌 [19]의 식(16)에서 구한 다음 복소 원분 행렬을 이용한다.

$$\mathbf{R}_\Gamma = \mathbf{G}_{m,n} = \exp[j2\pi \mathbf{p} \mathbf{q}^T / (mn)] \quad (20)$$

식 (20)에서 $\Gamma \times 1$ 벡터 \mathbf{q} 는 $\mathbf{q} = [1 : \Gamma]^T$ 로 정의되며, 상수 m, n 및 $\Gamma \times 1$ 벡터 \mathbf{p} 는 참고문헌 [19]의 III절의 내용을 기반으로 구하면 표 1과 같다. 표 1의 파라미터들은 정방형 QAM 변조 기법에 활용될 수 있도록 $m=4$ 로 설정하여 회전 변환 후의 다차원 심벌들이 가우시안(Gaussian) 정수 격자 위에 위치하도록 하고, $\phi(mn) = \Gamma \phi(m)$ 을 만족하는 n 가운데 $m \times n$ 과 서로 소(relative prime)이며 $m \times n$ 보다 작은 $1 + m \times k$, $k=0..n-1$ 의 개수가 Γ 개인 n 및 $p_k = 1 + m \times k$ 를 구하여 정리한 것이다. 표 1에 나타난 $\Gamma=6,8$ 인 경우에 대한 파라미터들은 저자가 이는 한 다른 문헌에 소개된 적이 없다.

[$\Gamma=5,7,9$ 인 경우] 참고문헌 [6] 및 [13]에 제시된 다음 반데몽드(Vandermonde) 행렬을 이용한다.

$$\mathbf{R}_\Gamma = \frac{1}{\gamma} \left\{ \alpha_{\Gamma,p}^{q-1} \right\} \quad (21)$$

식 (21)에서 정규화 상수 γ 는 $\sqrt{(2^{1/\Gamma} - 1)/\Gamma}$ 이며, p 와 q 는 각각 행 및 열의 인덱스로 $1 \sim \Gamma$ 의 값을 갖고, $\alpha_{\Gamma,p} = 2^{-2\Gamma} \times \exp(j(8p-7)\pi/(4\Gamma))$ 의 값을

값도록 설정한다.

3.2. 부반송파 심벌 매핑

주파수 다이버시티 이득을 최대화하기 위하여 II 절의 2.2.3에서는 N_t 개의 심벌이 매핑된 가상 부반송파를 N 개의 사용 가능한 모든 실 부반송파 가운데 N_t 개의 실 부반송파에 매핑시키는 방법으로 식 (3)을 제시하였다. 여기에서 부반송파 이격 거리 μ 를 선택하는 방법에 대하여도 연구가 활발하게 진행되었다. 참고문헌 [6]은 최적의 μ 값을 얻기 위한 조건으로 외재적 다이버시티 곱(extrinsic diversity product) ζ_{ex} 의 최대화를 조건으로 제시하고 있다. 이 외재적 다이버시티 곱 ζ_{ex} 는 다음과 같이 정의된다^[6].

$$\zeta_{ex} = |\det(V \Lambda V^H)|^{1/(2\Gamma)} \quad (22)$$

위 식에서 $L_d \times L_d$ 차원의 실수 행렬 Λ 는 $\text{diag}(\sigma_0^2, \sigma_1^2, \dots, \sigma_{L_d-1}^2)$ 으로 정의되고, $\Gamma \times L_d$ 차원의 복소 행렬 V 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{V} = \exp \left\{ -j2\pi \frac{\mu}{T} \mathbf{g} \boldsymbol{\tau}^T \right\} \quad (23)$$

식 (23)에서 $\Gamma \times 1$ 벡터 \mathbf{g} 는 $\mathbf{g} = [0 : (\Gamma-1)]^T$ 로 정의되며, $\boldsymbol{\tau} = [\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{L_d-1}]^T$ 이다.

일반적으로 OFDM 시스템은 주파수 영역에서 채널 추정을 한다^[4]. 따라서 시간 영역의 지연 전력 분포 (delay profile) 정보를 이용하는 식 (22)와 식 (23)을 그대로 실제 시스템에 적용하기는 힘들다. 따라서 기지국에서는 주파수 영역 채널 추정 정보를 이용하여 외재적 다이버시티 곱을 추정하는 방법을 사용해야한다. 우선, 식 (6)에 나타난 k -번째 사용자로부터 m -번째 수신 안테나로 심벌이 전송되는 경우에 해당하는 주파수 영역 페이딩 계수 $N \times 1$ 벡터 $\mathbf{H}_{k,m}$ 의 매 μ 번째 원소를 Γ 개 뽑아 $\Gamma \times 1$ 벡터 $\mathbf{H}_{k,m,\mu}$ 를 생성한다.

