

# MIMO MB-OFDM 시스템

준회원 허 주\*, 종신회원 장경희\*

## MIMO MB-OFDM System

Joo Heo\*, *An Associate member*, KyungHi Chang\* *A Life member*

### 요 약

본 논문에서는 UWB Application을 위하여 IEEE 802.15 TG3a 의 표준안의 하나로 제안된 MB-OFDM 시스템의 성능을 분석하고, IEEE 802.15 SG3a 에서 제안된 6GHz의 광대역 UWB 채널모델을 MB-OFDM 시스템의 주파수 대역 및 중심 주파수 호핑을 고려하여 기존의 UWB 채널을 필터링한 3개의 서브 밴드 채널로 재구성한다. 시뮬레이션을 통해서 AWGN 과 UWB 채널 환경에서 MB-OFDM 시스템의 성능을 비교하고, 시간 영역 확산 및 주파수 영역 확산 기법으로부터 얻을 수 있는 주파수 및 시간 영역 다이버시티 이득을 검증하며, SFBC MB-OFDM 시스템과 기존 MB-OFDM 시스템과의 성능을 비교 분석한다. 시뮬레이션 결과에 의하면, SFBC를 사용하는 경우 기존의 MB-OFDM 시스템보다 10-4 BER 에서 약 1.5dB 정도의 Eb/No 성능을 향상시킬 수 있다.

Key Words : UWB, MB-OFDM, SFBC, Time Diversity, Frequency Diversity, Spatial Diveristy

### ABSTRACT

This paper describes and analyzes the performance of MB-OFDM UWB system that is suggested as one of standards in IEEE 802.15 TG3a for UWB application. UWB channel model that has been contributed in IEEE 802.15 SG3a is a wideband channel model of 6Ghz bandwidth, so we modify it to have 3 subband channels that are obtained by filtering conventional UWB Channel, considering center frequency hopping and system bandwidth. From simulations, we compare performances of MB-OFDM system in AWGN and UWB channel and verify the frequency and time domain diversity gains from time and frequency spreading technique. We also compare and analyze the performance of proposed SFBC MB-OFDM with that of conventional MB-OFDM system. Simulation results show SFBC MB-OFDM system outperforms conventional MB-OFDM system about 1.5dB of Eb/No at target BER of  $10^{-4}$ .

### I. 서론

UWB (Ultra-Wideband) 는 지난 40 여년동안 미국방성에서 사용된 군사 기술로서 WPAN 환경하에서 수백 Mbps 의 전송속도를 제공하면서도 전력 소모량은 기존의 휴대폰이나 무선랜의 전력 소모량의 1/10 밖에 되지 않는 장점을 가지고 있다. 그럼에도 불구하고 매우 넓은 주파수 대역을 사용함으

로서 야기될 수 있는 기존의 다른 대역을 사용하는 통신 시스템에의 간섭 문제로 인하여 상업적 이용이 금지되어 왔다. 그러나 2002년 2월 미국 연방통신 위원회 (FCC)는 3.1GHz ~ 10.6 GHz에 걸친 주파수 대역 제한과 1MHz당 -41.25dBm 이하의 방사제한을 조건으로 상업화를 허가하게 되었다. 이에 따라 IEEE 802.15 TG 3a 에서는 기존의 IEEE 802.15.3 MAC을 활용하면서 UWB 기반의 물리

\* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신 연구실 (khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS 2004-06-024 , 접수일자 : 2004년 6월 4일

\* 본 연구는 대학 IT 연구센터 (인하 UWB-RC) 의 육성, 지원사업의 연구결과로 수행되었음.

계층을 갖는 고속의 WPAN을 위한 Alternate PHY를 정의하기 위하여 최근에 활발하게 표준화 작업이 진행되고 있으며, 그 중 주요 IT 업체들이 참여한 MBOA (Multi-Band OFDM Alliance)에서 제안된 MB-OFDM이 유력한 표준화 후보로 거론되고 있다. MB-OFDM 시스템은 기본적으로 OFDM 기반 시스템이기 때문에 다중 경로 지연에 대한 ISI (Intersymbol Interference)를 효과적으로 제거할 수 있으며, 2.4GHz/5GHz의 비면허대역을 사용하는 Bluetooth 및 무선랜에 의한 간섭에 쉽게 대처할 수 있는 장점이 있다<sup>[1]</sup>. 본 논문에서는 MB-OFDM 시스템의 성능을 분석하고, 기존의 MB-OFDM 시스템에 SFBC 기법을 적용하여 전체적인 시스템의 성능을 향상시켰다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 MB-OFDM 시스템을 요약하고 UWB 채널 모델로서 제안된 S-V 채널모델에 대해 기술한다. 3장에서는 MIMO 기술이 적용된 MB-OFDM UWB의 송, 수신단 구조에 대하여 제안하며 4장에서는 MB-OFDM UWB 시스템의 성능과 SFBC 기법이 적용된 MB-OFDM 시스템의 성능을 비교 분석한 후 5장에서 결론을 맺는다.

