

MB-OFDM UWB 시스템에서 공간 다중화 MIMO 수신기의 성능 분석

준희원 서정원*, 권양수*, 김석현*, 종신회원 정재학*

Performance Analysis for Spatial Multiplexing MIMO in MB-OFDM UWB Receivers

Jungwon Suh*, Yangsoo Kwon*, Seokhyeon Kim* *Associate Members*,
Jeahak Chung** *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 ECMA(European Computer Manufacturers Association)의 표준인 MB-OFDM (MultiBand-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) UWB(Ultra Wide-Band) 시스템에서 SISO(Single Input Single Output) 성능을 유지하면서 데이터 전송률을 2배로 올리기 위한 공간 다중화 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 수신기 구조의 성능을 비교, 분석하였다. 이를 위해 송신단은 2개의 안테나를 가지는 수평 부호화 방식과 대각 부호화 방식을 사용하였으며 수신단은 2, 3개 안테나에 대한 다양한 공간다중화 수신기 방식을 고려하였다. 다양한 공간 다중화 수신단 구조의 연산 복잡도 비교와 전산 모의 실험을 통해 2×2 구조의 MML 방법 또는 2×3 구조의 ZF 방법이 SISO 성능을 열화시키지 않고 전송률을 높이는 MIMO MB-OFDM의 간단한 수신단 구조임을 확인하였다.

Key Words : MB-OFDM, Diagonal Encoding, Horizontal Encoding, MIMO, ZF, ML, MML

ABSTRACT

This paper presents the spatial multiplexing MIMO system to increase data rate to double in MB-OFDM UWB system, which is ECMA standards, and compares BER performance of various receiver structures. The complexity and BER performance of various types of spatial multiplexing receivers are compared and analyzed using diagonal and horizontal encoding techniques for 2×2 and 2×3 antennas systems. Computer simulations exhibit that 2×2 MML and 2×3 ZF method show better BER performance than that of SISO system with simple complexity.

I. 서 론

최근에 이동통신, WLAN (Wireless Local Area Network), 디지털 방송 및 위성 통신을 비롯하여 RFID (Radio Frequency Identification) / USN (Ubiquitous Sensor Network), UWB (UltraWide-Band), WiBro 시스템 등 무선 이용 서비스의 수요가 급증하고 있

다. 이러한 신규 무선 전송 기술의 개발과 무선 통신 서비스의 출현으로 다양한 정보의 전달과 품질이 요구되고 있다^{[1][2]}.

디지털 홈 기기에 무선 인터페이스를 적용함으로써 HDTV(High Definition Television) 영상을 무선으로 전송하고, 휴대용 기기로 동영상과 오디오 콘텐츠를 주고 받는 기술이 상용화 예정이다. 이를 구

* 본 연구는 인하대학교의 연구비 지원을 받아 수행되었음.

** 인하대학교 전자공학과 무선이동통신 연구실(sjw7149@nate.com, snakekwon@nate.com, ksh4261@nate.com, jchung@inha.ac.kr)

논문번호: KICS2007-09-420, 접수일자: 2007년 9월 14일, 최종논문접수일자: 2008년 2월 15일

현하는 무선 인터페이스 기술로 IEEE 802.11n과 UWB를 사용할 예정이다^{[3][4][5]}.

IEEE 802.11n은 차세대 WLAN 표준으로, 공간 다중화가 가능한 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 안테나 기술을 적용하고 있으며 최대 200m 까지 장거리 접속이 가능하여 홈 네트워크 분야에서 유력한 기술로 알려져 있다.

이와 달리 작은 영역에서 사용되는 UWB 시스템에서는 여러 기술 중 ECMA (European Computer Manufacturers Association)에서 표준으로 선정된 MB-OFDM (MultiBand-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술이 고속전송을 할 수 있다^[6]. 이 기술의 전송 최고 속도는 480Mbps이지만 향후 여러 기기들의 다양한 멀티미디어 전송이 가능한 차세대 통신을 위하여 보다 높은 전송 기술이 요구된다. 이를 위하여 현재 많은 무선 표준에서 채택하고 있는 MIMO의 공간 다중화 안테나 기술을 UWB 기술에 접목시키는 것이 필요하다. 그러나 UWB는 저전력 저가격을 목표로 하고 있기 때문에 일반적으로 성능을 높이기 위해 셀룰러에서 사용하는 복잡한 수신단 기술을 사용하기 어렵다.