$$\mathbf{H}_{k,m,\mu} = \mathbf{H}_{k,m}(\mu \times [0 : (\Gamma-1)]). \quad (24)$$

식 (24)로부터 다음과 같이 정의되는 상관 행렬 $\mathbf{C}_{k,\mu}$ 를 구한다.

$$\mathbf{C}_{k,\mu} = \mathbf{E}_m \left[\mathbf{E} \left[\mathbf{H}_{k,m,\mu} \mathbf{H}_{k,m,\mu}^H \right] \right]. \quad (25)$$

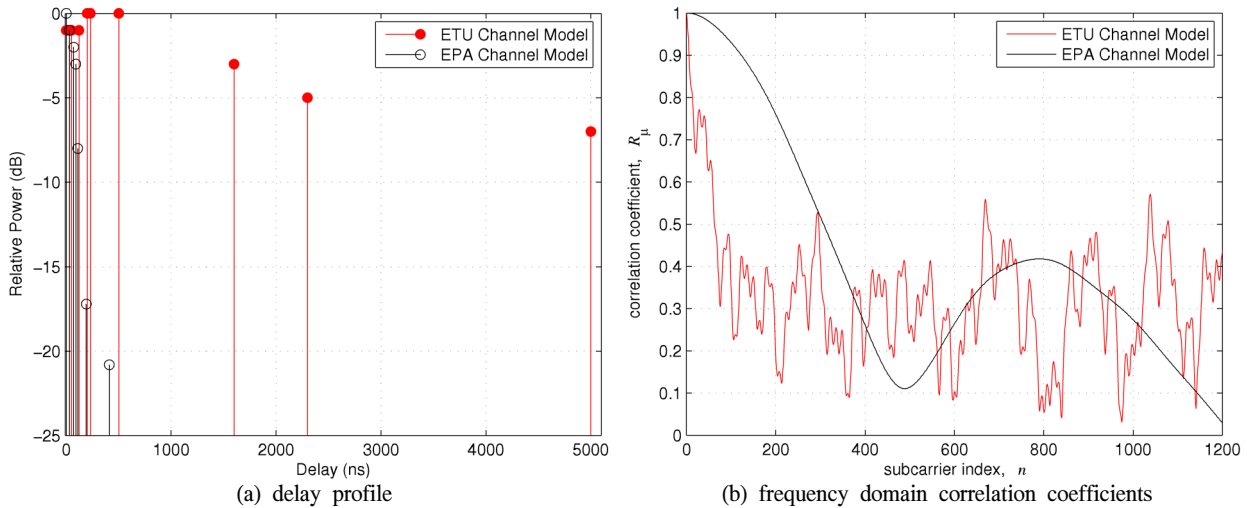


그림 4. 모의 실험을 위한 EPA 및 ETU 채널 모델의 지연 전력 분포 및 주파수 영역 페이딩 상관 계수
 Fig. 4. Channel delay profile and frequency domain fading correlations of EPA and ETU channels

마지막으로 이 상관 행렬을 이용하여 외재적 다이버시티 곱 $\zeta_{k,ex}$ 를 다음과 같이 추정한다.

$$\hat{\zeta}_{k,ex} = |\det(\mathbf{C}_{k,\mu})|^{1/(2\Gamma)} \quad (26)$$

식 (6)과 식 (7)을 이용하면 식 (26)에서 주파수 영역 페이딩 계수를 이용하여 추정된 $\hat{\zeta}_{k,ex}$ 값과 식 (22)의 외재적 다이버시티 곱 $\zeta_{k,ex}$ 가 통계적으로 동일하다는 것을 알 수 있다. 실제로 $\Gamma=2$ 인 경우 식 (22)를 이용하여 $\zeta_{k,ex}$ 를 구하면 다음 식으로 표현된다.

$$\zeta_{ex} = (1 - |R_\mu|^2)^{1/4} \quad (27)$$

여기서 R_μ 는 μ 만큼 이격된 두 부 반송파 사이의 주파수 영역 페이딩 채널 계수의 상관도 값으로, 시간 영역의 페이딩 계수를 이용하여 다른 방법으로 표현하면 다음과 같다.

$$R_\mu = \sum_{l=0}^{L_l} \sigma_l^2 e^{-j2\pi \frac{\mu}{T} l} \quad (28)$$

따라서 주파수 다이버시티 이득을 최대화하기 위해서는 식 (26)을 이용하여 추정되는 외재적 다이버시티 곱을 최대화하는 μ 를 구하거나, $\Gamma=2$ 인 경우 주파수 영역 페이딩 채널 상관 계수 R_μ 값이 최소가 되는 μ 값을 설정하면 된다. 이러한 계산은 기지국 수신기에서 이루어지며 기지국은 최적의 μ 값을 스케줄링 정보화 함께 단말에 전송하게 된다.