## II. MB-OFDM 시스템

MB-OFDM 시스템은 기본적으로 OFDM 기반 시스템이기 때문에 다중 경로 지연에 의한 ISI (Intersymbol Interference)를 효과적으로 방지할 수 있으며, 2.4GHz 및 5GHz의 비면허대역을 사용하는 다른 시스템에 의한 간섭에 쉽게 대처할 수 있다. MB-OFDM 시스템은 FCC에서 실내 무선 통신을 위해 제한한 3.1GHz ~ 10.6GHz까지의 전체 7.5GHz 대역을 그림 1과 같이 3개의 밴드로 이루어진 4개의 그룹과 2개의 대역으로 이루어진 한 개

의 그룹으로 나누고 있다. 현재는 3.1GHz ~ 4.8GHz의 그룹 A만을 사용하는 Mode 1이 Mandatory로 선정되어 있다. Mode 1의 경우, OFDM 신호가 3개의 대역에 걸쳐서 주파수 호핑을 하는 TFI (Time Frequency Interleaved) 구조를 이용하여 주파수 영역에서의 다이버시티 효과와 SOP (Simultaneous Operating Piconet) 간의 간섭을 최소화할 수 있다.

### 2.1 MB-OFDM 시스템의 물리 계층 사양

그림 2는 MB-OFDM 시스템의 기저 대역 모델의 구조를 보여준다. 기본적인 MB-OFDM 시스템은 스크램블러와 디스크램블러, 컨볼루션 인코더와 Viterbi 디코더, 그리고 인터리버와 디인터리버, 그리고 OFDM 변조기와 복조기로 구성된다. 기본적인 MB-OFDM 시스템의 물리 계층 사양은 표 1과 같다. 528MHz의 대역폭을 128개의 부반송파에 의해 나누어서 사용하므로 부반송파간 주파수 간격은  $528\text{MHz} / 128 = 4.125\text{MHz}$ 이다. 그리고 유효 심벌의 길이는 부반송파간 주파수 간격의 역수이므로 242.42 ns가 되며, Zero Padded Prefix 60.61 ns와 Guard Interval 9.47 ns를 합쳐 한 OFDM 심벌의 총 길이는 312.5 ns이다. 전체 28개의 부반송파중 100개의 부반송파는 정보를 전송하는 데이터 부반송파로, 12개의 부반송파는 동기를 위하여 전체 주파수에 걸쳐서 균등하게 분포된 파일럿 부반송파로 사용되며 나머지 10개의 부반송파는 송, 수신단 필터의 구현을 쉽게 하며, 그 외의 다양한 목적으로 이용 가능한 보호 및 가상 반송파로 사용된다. 다중 경로 지연에 의한 ISI의 영향을 제거하기 위하여 기존의 OFDM 시스템들은 일반적으로 CP (Cyclic Prefix)를 사용한다. 그렇지만 CP를 사용하는 기존의 방법은 부반송파 간격이 커지게 되면 대역내(in-band) 리플이 발생하는 문제점이 있다. 따