본 논문에서는 공간 다중화 MIMO 방식을 적용하여 기존의 MB-OFDM 시스템의 데이터 전송률을 2배로 늘리고 BER (Bit Error Rate) 성능이 기존 시스템과 같거나 개선되는 방법을 찾기 위한 다양한 구조의 수신단 성능을 비교 분석한다. 이를 위해 MB-OFDM이 2×2와 2×3의 송수신 안테나 구조를 가질 때 ZF (Zero Forcing), ML (Maximum Likelihood), MML (Modified ML) 등의 다양한 공간 다중화 수신단 기술의 성능과 연산량을 분석하여 SISO (Single Input Single Output) 성능을 유지하며 구현 복잡도가 간단한 수신단 구조에 대해 분석하였다. 그리고 본 논문에서 보인 다양한 전산 모의 실험 결과와 복잡도 비교 내용은 공간 다중화 수신단 구조를 설계하는데 있어서 참고자료로 사용될 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 공간

다중화 방식에 대해 설명하고 III장에서는 공간 다중화 MIMO 기술이 적용된 MB-OFDM UWB 시스템을 설명하며, IV장에서는 공간 다중화 MIMO 신호 검출 기법에 대해 설명한다. V장에서는 다양한 방법의 MB-OFDM UWB 시스템의 성능을 비교 분석하는 전산 모의실험을 수행하고 이에 따른 결론을 VI장에서 맺는다.

II. 공간 다중화 (Spatial Multiplexing) 방식

MIMO 시스템에 적용되는 기술들은 다이버시티 방식과 공간 다중화 방식으로 분류된다. 다이버시티 방식은 전송 신뢰도를 높일 수 있는 장점이 있지만 심볼 전송률은 1이하로 제한된다. 이에 비해 공간 다중화 방식은 다중 송/수신 안테나를 이용하여 가상의 중첩 채널들을 만들어 각각의 송신 안테나를 통해 서로 다른 데이터를 전송함으로써 전송 속도를 높이는 방식이다. 공간 다중화 방식의 성능은 동시에 전송할 수 있는 독립적인 송신 신호의 개수를 공간 다중화 이득으로 나타내며 이는 송신단의 안테나 수와 수신단의 안테나수의 최소값과 같다^{[7][8]}.

그림 1은 채널 부호화와 안테나의 결합 방법에 따르는 공간 다중화 MIMO 방식의 3가지 종류를 보여주고 있다. 그림 1(a)의 수평 부호화 방식은 송신 안테나 수와 같은 채널 부호화기가 필요하다. 다이버시티 이득의 차수는 수신 안테나 수와 같지만 각 안테나 별로 전송률을 제어할 수 있고 수신단 구조가 간단한 장점이 있다^[9]. 그림 1(b)의 수직 부호화 방식은 우선 전체 데이터를 하나의 채널 부호화기를 사용하고 이의 출력을 디머스(demux)하여 각 안테나별로 다른 데이터를 전송한다. 이 방식은 수평 부호화 방식과 달리 부호기가 하나가 필요하다는 장점이 있으나 구현 시 데이터 처리 속도가 안테나 수에 비례하여 증가하는 단점이 있다^{[10][11]}. 그러나 송신 안테나 수와 수신 안테나 수의 곱의 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그림 1(c)는 대각 부호화 방식으로 수평 부호화 방식과 유사하지만

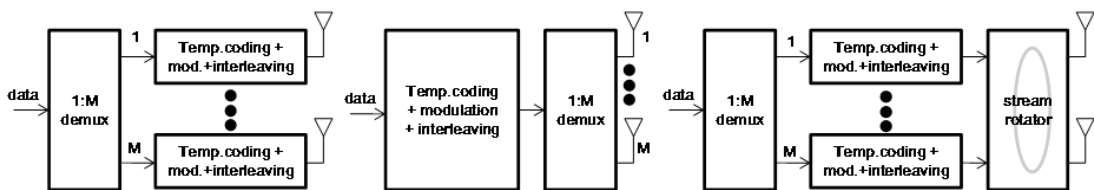


그림 1. (a) 수평 부호화 방식

(b) 수직 부호화 방식

(c) 대각 부호화 방식

송신 안테나로 전송하기 전에 계층 회전기가 추가된다. 각 부호기에서 나온 데이터 계층들은 시간에 따라 계층 회전기를 통해 회전되면서 전송된다. 대각 부호화 방식의 다이버시티 이득 차수는 수직 부호화 방식과 같은 송/수신 안테나 수의 곱으로 낼 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 그림 1(c)의 송신 방법을 기반으로 MIMO 수신단의 성능과 복잡도를 분석하였다.

III. 공간 다중화 MIMO MB-OFDM UWB 시스템

그림 2는 기존의 MB-OFDM UWB 시스템에 송신 안테나 수를 2개로 늘린 공간 다중화 MB-OFDM UWB 시스템의 송신단을 나타낸다. 기존의 SISO MB-OFDM UWB 시스템과 호환이 되고 각각의 채널 부호화기의 구현 복잡도는 기존과 동일하다. 다른 부분으로는 송신단에서 송신 안테나 수만큼의 채널 부호화기와 계층 회전기가 추가된다.