위에 제시한 식 (24) ~ 식 (26)에서는 동일한 사용자로부터 M_r 개의 서로 다른 수신 안테나에 전송되는 구간에 해당하는 채널이 모두 같은 시간 영역 지연 전력 분포 (delay profile)을 가지고 있다고 가정하였다. 그러나 서로 다른 사용자들에 해당하는 페이딩 채널들은 서로 다른 시간 영역 지연 전력 분포를 갖는 것이 일반적이다. 이 경우 어떻게 부반송파 이격 거리 μ 를 설정할 것인지에 대하여는 아직 연구된바가 없다. 일반적인 다이버시티 시스템에서 심벌 s_1 을 서로 다른 심벌 s_2 로 오인하여 복호할 오류 확률은 $P(s_1 \rightarrow s_2) \propto \zeta_{ex}^{-2\Gamma M_r}$ 이라는 것이 알려져 있다^[6]. 본 논문에서 제안하는 시스템에서는 사용자 1과 사용자 2가 서로 다른 계층에서 복호된다. 이 때 간섭 제거를 위해 서로 다른 사용자의 페이딩 채널 정보를 이용하기는 하지만 주로 다이버시티는 해당 사용자의 페이딩 채널에서 얻게 된다. 따라서 각 사용자에게 해당하는 심벌 복호 오류 확률도 $\zeta_{k,ex}^{-2\Gamma M_r}$ 에 비례한다. 따라서 두 사용자의 평균 심벌 복호 오류는 $\zeta_{1,ex}^{-2\Gamma M_r} + \zeta_{2,ex}^{-2\Gamma M_r}$ 에 비례하므로, 이 값을 최소로 하는 μ 를 구하여 적용할 것을 제안한다. 이렇게 구한 μ 값은 두 채널에 대한 상관 계수 관점에서 볼 때 특정 μ 에서 두 상관 계수의 최대값을 구한 후 μ 에 대하여 최소값을 구하는 Mini-Max 기법과 거의 동일하다. 따라서 모의실험에서는 이 Mini-Max 기법을 적용하여 μ 를 구하여 적용하였다.

한편 부반송파 이격 거리 μ 는 제 II절의 2.2.3에 기술된 부반송파 재정렬을 고려할 때 다음과 같은

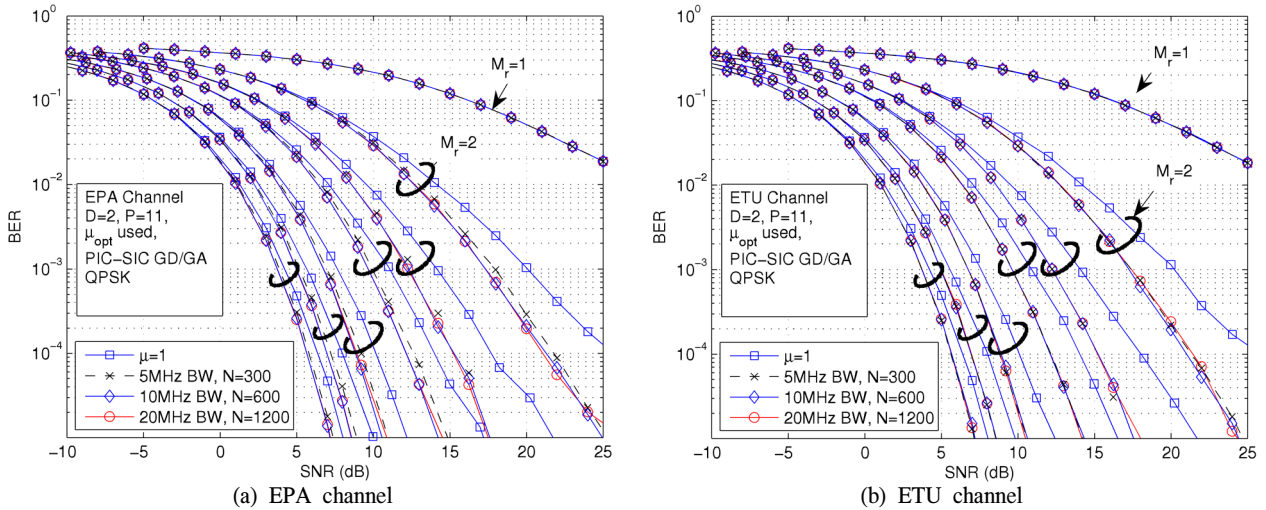


그림 5. EPA 및 ETU 채널에서 QPSK를 적용했을 때 제안하는 기법의 BER 성능, $M_r = 1, 2, 3, 4, 6, 8, 10$
 Fig. 5. BER Performances of proposed scheme over EPA and ETU channels, $M_r = 1, 2, 3, 4, 6, 8$ and 10