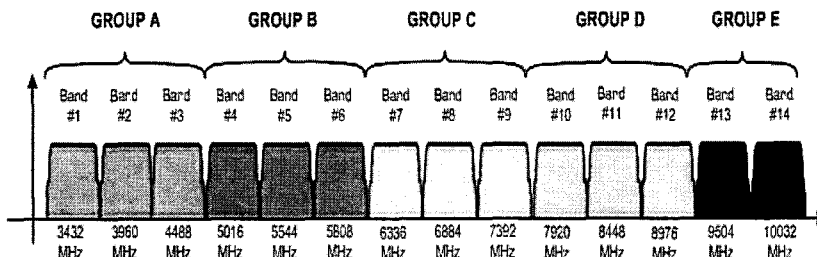


그림 1. MB-OFDM 시스템의 주파수 대역  
Fig. 1. Frequency Bands of MB-OFDM System

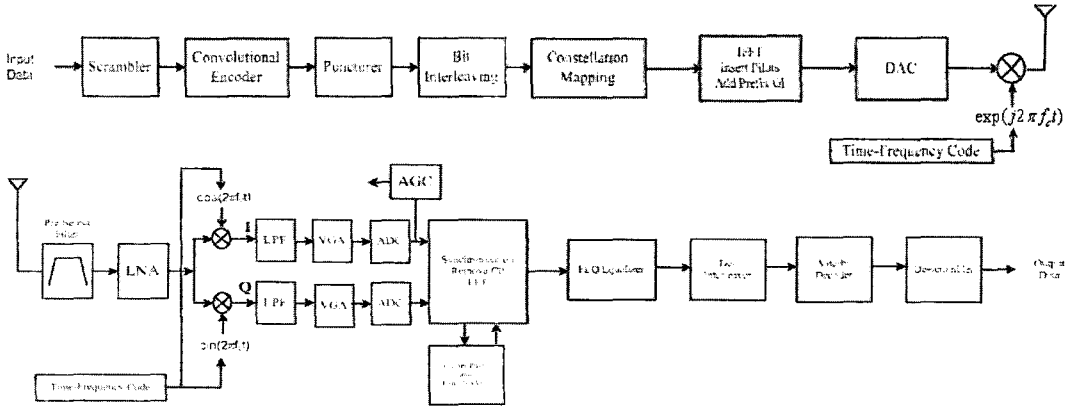


그림 2. MB-OFDM UWB 모뎀의 구조  
Fig. 2. Modem Structure of MB-OFDM UWB

라서 MB-OFDM 시스템은 보호구간내 CP 가 아닌 ZP (Zero-Padded Prefix) 를 사용하여 대역 내 리플을 줄인다. ZP를 사용하는 방식은 대역내 리플과 ISI 를 제거할 수는 있지만, ZP 영역이 다중 경로 지연에 의하여 유효 심벌 구간으로 들어와서 생기는 인접 부채널간 간섭 (Inter-Channel Interference : ICI) 은 여전히 발생한다. 그림 3은 ZP 를 사용하는 MB-OFDM 시스템의 ICI 성분과 이의 제거 과정을 나타내고 있다. 다중 경로 지연에 의하여 CP 의 일부가 유효 심벌로 들어가게 되는데 이를 수식적으로 표현하면 다음과 같다. 예를 들어  $d_i$  가 복소수 심벌이고,  $N_s$  가 서브 캐리어 수,  $T$  는 심벌 길이, 그리고  $f_c$  를 RF 캐리어 주파수라고 가정하면,  $t_s$ 에서 시작하는 하나의 OFDM 심벌은 아래의 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi f_c \frac{i+0.5}{T}(t-t_s)) \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (1)$$

위의 신호를 기저대역으로 표현하면 아래의 식 (2)와 같다.

$$s(t) = \sum_{i=-N_s/2}^{N_s/2} d_{i+N_s/2} \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)), \quad t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2)$$

이 식을 디지털 영역으로 표현하면 아래의 식 (3)과

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N_s-1} x(n) \exp(j2\pi \frac{in}{N}), \quad 0 \leq n \leq N_s - 1 \quad (3)$$

where  $x(n) = [d_{(N_s/2)}, d_{(N_s/2+1)}, \dots, d_{(N_s-1)}, d_0, d_1, \dots, d_{(N_s/2-1)}]$

같이 쓸 수 있으며,  $K$  샘플을 가지는 Cyclic Prefix 부분을 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$CP(n) = s(n + N_s - K), \quad 0 \leq n \leq K - 1 \quad (4)$$

따라서 전체 OFDM 심벌은 아래의 식 (5)와 같다.

$$T(n) = CP(n) + s(n - K), \quad 0 \leq n \leq N_s - 1 + K \quad (5)$$

다중 경로 채널의 임펄스 응답을 아래의 식 (6)으로 정의한다.