그림 3은 수신 안테나가 3개일 경우의 공간 다중화 MB-OFDM UWB 시스템의 수신단을 나타낸다. 공간 다중화 MB-OFDM UWB 시스템의 수신단 구조는 기존의 MB-OFDM UWB 시스템에 공간 다중화 방식으로 전송된 신호를 복원하기 위한 MIMO OFDM 복호단과 계층 회전기가 추가된 형태를 가진다. MIMO OFDM 복호단은 MIMO 채널을 통하여 수신된 신호에서 채널 영향을 제거해주고, 계층 회전기는 복호된 수신 신호를 시간에 따라 계층을 회전시켜준다.

MIMO 수신단의 구조를 살펴보기 위해 먼저 일

반적인 MIMO 송수신 시스템을 가정한다. 송신단에서 M 개의 안테나를 사용하고 수신단에서 N 개의 안테나를 사용하는 시스템을 가정하면, K 의 부반송파 개수를 가지는 k 번째 부반송파의 수신된 신호 $\hat{\mathbf{Y}}(k)$ 는 식 (1)과 같다.

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{X}(k) + \mathbf{Z}(k) \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ 는 송신 안테나에서 송신된 신호이고 $\mathbf{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ 는 수신 안테나에서 수신된 신호이다. \mathbf{H} 는 M 개의 송신 안테나와 N 개의 수신 안테나 사이의 채널의 주파수 응답을 나타낸다. 그리고 $\mathbf{Z} = [z_1, z_2, \dots, z_N]^T$ 는 평균이 0이고 전력 1인 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. OFDM을 기반으로 하는 시스템은 다중 경로의 최대 시간 지연이 OFDM의 보호구간보다 작을 경우에 인접 심볼 간 간섭이 발생하지 않기 때문에 주파수 도메인에서 신호 처리를 하여도 손실없이 송신 신호를 복원할 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 표기의 편의를 위해 모든 식을 주파수 도메인으로 표현한다.

식 (1)을 전송 등가 행렬로 나타내면 식 (2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1(k) \\ y_2(k) \\ \vdots \\ y_N(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{12}(k) & \cdots & h_{1M}(k) \\ h_{21}(k) & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{N1}(k) & \cdot & \cdot & h_{NM}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \cdot \\ x_M(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \\ \cdot \\ z_N(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

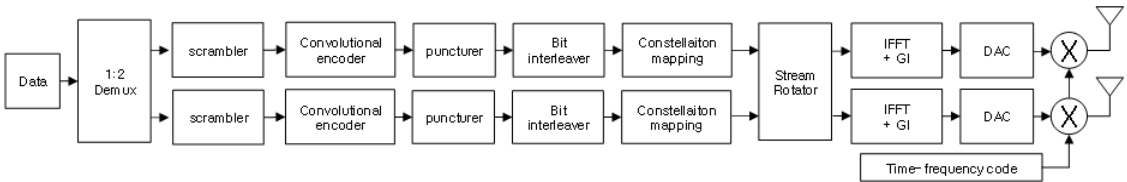


그림 2. 대각 부호화 방식 MB-OFDM UWB 시스템의 송신단 구조

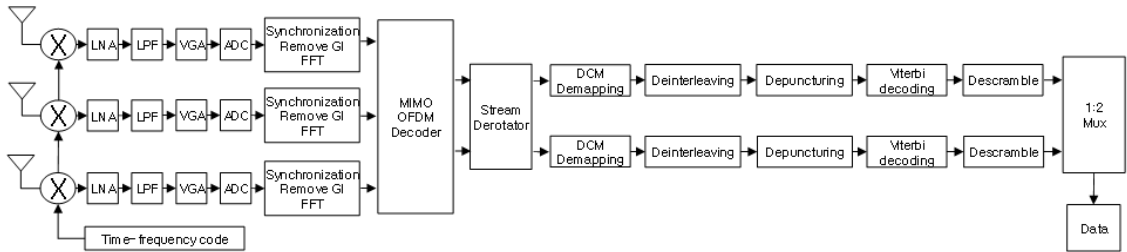


그림 3. 대각 부호화 방식 MB-OFDM UWB 시스템의 수신단 구조

식 (2)에서 k 는 OFDM의 부반송파를 나타내며 $0 \leq k \leq K-1$ 값을 가진다. 앞으로의 모든 식의 부반송파 인자 k 는 식의 간략화를 위해 생략하기로 한다.

IV. 공간 다중화 MIMO 신호 검출 기법

본 논문에서는 공간 다중화 MB-OFDM UWB 시스템에서 수신신호를 복호하기 위한 방법으로 ZF 방법과 ML 방법, 그리고 MML 방법을 비교한다. UWB 특성상 복잡도가 낮고 저가로 제작되어야 하기 때문에 BLAST(Bell lab. LAYered Space Time)와 수신 SNR에 따라 복잡도가 변화하는 sphere decoding 방식, 잡음 신호의 분산을 고려하여 ZF 방법에 비해 좋은 성능을 나타내지만 ML보다 성능 열화가 있는 MMSE(Minimum Mean Square Estimation)방법은 고려하지 않았다. 즉, 가급적 연산량이 적은 수신 복호 방법의 BER 성능을 비교하고 수신구조의 연산 복잡도를 분석하여 최적의 수신 복호 방법들을 찾아 내려고 한다.