제약 조건을 갖는다.

$$P+1 \leq \mu \leq \left\lfloor \frac{N-P}{\Gamma-1} \right\rfloor. \quad (29)$$

제 II절의 2.2.3에 기술한 부반송파 재정렬 방법을 사용하면 각 사용자는 연속된 P 또는 $P+1$ 개의 부반송파 그룹을 μ 부반송파 이격 거리마다 Γ 번 사용하게 된다. 이러한 μ 에 대한 최소값은 사용자 1이 $0 \sim P-1$ 의 실 부반송파를 이용하고 사용자 2가 $1 \sim P$ 까지의 실 부반송파를 이용하는 것을 고려하여 얻어졌고, 최대값은 맨 마지막 그룹이 $(\Gamma-1) \times \mu$ -번째 부반송파에서부터 P 개의 부반송파를 사용하는 것을 고려하여 얻어졌다. 따라서 최적의 부반송파 이격 거리 μ 를 설정할 때는 식 (29)의 제약 조건을 함께 고려하여야 한다.

IV. 모의실험 결과

본 논문에서는 LTE 시스템 파라미터^[16]를 적용하여 EPA 및 ETU 채널에서 $\Gamma=2$ 인 경우 제안하는 기법의 성능을 모의 실험을 통해 확인하였다. 물론 LTE의 상향 링크에서는 OFDM 대신에 SC-FDMA를 사용하지만^[16] 동일한 부반송파 이격 주파수 및 OFDM 심벌 주기, 주파수 대역 폭등을 적용하므로써 본 논문에서 제안하는 시스템이 현실적으로 어떤 성능을 갖게 될 것인지 확인하기 위하여 LTE 시스템 파라미터를 적용하였다. 3GPP 규격에 채택된 EPA 채널은 $L_d=7$ 의 다중 경로를 가지고 있으며 최대 시간 지연(delay spread)은 410ns이다.

한편, ETU 채널은 $L_d=9$ 이고 최대 $5\mu s$ 의 시간 지연값을 갖는다. 그림 4는 이 두 채널의 시간 영역 지연 전력 분포와 식 (28)로 주어지는 주파수 영역 페이딩 채널 상관 계수를 나타낸 것이다. 상대적으로 최대 시간 지연이 큰 ETU 채널의 경우 주파수 영역의 상관 계수는 부반송파 이격 거리 μ 가 증가함에 따라 급격하게 감소한다는 것을 관찰할 수 있다. 따라서 보다 큰 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있을 것으로 예상된다. LTE에서는 부반송파간 주파수 간격이 15KHz이며, 따라서 OFDM 심벌 주기 T 는 $1/15000$ sec가 된다^[16]. 그림 4의 (b)에 나타낸 그래프의 가로축은 부반송파 이격 거리에 해당하며 최대 20MHz인 LTE 대역폭이 전송에 사용하는 1200개의 부반송파에 대하여 페이딩 상관 계수를 나타내었다.

첫 번째 모의실험에서는 $\Gamma=2$, $P=11$ 로 설정하였다. 이 경우 각 사용자들은 $N_t=23$ 개의 부반송파를 이용하여 $N_s=22$ 개의 심벌을 전송하게 된다. 따라서 시스템 부호율은 $2 \times 22/23 \approx 1.913$ 이 된다. LTE 시스템의 경우는 12개의 연속적인 부반송파로 구성된 PRB(Physical Resource Block) 단위로 사용자에게 부반송파를 할당하므로 2개의 동일한 PRB를 두 사용자에게 할당하게 된다. 식 (29)에 의해 주어지는 μ 의 범위는 $12 \sim N-11$ 이며, LTE 대역폭에 따라 부반송파 개수 N 이 결정된다. 대역폭이 5MHz, 10MHz, 20MHz인 경우 N 의 값은 각각 300, 600, 1200이 된다. 만약 두 사용자가 모두 EPA 채널에 해당된다면 그림 4의 (b)에 나타낸 상관 계수로부터 각 대역폭을 고려할 경우