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(n-l) \quad (6)$$

여기서  $\alpha_l$  은 각각의 패스에 대한 크기 및 위상을

표 1. MB-OFDM 시스템의 물리계층 파라미터  
Table 1. Physical Layer Parameter of MB-OFDM System

Parameter	Value
Number of data subcarriers	100
Number of defined pilot carriers	12
Number of guard carrier	10
Number of total subcarriers used	122
Subcarrier frequency spacing	4.125 MHz
IFFT/FFT period	242.42 ns
Cyclic prefix duration	60.61 ns
Guard interval duration	9.47 ns
Symbol interval	312.5 ns

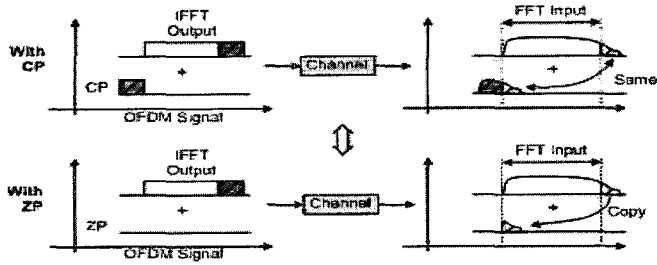


그림 3. ZP 를 사용하는 MB-OFDM 시스템의 ICI 제거 과정  
Fig. 3. ICI Cancellation Procedure of MB-OFDM System using ZP

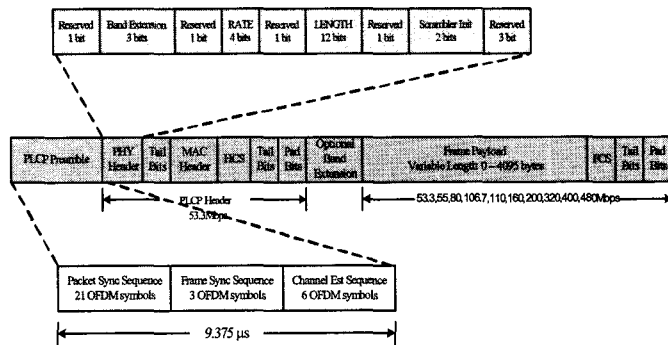


그림 4. MB-OFDM 시스템의 전체 프레임 구조 및 PLCP 프리앰블  
Fig. 4. Frame Structure and PLCP Preamble of MB-OFDM System

포함한 복소 계수이다. 이러한 다중 경로 성분에 의해서 CP의 일부분이 유효 심벌 영역으로 들어오게 되는데 이를 수식적으로 표현하면 다음과 같다. 우선 CP가 다중 경로를 통과하여 변형된 신호는 아래의 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$CP'(n) = CP(n) * h(n) \tag{7}$$

$$= \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l CP(n-l), \quad 0 \leq n \leq K+L-1$$

이중에서 유효 심벌구간으로 들어오는 부분은  $CP'(n)$ 에서 K 번째 샘플부터이다. 즉 유효 심벌구간으로 들어가는 CP는 아래의 식 (8)과 같다.

$$I(n) = CP(n+K-1), \quad 0 \leq n \leq L-1 \tag{8}$$

CP는 다중 경로 지연에 의하여 유효 심벌 안으로 들어가게 되더라도 부반송파간의 직교성을 유지시킬 수 있어서 ICI가 발생되지 않는다. 그러나 MB-OFDM 시스템의 경우에는 ZP를 사용하기 때문에 Cyclic Prefix가 '0'으로 채워져 있으며, 식 (8)에서 알 수 있듯이 채널의 길이 L만큼의 샘플

들이 ICI로서 작용하게 된다. 따라서 ZP에 의한 ICI를 제거하기 위하여 MB-OFDM 시스템의 수신단은 수신된 신호의 심벌 뒷부분에 채널의 영향을 받아 지연되어 나타나는 신호들을 유효 데이터 심벌의 시작 부분에 복사해서 더해 줌으로써 CP를 삽입한 것과 동일한 효과를 얻을 수 있다. 아래의 그림 4는 MB-OFDM 시스템의 전체 프레임 구조와 초기 동기화 및 채널 추정을 위해 사용하는 프리앰블을 보여주고 있다. 프리앰블은 패킷 동기 시퀀스로 구성된 21개의 심벌, 프레임 동기 시퀀스로 구성된 3개의 심벌들, 그리고 채널 추정 시퀀스로 구성된 6개의 심벌로서 구성된다. MB-OFDM 시스템의 프레임을 구성하는 모든 심벌은 SOP들과의 간섭을 줄이고, 주파수 다이버시티 기법을 적용하여 시스템 성능을 개선 시키기 위하여, 표 2의 TFC (Time-Frequency Code)에 제시된대로 채널 1을 할당받으면 {1 2 3 1 2 3}으로, 채널 2를 할당받으면 {1 3 2 1 3 2} 등으로 주파수 대역의 변경이 이루어진다.