4.1 ZF 방법

ZF 방법은 다중 안테나 시스템에서 공간 다중화를 구현하는 가장 간단한 형태의 선형 수신기(linear receiver) 중의 하나이다⁷⁾. ZF 방법은 수신 안테나의 개수가 송신 안테나의 개수와 같거나 많은 환경에서 동작할 수 있다. 만일 송수신 안테나의 수가 동일한 경우 수신 다이버시티 이득을 얻을 수 없는 단점이 있다. 수신단에서 수신된 신호는 식 (1)과 같다.

ZF 방법을 통하여 수신하는 방법은 수신신호에 행렬 \mathbf{G} 를 곱함으로써 얻을 수 있다. \mathbf{G} 는 채널 \mathbf{H} 의 의사 역행렬(pseudo inverse)의 형태로 다음 식 (3)으로 주어진다.

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^\dagger \tag{3}$$

그러므로 복호되는 신호 $\hat{\mathbf{x}}$ 은 다음 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \mathbf{G}\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{z} \\ &= \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{H}^\dagger \mathbf{z} \end{aligned} \tag{4}$$

ZF 방법은 하나의 송신 안테나로부터 전송된 신호를 복호하기 위해서 $(M-1)$ 개의 송신 안테나로부터

전송된 신호들을 $(M-1)$ 개의 수신 안테나를 사용하여 억제하므로 $N-(M-1)$ 의 수신 다이버시티 이득을 갖는다. 그러므로 수신 다이버시티를 얻기 위해서는 수신 안테나 개수가 송신 안테나 개수보다 많아야 한다.

4.2 ML 방법

ML 방법은 다중 안테나 시스템의 신호 검출 기법 중에서 최적의 성능을 보이는 방식이다¹²⁾. 수신된 신호가 식 (1)과 같다면 ML 방법은 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{x}_i \in \mathcal{C}^M} \|\hat{\mathbf{Y}} - \hat{\mathbf{H}}\mathbf{X}\| \tag{5}$$

식 (5)에서 $\hat{\mathbf{Y}}$ 는 수신된 신호, $\hat{\mathbf{H}}$ 는 추정된 채널 값을 나타낸다. \mathcal{C} 는 복소수 전송 심볼의 성상도 크기이고 M 은 송신 안테나 수다. ML 방법은 송신 심볼 \mathbf{X} 의 모든 성상도 조합을 식 (5)에 대입하여 유클리디언 거리를 비교하고 그것이 최소가 되는 $\hat{\mathbf{X}}$ 을 검출하는 것이다. 이 방법은 최대 수신 다이버시티 이득을 가지게 되어 최적의 성능을 보이지만 송신된 심볼 \mathbf{X} 의 성상도 크기와 송신 안테나 수에 비례하는 높은 연산 복잡도가 필요하기 때문에 실제 구현시 어려움이 있다.

4.3 MML 방법

MML 방법은 다중 안테나 시스템 신호 검출 기법 중 ML 방법과 유사한 성능을 가지면서 연산 복잡도를 감소시킬 수 있다¹³⁾. MML 방법의 결과는 수식적으로 다음 식 (6)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{j,ML} &= \arg \min_{\mathbf{x}_j \in \mathcal{C}^{M-1}} \left\| \mathbf{y} - \sum_{i \in I \setminus \{j\}} \mathbf{h}_i x_i \right. \\ &\quad \left. - \mathbf{h}_j Q \left(\frac{\mathbf{h}_j^H}{\|\mathbf{h}_j\|^2} \left(\mathbf{y} - \sum_{i \in I \setminus \{j\}} \mathbf{h}_i x_i \right) \right) \right\| \end{aligned} \tag{6}$$

식 (6)에서 $\Delta \setminus (\cdot)$ 는 Δ 집합에서 (\cdot) 집합을 제외시키는 집합 뺄셈 연산을 나타내고 $Q(\cdot)$ 는 다음 식 (7)로 정의되는 slicing 함수를 나타낸다.

$$Q(\hat{x}) = \arg \min_{x \in \mathcal{C}} |x - \hat{x}| \tag{7}$$

MML 방법을 사용하면, 신호 검출을 위해 필요한 ML metric 연산 횟수는 \mathcal{C}^{M-1} 이 된다. 여기서

C 는 복소수 심볼의 정상도이고 M 은 송신 안테나 수를 나타낸다. 기존의 ML 방법에서는 C^M 가지의 ML metric 계산이 필요하지만 MML 방법에서는 정상도의 크기만큼 연산량이 감소하는 것을 알 수 있다. 특히 송신안테나가 2 개인 경우 복잡도 감소의 효과는 크다.

V. 전산 모의 실험

본 장에서는 기존의 ECMA 표준의 MB-OFDM UWB 시스템과 ECMA 표준에 공간 다중화 MIMO를 적용한 MB-OFDM UWB 시스템의 BER 성능과 복잡도를 비교 분석한다.