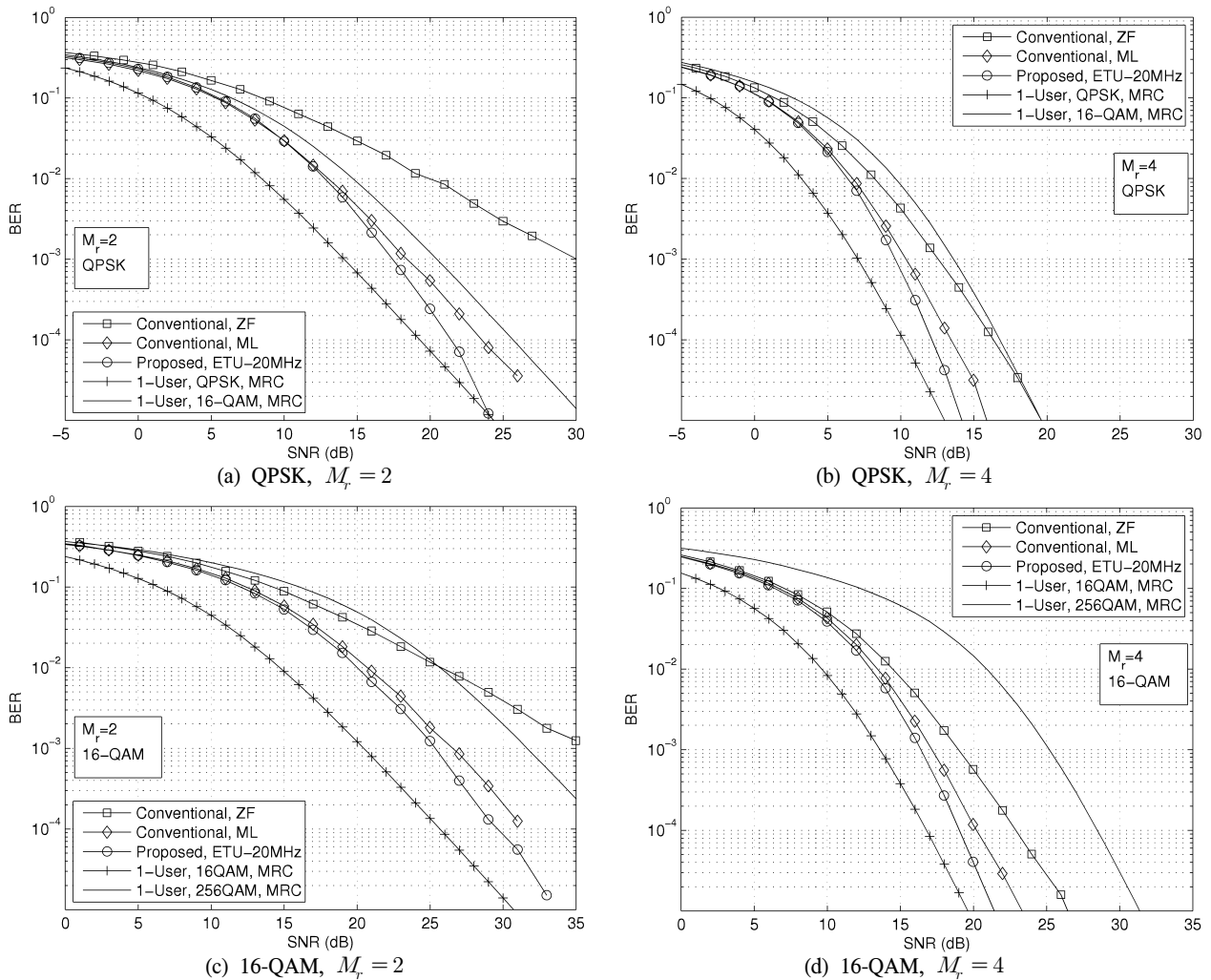


그림 6. 주파수 다이버시티를 고려하지 않은 기존 다중화 기법과의 BER 성능 비교
 Fig. 6. BER performances of conventional multiplexing schemes and the proposed scheme

$\mu_{opt} = 288, 489, 1188$ 로 주어진다. 그러나 실제로는 PRB 단위로 반송파를 할당하기 때문에 12의 배수가 되는 값 가운데 μ_{opt} 를 정해야 한다. 동일한 방법으로 ETU 채널에 대하여도 최적의 부반송파 이격 거리 μ_{opt} 를 구할 수 있다. 그림 5는 EPA 및 ETU 채널에서 이렇게 최적화된 부반송파 이격 거리 μ_{opt} 를 적용하여 모의실험을 통해 구한 BER을 나타낸 것이다. 그림 5에서 각각의 그래프 묶음들은 서로 다른 수신 안테나 개수를 적용한 경우에 해당하며, 오른쪽부터 각각 $M_r = 1, 2, 3, 4, 6, 8, 10$ 에 해당한다. 그래프를 관찰해보면 주파수 재정렬을 하지 않는 경우, 즉 $\mu = 1$ 인 경우와 비교하여 최적의 μ_{opt} 를 적용하였을 때 BER이 개선되는 것을 확인할 수 있다. 그림 5의 (a)에 나타낸 EPA 채널에서는 대역폭이 제한되는 경우 동일한 BER을 얻기 위한 SNR을 고려할 때 1dB이내의 SNR 열화를 관찰

할 수 있다. 그러나 ETU 채널에서는 그림 4의 (b)에 나타낸 것과 같이 작은 대역폭 안에서도 페이딩 상관도가 매우 낮기 때문에 그림 5의 (b)에 나타낸 BER 그래프에서 관찰할 수 있는 것과 같이, 5MHz 대역폭에 해당하는 시스템의 BER 성능이 20MHz의 대역폭에 해당하는 시스템의 BER 성능과 비교하여 성능 열화 정도가 매우 작다는 것을 알 수 있다. 한편, 모의실험에서는 SIC에 의한 오류 전파가 없다고 가정하였다. PIC-SIC GD 기법을 적용한 시스템에서 오류 전파에 의한 성능 열화는 매우 제한적이며 사용자의 계층 수에 해당하는 P 에 독립적이다^[22].