MB-OFDM 시스템은 QPSK 변조만을 사용하지

표 2. 시간 - 주파수 코드  
Table. 2. Time-Frequency Code

Channel Number	Preamble Patrem	Mode 1 : Length 6 Time Frequency Code					
		1	2	3	1	2	3
1	1	1	2	3	1	2	3
2	2	1	3	2	1	3	2
3	3	1	1	2	2	3	3
4	4	1	1	3	3	2	2

만, 부호화율과 주파수/시간영역 확산을 통하여 53.3, 55, 80, 106.7, 110, 160, 200, 320, 400, 480Mbps의 여러 가지 전송률을 지원할 수 있으며, 각각의 전송률에 대한 사양을 표 3에 정리한다. 주파수 영역 확산 기법은 DC 부반송파를 기준으로 복소 대칭시켜서 각 부반송파에 변조된 심볼을 배치한다. 이러한 방식을 사용하면 시간 영역에서 실수 신호만으로 구성되기 때문에, RF 단의 하드웨어를 1/2로 줄일 수 있다. 또한 시간 영역 확산 기법은 시간 영역에서 하나의 OFDM 심볼을 두번 반복하여 전송하는 방식인데, 반복되는 두 심볼이 다른 주파수 대역을 통해 전송되므로 시간 영역의 다이버시티 및 주파수 영역의 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 한다. 스크램블러는 15차의 생성 다항식  $1 + x^{14} + x^{15}$  을 갖는 PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) 로 구성되고, 초기 레지스터 값은 주어진 네 가지 중에서 선택할 수 있으며, 수신부에는 초기값을 설정하기 위한 2비트 정보가 전송된다. 채널 부호기는 구속장이  $K=7$  (1338,1568,1758) 이고, 부호율이 1/3인 컨볼루션 인코더를 기본으로 Puncturing 패턴에 따라 부호화된 비트를 제거함으로써, 11/32, 1/2, 5/8, 3/4 의 부호율을 얻을 수 있다. MB-OFDM의 인터리버는 두 단계의 비트 블록 인터리버로 구성된다.

첫번째로 수행되는 심볼 인터리빙 (Symbol Interleaving)은 OFDM 심볼간에 블록 인터리빙하는 것으로 각각의 서브 밴드로부터의 주파수 다이버시티를 이용하려고 하는 것이며, 6개의 심볼을 가지고 블록 인터리빙한다. 두번째로 수행되는 톤 인터리빙 (Tone Interleaving)은 하나의 OFDM 심볼을 구성하는 인접 비트를 서로 다른 부채널에 전송되도록 인터리빙하는 것으로, OFDM 한 심볼에 전송될 Coded Bit들을 모아서 블록 인터리빙한다 [2].

### 2.2 UWB Channel Model

UWB 채널 모델은 UWB 환경에 적합한 채널 모델을 개발하기 위하여 구성된 IEEE 802.15. SG3a의 분과 위원회가 2003년 2월 802.15 TG3a의 물리계층 성능 분석을 위하여 최종 제안된 모델이다 [3]. 측정을 통하여 관찰된 클러스터링 현상을 기초로 UWB 채널은 기존의 Saleh-Valenzuela 모델의 약간의 수정을 통하여 모델링할 수 있다. 채널 측정 결과에 따르면 UWB채널의 경우, 일반적인 채널 모델에 적용되는 레일리 분포보다는 로그노말 분포를 따르고, 클러스터뿐만 아니라 클러스터 내의 각 레이드 독립적인 페이딩을 겪음을 알 수 있다. 따라서 UWB 다중 경로 채널 모델을 간단히 수식으로 나타내면 아래의 식 (9)와 같다.

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \tag{9}$$

여기서  $T_l^i$  는  $i$ 번째 구현 채널의  $l$ 번째 클러스터 지연을 나타낸다.  $\tau_{k,l}^i$  는  $i$ 번째 구현채널의  $l$ 번째 클러스터의  $k$ 번째 멀티패스의 지연에 해당된다. 그리고  $\alpha_{k,l}^i$  는  $i$ 번째 구현채널의  $l$  번째 클러스터의  $k$  번째 다중 경로의 크기에 해당한다.