모의실험을 위한 UWB 시스템 변수의 조건을 표 1에 나타냈다. 기존의 SISO MB-OFDM UWB 시스템의 경우 최대 전송 속도를 480Mbps로 설정하고 공간 다중화 MB-OFDM UWB 시스템의 경우 기존의 시스템에 송신 안테나 2개를 사용한 수평 부호화 방식과 대각 부호화 방식을 적용하여 최대 전송 속도를 960 Mbps로 하였다. 수신단 안테나수는 2개를 기본으로 하고 선형 수신구조의 수신 다이버시티 이득을 얻기 위한 3개의 수신 안테나 구조에 대해서도 성능을 비교 분석하였다. 모든 모의 실험은 수신단에서 이상적인 채널 추정이 가능하다고 가정했다.

5.1 UWB 채널 모델

본 논문의 실험에 사용된 UWB 채널은 IEEE 802.15.SG3a의 채널 모델 분과 위원회가 2003년 2월 802.15 TG3a의 물리 계층 성능분석을 위하여 제안한 모델이다¹⁴⁾. 표 2는 IEEE 802.15.SG3a의

표 1. 전산모의실험 환경

Parameters	Values
Number of Tx antennas	2
Number of Rx antennas	2, 3
FFT size	128
Number of data subcarriers	100
Number of pilot subcarriers	12
Number of guard subcarriers	10
Total number of subcarriers used	122
Channel coding	Convolutional
Encoding rate	1/3
Constraint length	7
Puncturing rate	9/4
Interleaving	Symbol, Tone, Cyclic shifter
Modulation	DCM
soft bits value of LLR	4 bits
Data rate	960 Mbps

채널 모델 분과 위원회에서 제안한 4가지의 채널 모드의 특징을 보여준다. 표 2의 CM1은 0~4m거리의 LOS 환경, CM2는 0~4m거리의 NLOS 환경, CM3는 4~10m거리의 NLOS 환경에서 측정된 채널을 기반으로 하는 모델이고, CM4의 경우 실제 측정된 채널의 특성은 아니나 25ns의 RMS(Root Mean Square) 지연을 갖는 NLOS 상황에 대한 채널 모델이다. 채널 모델은 CM1에서 CM4로 갈수록 RMS 지연확산이 길어져 열악한 환경이 된다.

IEEE 802.15.SG3a에서 사용되는 UWB 채널 모델은 단위 충격 응답에 대한 실측된 값이고 CM1~CM4까지 각각 100개의 채널로 주어진다. 본 논문에서는 MB-OFDM의 성능 평가를 위해 이

표 2. UWB 채널 모델

Channel characteristics	CM1(LOS 0~4m)	CM2(NLOS 0~4m)	CM3(NLOS 4~10m)	CM4(NLOS)
Mean excess delay (nsec)	5.05	10.38	14.18	-
RMS delay (nsec)	5.28	8.03	14.28	25
NP	-	-	35	-
NP (85%)	24	36.1	61.54	-
Model parameter				
Mean excess delay (nsec)	5.0	9.9	15.9	30.1
RMS delay (nsec)	5	8	15	25
NP	12.5	15.3	24.9	41.2
NP (85%)	20.8	33.9	64.7	123.3
Channel energy mean(dB)	-0.4	-0.5	0.0	0.3
Channel energy std(dB)	2.9	3.1	3.1	2.7

UWB 채널 모델을 3.1GHz~4.7GHz에 해당되는 주파수 대역으로 대역통과(bandpass) 필터링하여 통과 대역 주파수 특성을 갖는 채널을 만들었다. 그리고 주파수 호핑을 고려하여 각 528MHz 서브 밴드 주파수 영역에 해당되는 대역을 다시 대역통과 필터링하였다. 480Mbps의 전송률은 통달거리가 2m로 제한되기 때문에 CM1~CM4 중 CM1과 CM2만을 사용하여 전산 모의 실험을 하였다⁶⁾.

5.2 MB-OFDM UWB 채널 환경에서의 BER 성능 비교 분석

그림 4는 UWB 채널 CM1 환경에서 기존의 SISO MB-OFDM UWB 시스템과 MB-OFDM UWB 시스템에 수평 부호화 방식을 적용한 2×2 구조, 2×3 구조에서 ZF, MML, ML에 대한 BER 성능 그래프이다. 수평 부호화 2×2 구조에서 실선으로 표시된 ZF 방법을 사용할 경우 송신 안테나 수와 수신 안테나 수가 같기 때문에 다이버시티 이득은 얻지 못하고 송신 전력 정규화에 따라 기존의 SISO MB-OFDM UWB 시스템 보다 약 3dB 성능 열화가 생기게 된다. 점선으로 표시된 2×2, 2×3 구조의 ML 방법과 '+'로 표시된 MML 방법은 동일한 성능을 보이고 있다. 2×2 구조의 ML 방법과 MML 방법은 다이버시티 이득을 수신 안테나 수에 비례하여 얻을 수 있기 때문에 기존의 MB-OFDM UWB 시스템의 ML 방법보다 10^{-4} BER에서 약 4dB 정도 성능 개선을 보이고 비교 대상 중 제일 낮은 BER 성능을 가진다.