두 번째 모의실험에서는 주파수 다이버시티를 고려하지 않은 기존의 다중화 기법을 ZF 간섭 제거 수신기 및 ML 수신기로 복호할 때의 성능과 제안하는 기법의 BER 성능을 비교하였다. 그림 6은

QPSK 및 16-QAM 변조 기법을 사용하는 경우 수신 안테나의 개수 M_r 이 2 및 4일 때의 BER 성능을 그래프로 나타낸 것이다. 또한, 이상적인 성능과 비교하기 위하여 다른 사용자로부터의 간섭 없이 단일 사용자만 전송하는 경우의 이론적 BER 성능도 그림 6의 그래프에 함께 나타내었다. 우선 그림 6에 나타낸 BER 그래프들을 다이버시티 관점에서 관찰해보자. 수신 안테나의 개수가 $M_r=2$ 인 경우에 해당하는 그림 6의 (a) 그래프를 관찰해 보면 SNR이 10dB 증가할 때 ZF 기법의 BER이 10^{-1} 만큼 감소한다는 것을 알 수 있다. 또한, 수신 안테나의 개수가 $M_r=4$ 인 경우에 해당하는 그림 6의 (b) 그래프를 관찰해보면, 높은 SNR 영역에서 ZF 기법에 해당하는 BER 그래프는 10dB SNR 증가에 대하여 약 10^{-3} 의 BER 감소를 보여주고 있다. 이 경우 ZF 기법의 다이버시티는 3이 된다. 간섭을 완전히 제거하는 ZF 기법은 M_r 개의 수신 안테나를 이용하는 경우 한 사용자의 간섭을 제거하기 위하여 1개의 수신 안테나에 해당하는 다이버시티 손실을 유발한다는 것을 알 수 있다. 한편, ML 수신기를 이용하는 경우는 ZF 수신기와는 달리 그림 6의 모든 그래프에서 M_r 다이버시티 이득을 보여주고 있다. 즉, M_r 다이버시티를 갖는 단일 사용자의 BER 그래프들과 ML 수신기에 해당하는 그래프들의 기울기는 높은 SNR 영역에서 동일하다.

한편, 제안하는 기법은 다중화에 의한 전송률 이득과 함께 주파수 다이버시티를 추가로 얻기 때문에 그림 6의 그래프에서 기존의 ML 수신기보다 우수한 BER 성능을 나타내고 있다. 제안하는 기법의 이론적 BER 성능은 높은 SNR 영역에서 $2 \times M_r$ 다이버시티에 해당된다는 것이 알려져 있다. 그림 6에 나타낸 한 쌍의 이론적인 단일 사용자 BER 그래프들은 각각 제안하는 기법 및 ZF, ML 기법들이 얻을 수 있는 전체 전송률의 1/2 및 1배에 해당하는 변조 기법을 적용한 경우에 해당한다. 즉, 그림 6의 (a)와 (b)에서 (+)로 나타낸 BER 그래프는 단일 사용자가 QPSK 변조 기법을 사용하는 경우로, 두 사용자가 QPSK를 전송하는 경우와 비교하여 전체 전송률은 반이 된다. 이 경우, 제안하는 시스템과 동일한 전체 전송률을 유지하기 위해서는 단일 사용자가 16-QAM 변조기법을 이용하여야 하며, 그림 6의 그래프에서 실선으로 나타낸 BER 성능을 얻을 수 있다. 이러한 단일 사용자들의 BER 성능은 모