그리고  $X_i$ 는  $i$ 번째 구현 채널의 Log Normal Shadowing 의 영향을 나타낸다.  $\alpha_{k,l}^i$  는 아래의 식 (10)과 같이 표기할 수 있다.

$$\alpha_{k,l}^i = p_{k,l} \zeta_l \beta_{k,l} \tag{10}$$

여기서,  $\zeta_l$  은  $l$ 번째 클러스터와 관련된 페이딩,  $\beta_{k,l}$  은  $l$ 번째 클러스터의  $k$ 번째 레이드와 관련된 페이딩,  $p_{k,l}$  은 반사로 인한 신호의 반전을 계산하기 위한 +/-1 값이다. 여기서  $\zeta_l \beta_{k,l}$  는 다음과 같은 특성을 갖

표 3. MB-OFDM 시스템의 전송률  
Table 3. Data Rates of MB-OFDM System

Data Rate (Mb/s)	Modulation	Coding rate(R)	Conjugate Symmetric Input to IFFT	Time Spreading Factor	Overall Spreading Gain	Coded bits per OFDM symbol (NCBPS)
53.3	QPSK	1/3	Yes	2	4	100
55	QPSK	11/32	Yes	2	4	100
80	QPSK	1/2	Yes	2	4	100
106.7	QPSK	1/3	No	2	2	200
110	QPSK	11/32	No	2	2	200
160	QPSK	1/2	No	2	2	200
200	QPSK	5/8	No	2	2	200
320	QPSK	1/2	No	1 (No spreading)	1	200
400	QPSK	5/8	No	1 (No spreading)	1	200
480	QPSK	3/4	No	1 (No spreading)	1	200

는다.

$$20\log_{10}(\xi_i \beta_{k,i}) \propto \text{Normal}(\mu_{k,i}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2), \quad (11)$$

$$\text{or } |\xi_i \beta_{k,i}| = 10^{(\mu_{k,i} + n_1 + n_2)/20}$$

여기서,  $n_1$  과  $n_2$  는 서로 독립적이고, 각각의 클러스터와 레이의 페이딩에 해당되며,  $\mu_{k,i}$  은 다음과 같다.

$$\mu_{k,i} = \frac{10\ln(\Omega_0) - 10\Gamma_i/\Gamma - 10\tau_{k,i}/\gamma}{\ln(10)} \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)\ln(10)}{20} \quad (12)$$

$\Gamma$  는 클러스터 감쇄 요소,  $\gamma$  는 레이 감쇄 요소,  $\sigma_1$  은 클러스터 로그 노말 페이딩의 표준편차,  $\sigma_2$  는 레이의 로그노말 페이딩의 표준 편차를 나타낸다. 또한 Shadowing 은 아래의 식 (13)으로 표시가 가능하다.

$$20\log_{10}(X_i) \propto \text{Normal}(0, \sigma_x^2) \quad (13)$$

클러스터 도달시간과 레이 도달시간을 지수 확률 밀도함수로 표현하면 아래의 식 (14)와 같다.

$$p(T_i | T_{i-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_i - T_{i-1})], \quad l > 0 \quad (14)$$

$$p(\tau_{k,i} | \tau_{(k-1),i}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,i} - \tau_{(k-1),i})], \quad k > 0$$

이중  $\Lambda$  는 클러스터 도달율,  $\lambda$  는 레이 도달율을 나타낸다. 채널의 총 에너지는 아래의 식 (15)와 같다.

$$E[|\xi_i \beta_{k,i}|^2] = \Omega_0 e^{-\eta/\Gamma} e^{-\tau_{k,i}/\gamma} \quad (15)$$

여기서,  $T_1$ 은 빈 1의 초과 지연이고,  $\Omega_0$  는 첫 번째 클러스터의 첫 번째 경로의 평균 에너지로서 전체 수신 에너지 정규화를 위한 값이다. 총 다중대역 에너지의 로그노말 왜도인  $X_i$  이고,  $\alpha_{k,i}^i$  에 포함된 총 에너지는 각 신호에 대하여 정규화된다. 실제로 유효한 에너지는 직진 경로 성분의 에너지로부터 최대 10dB 감소하는 경우까지 감안한다. SG3a UWB 채널 모델은 표 4에 나타난 바와 같이 CM1 ~ CM4 의 4가지로 주어지며, 이중 CM1, CM2, CM3는 실제 측정된 파라미터를 기반으로 모델링되었고, CM4 는 최악의 경우로 RMS delay가 25 ns 에 이르는 열악한 상황을 고려하였다. 이러한 채널 모델에 따라 각각 100개의 구현 채널이 주어진다.

본 논문에서는 MB-OFDM 의 성능 평가를 위하여 주파수 호핑을 고려하여, SG3a UWB 채널을 각각의 서브 밴드 주파수 영역에 해당되는 대역으로 필터링한 후, 이 채널들로 성능을 분석하여 시뮬레이션한다.