그림 4에서 2×3 구조 ZF 방법은 수신 안테나 수가 송신 안테나 수보다 많기 때문에 $2(=3-2+1)$ 의 다이버시티 이득을 얻어서 기존의 SISO MB-OFDM UWB 시스템 ZF 방법보다 10^{-4} BER에서 약 10dB 정도의 성능 개선이 있다. ML 방법과 MML 방법도 추가 수신 다이버시티 이득을 얻어서 기존의 SISO MB-OFDM UWB 시스템 ML 방법보다 10^{-4} BER에서 약 9dB 정도 성능 개선이 있음을 알 수 있다.

그림 5는 그림 4와 동일한 시스템으로 UWB 채널 CM2 환경에서의 BER 성능 그래프이다. 그림 4와 같은 성향의 결과를 보이고 있음을 알 수 있다.

그림 6은 UWB 채널 CM1 환경에서 대각 부호화 방식을 적용한 2×2, 2×3 구조의 BER 성능 그래프이다. 각 그래프의 표시 방법은 그림 4와 같다. 대각 부호화 2×2 구조의 ZF 방법은 송신 다이버시티 이득을 얻기 때문에 수평 부호화 2×2 구조의

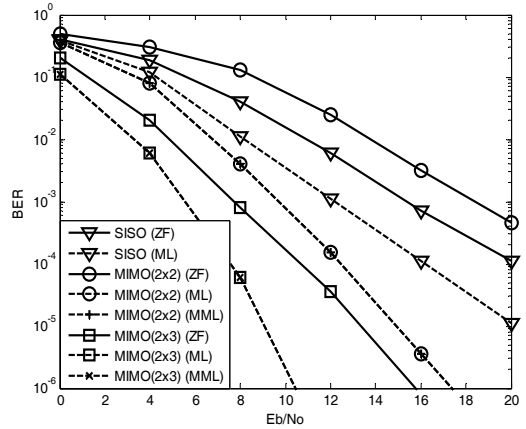


그림 4. CM1 환경에서 수평 부호화 방식 MB-OFDM BER 성능

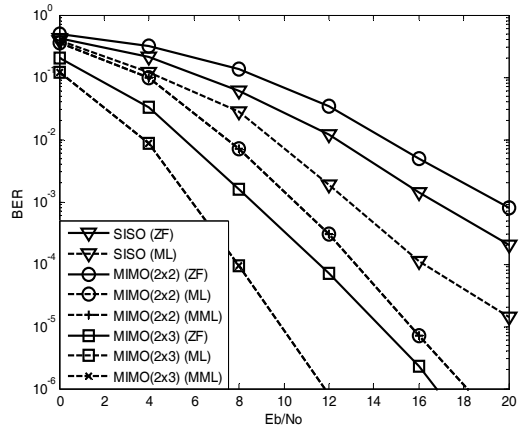


그림 5. CM2 환경에서 수평 부호화 방식 MB-OFDM BER 성능

ZF 방법보다 10^{-3} BER에서 약 2dB 정도 성능 개선이 있다. 그러나 SISO MB-OFDM UWB 시스템 보다 높은 BER을 가진다. 추가로 2×3 구조의 수신 단에서 ZF 방법을 이용할 경우에는 다이버시티 차수가 증가하여 10^{-4} BER에서 약 1dB 정도의 Eb/No 이득이 있다. ML 방법과 MML 방법도 추가적인 송신 다이버시티 이득을 얻어서 10^{-4} BER에서 각 0.5dB 정도 Eb/No 이득을 나타낸다. 다이버시티 이득은 다이버시티 차수가 증가하면서 포화되는 성질을 가지고 있기 때문에 다이버시티 이득이 적은 ZF 방법에서는 성능 개선 효과가 크지만 ML 방법과 같이 다이버시티를 얻고 있는 경우에는 성능 개선의 폭이 크지 않음을 알 수 있다.