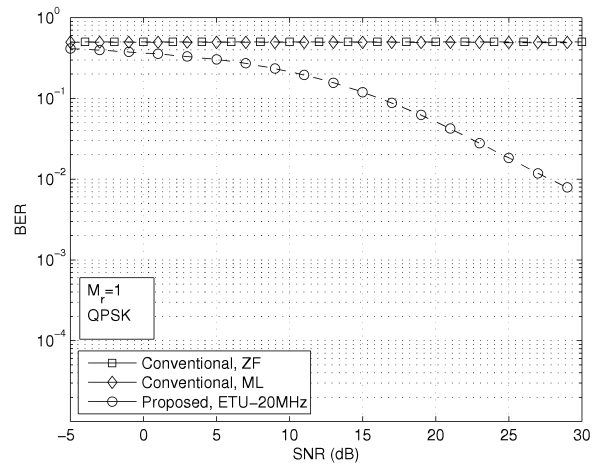


그림 7. 수신 안테나의 수가 1일때의 BER 성능
Fig. 7. BER Performances when $M_r = 1$

두 다이버시티 M_r 을 나타내기 때문에 매우 높은 SNR 영역에서는 제안하는 기법의 BER 성능이 상대적 우위를 갖게 된다. 예를 들어, 그림 6의 (a)에서는 SNR이 25dB 이상인 경우 제안하는 기법에 해당하는 BER이 QPSK를 이용하는 단일 사용자의 BER 보다도 낮게 된다는 것을 관찰할 수 있다. 그림 6의 (c)와 (d)는 16-QAM 변조를 적용한 경우로 유사한 관찰 결과를 도출할 수 있다.

그림 7은 수신 안테나의 개수가 1인 경우 제안하는 시스템이 20MHz의 대역폭을 가지고 ETU 채널에서 QPSK 변조기법을 이용하여 전송할 때의 BER 성능을 기존의 ZF 및 ML 기법의 BER 성능과 비교한 것이다. 모의실험에 사용된 파라미터는 그림 6에 적용된 것과 동일하다. 그림 7을 관찰해보면 기존 시스템의 경우 단일 수신 안테나를 이용하여 두 사용자의 신호를 분리하는 것은 불가능하므로 BER은 SNR과 독립적으로 0.5값을 나타낸다. 그렇지만, 제안하는 시스템은 다이버시티 1의 성능을 나타내고 있다. 변조기법을 16-QAM으로 변경하였을 때도 동일한 결과를 얻을 수 있었다.

그림 8은 제안하는 기법을 적용하여 사용자 1이 EPA 채널에서 전송하고, 사용자2는 ETU 채널에서 전송하는 경우를 가정하여 모의실험을 진행한 결과를 나타낸 것이다. 수신 안테나 개수가 2인 경우에 대하여 모의실험을 진행하였고 20개의 PRB에 해당하는 $P=119$ 의 값을 적용하였다. 부반송파 이격거리 μ 를 EPA에 최적화한 경우, ETU에 최적화한 경우, 그리고 Mini-Max기법으로 최적화 한 경우에 대하여 모의실험을 통해 얻은 BER 값을 그래프로 나타내었다. 그림 7에서 관찰할 수 있는 것과 같이

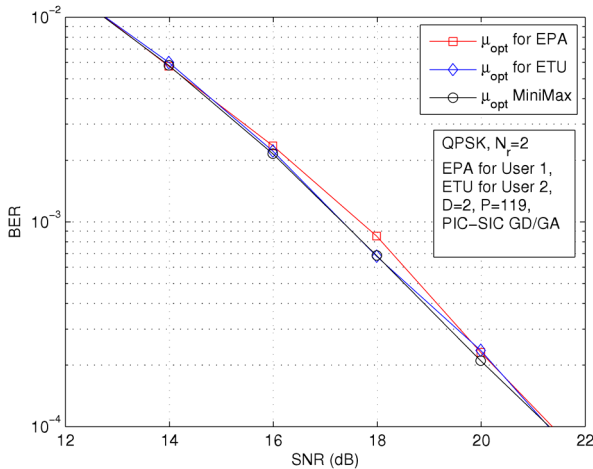


그림 8. 사용자 1과 사용자 2가 각각 서로 다른 EPA와 ETU 채널에서 동작하는 경우의 BER 성능
 Fig. 8. BER Performances when user 1 is operating over EPA channel and user 2 over ETU channel

Mini-Max 기법으로 최적화 한 경우 BER이 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ 인 관심 영역에서 0.2dB 이내의 미미한 성능 향상을 확인하였다. 이러한 미미한 성능 향상은 그림 5의 그래프에서 관찰할 수 있는 것과 같이 EPA 및 ETU 채널이 제공하는 최대 7 및 9의 다이버시티 이득 가운데 최대 2의 다이버시티 이득을 갖는 모의실험 대상 시스템이 이미 EPA 및 ETU에 각각 최적화된 반송주파수 이격 거리를 갖는 경우 거의 최대 성능을 얻고 있기 때문인 것으로 판단된다.