### III. SFBC 를 적용한 MB-OFDM 시스템 모델링

공간 다이버시티 기법은 다중 경로 지연에 의한 능 열화에 대처하는 잘 알려진 방법이다. 기존에는 주로공간 다이버시티가 수신단에서 이루어졌는데 공

표 4. UWB 채널 모델  
Table 4. UWB Channel Model

Channel Characteristic	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				
$\Lambda$ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda$ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
$\gamma$	4.3	6.7	7.9	12
$\Gamma$	7.1	5.5	14.00	24.00
$\sigma_1$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_2$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$\sigma_r$ (dB)	3	3	3	3

간 다이버서티가 수신단에서 이루어졌는데, 이를 위해서 수신단에서는 여러 개의 안테나 및 복잡한 RF 회로가 필요하였다. 수신단 하드웨어 복잡도의 증가는 물리적인 크기나 전류의 크기가 중요한 제약요소로 작용하는 휴대용 수신기의 큰 단점으로 작용한다. 따라서 최근에 송신 다이버서티와 관련된 연구가 지속적으로 진행되고 있다. 송신 다이버서티는 여러 개의 안테나 및 RF 회로의 증가에 따른 하드웨어의 복잡도 증가 부분을 송신단 쪽으로 옮기면서도 수신측을 이용한 공간 다이버서티와 유사한 성능을 보일 수 있다.

본 논문에서는 기존의 MB-OFDM 시스템의 성능을 개선하기 위해서 공간 다이버서티 기법의 하나인 SFBC (Space-Frequency Block Code)를 MB-OFDM 시스템에 적용하였다 [4]. 아래의 그림 5는 본 논문에서 제안한 SFBC가 적용된 MIMO MB-OFDM 시스템의 송신단 구조를 나타낸다. 기존의 MB-OFDM 과 다른 점이 있다면 송신단 측에 2개의 안테나를 사용하였다는 것과 공간 신호처리 이득을 얻기 위해서 SFBC 인코더가 Time/Frequency Spreading 의 뒷부분에 배치되어 있다는 점이다. 아래의 그림 6은 SFBC 가 적용된 MIMO MB-OFDM 시스템의 수신단에 해당한다. 기존의 MB-OFDM 시스템과의 다른 점은 SFBC 인코딩을 복원하기 위한 Space-Frequency 디코더가 존재한다는 것이다. 위의 방법에 의해서 전송될 신호를 우선 OFDM 데이터 심볼 X(n) 은 SF 인코더

에 의해서 수식적으로 표현하면 다음과 같다. 여 다음의 식 (16)와 같이 두 개의 벡터로서 코딩된다.

$$X_1(n)=[X_0(n) - X_1^*(n) \dots X_{N-2}(n) - X_{N-1}^*(n)]^T \quad (16)$$

$$X_2(n)=[X_1(n) X_0^*(n) \dots X_{N-1}(n) X_{N-2}^*(n)]^T$$

시간 n 에서 X<sub>1</sub>(n) 은 송신 안테나 1에서 전송되며 X<sub>2</sub>(n)는 송신 안테나 2로 전송된다. SF 인코더의 동작은 홀수와 짝수 Poly-phase Component 벡터로서 표현이 가능하다. X<sub>e</sub>(n)와 X<sub>o</sub>(n)를 N/2 길이의 아래의 식 (17)과 같은 벡터로 정의한다.

$$X_e(n)=[X_0(n) X_2(n) \dots X_{N-4}(n) X_{N-2}(n)]^T \quad (17)$$

$$X_o(n)=[X_1(n) X_3(n) \dots X_{N-3}(n) X_{N-1}(n)]^T$$

이와 유사하게 X<sub>1,e</sub>(n), X<sub>1,o</sub>(n), X<sub>2,e</sub>(n), X<sub>2,o</sub>(n)를 X<sub>1</sub>(n) 과 X<sub>2</sub>(n) 의 even ,odd 성분이라고 정의한다. 그러면 X<sub>1</sub>(n)과 X<sub>2</sub>(n)는 아래의 식 (18)과 같이 표현할 수 있다.

$$X_{1,e}(n) = X_e(n), X_{1,o}(n) = -X_o^*(n) \quad (18)$$

$$X_{2,e}(n) = X_o(n), X_{2,o}(n) = X_e^*(n)$$

따라서 등가 SFBC 전송행렬은 아래의 식 (19)와 같다.