그림 7은 CM2 환경에서 대각 부호화 방식을 적

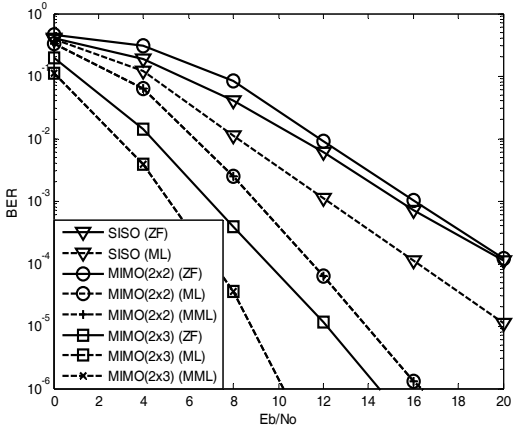


그림 6. CM1 환경에서 대각 부호화 방식 MB-OFDM BER 성능

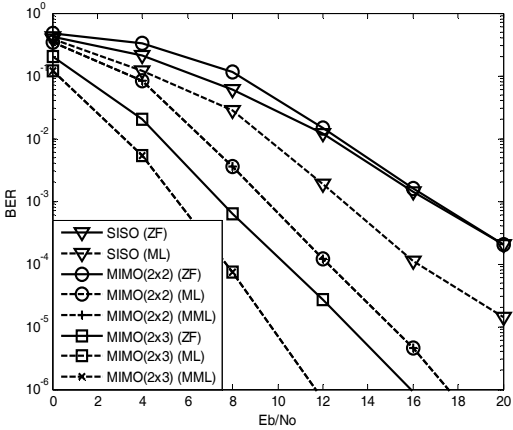


그림 7. CM2 환경에서 대각 부호화 방식 MB-OFDM BER 성능

용한 2x2 구조, 2x3 구조의 MB-OFDM UWB 시스템의 BER 성능 그래프로 그림 6과 같은 성향의 결과를 보이고 있다.

그림 4, 5, 6과 7에서 볼 수 있듯이 대각 부호화 방식이 수평 부호화 방식에 비해 송신 다이버시티 이득을 얻어 BER 성능이 개선됨을 알 수 있다. 그러나 2x2 구조의 ZF 방법의 경우 SISO와 비교하여 BER 성능이 안 좋기 때문에 복잡도가 조금 추가되더라도 2x2 구조의 MML 방법을 사용하여야 하고 2x3 구조의 ZF 방법의 경우도 SISO에 비해 성능이 좋으므로 사용이 가능하다. 이 경우 RF단이 추가되어야 하는 단점이 있다.

5.3 연산 복잡도 비교 분석

모의실험의 공간 다중화 MIMO 수신단 구조에

표 3. MxN 시스템에서 구조별 연산 복잡도

	Values	
	Operation	# of multiplications
2x2 ZF	\mathbf{H}^{-1}	$M(M+1)$
	$\mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y}$	M^2
	total	$2M^2+M \approx 10$
2x2 MML	$\tilde{\mathbf{Y}}_1 = \mathbf{Y} - \mathbf{h}_1x_1$	M
	$x_2 = \frac{\mathbf{h}_2^H}{\ \mathbf{h}_2\ ^2}(\mathbf{Y} - \mathbf{h}_1x_1)$	$M+1$
	$\tilde{\mathbf{Y}}_1 - \mathbf{h}_2x_2$	M
	iteration	C^{M-1}
	total	$(3M+1)C^{M-1} \approx 112$
	total	$M^2C^M \approx 1024$
2x2 ML	$\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}$	M^2
	iteration	C^M
	total	$M^2C^M \approx 1024$
2x3 ZF	$\mathbf{H}^H\mathbf{H}$	MN^2
	$(\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}$	$M(M+1)$
	$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H\mathbf{H})^{-1}\mathbf{H}^H$	MN^2
	$\mathbf{G}\mathbf{Y}$	MN
	total	$M(2N^2+M+N+1) \approx 48$
2x3 MML	$\tilde{\mathbf{Y}}_1 = \mathbf{Y} - \mathbf{h}_1x_1$	N
	$x_2 = \frac{\mathbf{h}_2^H}{\ \mathbf{h}_2\ ^2}(\mathbf{Y} - \mathbf{h}_1x_1)$	$N+1$
	$\tilde{\mathbf{Y}}_1 - \mathbf{h}_2x_2$	N
	iteration	C^{M-1}
	total	$(3N+1)C^{M-1} \approx 160$
2x3 ML	$\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}$	MN
	iteration	C^M
	total	$MNC^M \approx 1536$

대한 연산 복잡도를 OFDM 부 반송파당 복소수 곱셈의 개수로 표현하여 표 3에 나타내었다. 표 3에서 계산된 ZF, ML, MML 방법의 연산 복잡도는 식 (4), (5), (6)에 의한 복소수 곱셈 연산으로 가정하였다. 연산 복잡도 계산 과정에서 송신 안테나 수를 M , 수신 안테나 수를 N 이라 가정하고 식 (7)의 Q^* 는 비교 연산으로 연산 복잡도에 포함하지 않았다.

표 3에서 볼 수 있듯이 연산 복잡도만을 고려했을 경우 ZF 방법을 사용하는 2x2 구조가 가장 낮았고 ML 방법을 사용하는 2x3 구조가 가장 높았다. MIMO MB-OFDM UWB 시스템에서 요구되는 성능을 보인 2x2 MML 방법의 경우 ML 방법과 비교했을 때 연산 복잡도가 많이 감소함을 볼 수 있다. 그리고 2x3 ZF 방법의 경우 수신 복잡도는

2×2 구조의 MML 방법보다 낮으나 수신 안테나가 하나 더 추가되어야 하기 때문에 RF 복잡도가 증가하게 된다. 그러므로 MIMO MB-OFDM UWB 시스템의 수신단 설계시 추가 RF 부분과 프로세서의 복잡도를 고려하면 2×2 구조의 MML 방법 또는 2×3 구조의 ZF 방법을 선택할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 기존의 MB-OFDM UWB 시스템에 공간 다중화 기법 중 수평 부호화 방식과 대각 부호화 방식을 이용하여 2×2 구조와 2×3 구조의 MIMO MB-OFDM UWB에 대해서 ZF, ML, MML 방법의 BER 성능을 비교하고 복잡도를 분석하였다.