V. 결 론

본 논문에서는 주파수 선택적 채널에서 QAM 변조 및 OFDM을 이용하는 두 사용자가 단일 안테나를 이용하여 동시에 기지국으로 전송하는 기법을 제안하고 복잡도가 낮은 수신기를 적용하였을 때 그 BER 성능을 고찰하였다. 제안하는 기법은 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있도록 기존의 신호 공간 다이버시티 기법 및 반송 주파수 재정렬 기법을 도입하였으며, 각각 내재적 다이버시티 곱 및 외재적 다이버시티 곱을 최대화하기 위한 파라미터 설정 방법에 대하여 고찰하였다. 수신기 구조로는 복잡도가 낮은 PIC-SIC GD 복호기를 이용하였고, 복잡도를 낮추기 위한 차원 감소 기법을 체계적으로 설명하였다. LTE 파라미터를 적용한 모의실험결과 수신 안테나 개수가 2 이상인 경우 제안하는 시스템이 실용적이라는 것을 보였다.

References

- [1] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [2] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [3] H. J. Yu, S. M. Lee and H. J. Choi, "Performance evaluation of channel estimation and interference cancellation techniques for multiuser with transmit diversity system," *J. KICS*, vol. 27, no. 7A, pp. 641-650, Jul. 2002.
- [4] L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user commun., WLANs and broadcasting*, Wiley/IEEE Press, 2003.
- [5] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communications over wideband channels," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Soc., Conf. (VTC)*, vol. 3, pp. 2232-2236, May 1998.
- [6] W. Su, Z. Safar, and K. J. R. Liu, "Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 51, no. 1, pp. 229-249, Jan. 2005.
- [7] L. Shi, W. Zhang and X.-G. Xia, "On space-frequency code design with partial interference cancellation group decoding," in *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, pp. 1-5, Dec. 2011.
- [8] X. Guo and X.-G. Xia, "On full diversity space-time block codes with partial interference cancellation group decoding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 55, no. 10, pp. 4366-4385, Oct. 2009.
- [9] W. Zhang, T. Xu and X.-G. Xia, "Two designs of space-time block codes achieving full diversity with partial interference cancellation group decoding," *IEEE Trans.*

- Inform. Theory*, vol. 58, no. 2, pp. 747-764, Feb. 2012.
- [10] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
- [11] F. Li and H. Jafarkhani, "Multiple-antenna interference cancellation and detection for two users using quantized feedback," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 10, no. 1, pp. 154-163, Jan. 2011.
- [12] J. Boutros and E. Viterbo, "Signal space diversity: a power- and bandwidth -efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 4, pp. 1453-1467, Jul. 1998.
- [13] Y. Xin, Z. Wang and G. B. Giannakis, "Space-time diversity systems based on linear constellation precoding," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 2, no. 2, pp. 294-309, Mar. 2003.
- [14] J. H. Kim and I. K. Lee, "Coded layered space-time transmission with signal space diversity in OFDM systems," *J. KICS*, vol. 32, no. 7, pp. 644-651, Jul. 2007.
- [15] G. Li and Y. Wu, "Space-time coding for two-user MIMO systems with the PIC-SIC group decoding," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Commun. Technol. (ICCT)*, pp. 431-435, 25-28, Sep. 2011.
- [16] S. Sesia, I. Toufik and M. Maker, *LTE: the UMTS long term evolution*, Wiley, 2009.
- [17] L. Hanzo, S. X. Ng, T. Keller, and W. Webb, *Quadrature amplitude modulation: from basics to adaptive trellis-coded, turbo equalised and space-time coded OFDM, CDMA and MC-CDMA systems*, 2nd ed., Wiley/IEEE Press, 2004.
- [18] M. H. Lee, M. S. Lee, M. A. Hanif and J. Y. Park, "8 antenna interleaved quasi orthogonal space time block code TBH with PIC group decoding," *J. The Institute of Electronics Engineers of Korea (IEEK)*, vol. 48-TC, no. 8, pp. 7-14, Aug. 2011.
- [19] G. Wang, H. Liao, H. Wang and X.-G. Xia, "Systematic and optimal cyclotomic lattices and diagonal space-time block code designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3348-3360, Dec. 2004.
- [20] H. Yao and G. W. Wornell, "Achieving the full MIMO diversity-multiplexing frontier with rotation-based space-time codes," in *Proc. Allerton Conf. on Commun., Control, and Comput.*, Oct. 2003.
- [21] A. Ismail and M.-S. Alouini, "On low -complexity full-diversity detection of multi-user space-time coding," in *Proc. of IEEE Int. conf. on commun. (ICC)*, Jun. 2013. (to appear).
- [22] B. J. Choi, "A dual user multiplexing scheme using time diversity over frequency nonselective SIMO fading channels," *J. KICS*, vol. 38A, no. 2, 2013.

최 병 조 (Byoungjo Choi)

1990년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사

1992년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사

2002년 5월 사우스햄튼대학교 전자전산학과 공학박사

1992년 3월~2005년 2월 LG 전자

2005년 3월~현재 인천대학교 임베디드시스템공학과 전임강사, 조교수, 부교수

<관심분야> 전자공학, 통신공학, 제어공학