전산 모의 실험을 통해 대각 부호화 방식을 사용하는 2×2 구조의 MML 방법과 2×3 구조의 ZF 방법은 SISO MB-OFDM BER보다 낮은 BER을 보였다. 단순 복소수 곱셈 연산으로 비교하였을 때 연산 복잡도는 2×2 구조의 MML 방법은 2×3 구조의 ZF 방법보다는 크고 2×2 구조 ML 방법보다는 낮았다.

추가적인 RF 부분의 복잡도가 크지 않다면 대각 부호화 방식을 적용한 2×3 구조의 ZF 방법, 프로세서 처리보다 추가 RF의 복잡도가 크다면 2×2 구조의 MML 방법이 MB-OFDM에 적합한 공간 다중화 수신 방법임을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] L. J. Cimini, Jr., J. C. I Chang, and N. R. Sollenberger, "Advanced cellular internet service(ACIS)," IEEE Comm. Mag. Vol. 36, no.10, pp. 150-159. Oct.1998.
- [2] S. Roy, J. R. Foerster, V. S. Somayazulu and D.G. Leeper, "Ultrawideband radio design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity," Proc. of IEEE, Vol.92, Issue 2, pp. 295-311, 2004.
- [3] W. P. Siringopairat, W. Su, M. Olfat, R. Liu, "Multiband-OFDM MIMO coding framework for UWB communication systems," IEEE Trans. Vol. 54, Issue 1, Pp. 214 - 224, Jan. 2006.
- [4] M. Jiang, L. Hanzo, "Multiuser MIMO-OFDM

for Next-Generation Wireless Systems," Proc. of IEEE, Vol. 95, Issue 7, pp. 1430-1469, Jul. 2007.

- [5] J. Foerster, E. Green, S. Somayazulu and D. Leeper, "Ultra-Wideband Technology for Short or Medium Range Wireless Communications," Intel Tech. J., Q2 2001.
- [6] Standards ECMA-368, Dec. 2005.
- [7] J. Chung, S. Nam, Y. Jung, Y. Kim, "Overview of MIMO," SK Telecomm. Review, pp. 347-362, Jun. 2004.
- [8] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, "Introduction to space-time wireless communications," pp. 123-124, 149-152, 171, Cambridge, 2003.
- [9] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. Smith and A. Naguib, "From theory to practice; an overview of MIMO space time coded wireless systems," IEEE J. on Sele. Areas in Comm. Vol.21, no.3, pp. 281-300, Apr. 2003.
- [10] Y. Alemseged, "Introduction to ST coding," <http://spsc.inw.tugraz.at/fileadmin/data/courses/asp/ws04/AlemsegedPaper.pdf>
- [11] A. Grant, "Joint decoding and channel estimation for linear MIMO channels," <http://www.itr.unisa.edu.au/~steven/turbo/WCN C00.pdf>
- [12] G. Proakis, "Digital Communications; fourth edition", pp. 660-662, McGraw-Hill, 2001.
- [13] J. Kim, Y. Kim and K. Kim, "Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communication using multiple antennas," SK Telecomm. Review, Feb. 2007.
- [14] J. Foerster, Channel Modeling Sub-committee Report, IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003.

서 정 원 (Jungwon Suh)

준회원



2006년 2월 인하대학교 전자 공
학과 졸업
2006~현재 인하대학교 전자공학
과 석사과정
<관심분야> 차세대 무선 이동 통
신, MIMO-OFDM, UWB

권 양 수 (Yangsoo Kwon)

준회원



2006년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업
2006~현재 인하대학교 전자공학과 석사
<관심분야> cognitive radio, 차세대 무선 이동 통신, cooperative MIMO, MIMO-OFDM

정 재 학 (Jaehak Chung)

중신회원



1988년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업
1990년 2월 연세대학교 전자공학과 석사
2000년 University of Texas at Austin 전기전산 학과 박사
2000~2001년 post doctoral fellow, University of Texas at Austin
2001~2005년 수석연구원, 삼성종합기술원
2005~현재 조교수, 인하대학교
<관심분야> cognitive radio, 차세대 무선 이동 통신, MIMO-OFDM, UWB, cross layer 설계

김 석 현 (Seokhyeon Kim)

준회원



2006년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업
2006~현재 인하대학교 전자공학과 석사
<관심분야> 차세대 무선 이동 통신, MIMO-OFDM, UWB,