$$M = \begin{pmatrix} X_e & X_o \\ -X_o^* & X_e^* \end{pmatrix} \quad (19)$$

또한 각각의 송신 안테나에서 전송되는 데이터들이

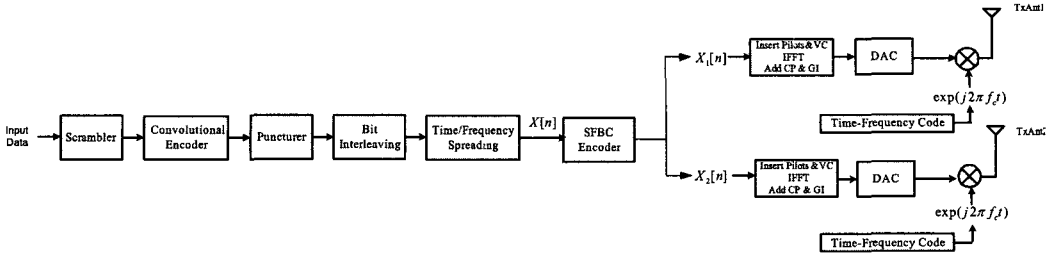


그림 5. 제안된 MIMO MB-OFDM UWB 시스템의 송신단 구조  
Fig. 5. The Proposed Transmitter Structure of MIMO MB-OFDM System

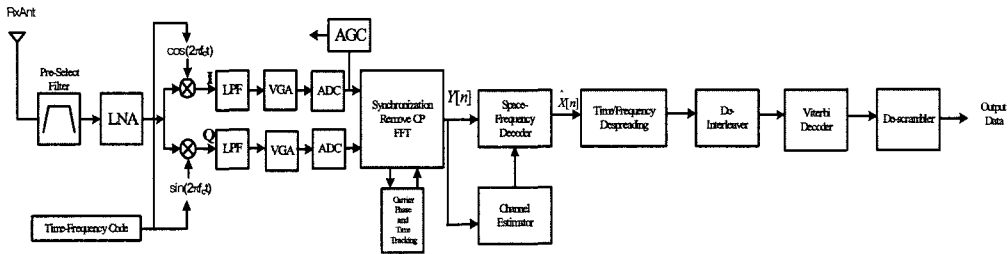


그림 6. 제안된 MIMO MB-OFDM UWB 시스템의 수신단 구조  
Fig. 6. The Proposed Receiver Structure of MIMO MB-OFDM System

겪는 채널의 임펄스 응답  $h_1(n)$ 과  $h_2(n)$ 의 DFT 행렬을 각각  $\Lambda_1(n)$ 과  $\Lambda_2(n)$  라고 정의하자. 그러면 수신 안테나에서 받는 신호를 아래의 식 (20)과 같이 표현할 수 있다.

$$Y(n) = \Lambda_1(n)X_1(n) + \Lambda_2(n)X_2(n) + Z(n)$$

or,

(20)

$$Y_e(n) = \Lambda_{1,e}(n)X_{1,e}(n) + \Lambda_{2,e}(n)X_{2,e}(n) + Z_e(n)$$

$$Y_o(n) = \Lambda_{1,o}(n)X_{1,o}(n) + \Lambda_{2,o}(n)X_{2,o}(n) + Z_o(n)$$

만약 수신측에서 채널의 응답을 정확히 알아낼 수 있다고 가정하면, Space-Frequency 디코더는 아래의 식 (21) 과 같은 방법으로 원래의 신호를 복원한다.

$$X_e(n) = \Lambda_{1,e}^*(n)Y_e(n) + \Lambda_{2,o}(n)Y_o^*(n)$$

(21)

$$X_o(n) = \Lambda_{2,e}^*(n)Y_e(n) - \Lambda_{1,o}(n)Y_o^*(n)$$

위와 같은 방식을 사용하는 SFBC의 다이버시티 이득을 분석하기 위해서 식 (17)을 식 (20)에 대입하면 아래의 식 (22)과 같이 된다.

$$Y_e(n) = \Lambda_{1,e}(n)X_e(n) + \Lambda_{2,e}(n)X_o(n) + Z_e(n)$$

(22)

$$Y_o(n) = -\Lambda_{1,o}(n)X_o^*(n) + \Lambda_{2,o}(n)X_e^*(n) + Z_o(n)$$

만약 인접 서브캐리어의 채널 이득이 거의 변함없다고 가정하면, 아래와 같이 나타낼 수 있으며,

$$\Lambda_{1,e}(n) \approx \Lambda_{1,o}(n) \quad \Lambda_{2,e}(n) \approx \Lambda_{2,o}(n)$$

(23)

따라서  $X_e(n)$ 와  $X_o(n)$ 는 아래의 식과 같다.

$$X_e(n) = (\Lambda_{1,e}^2 + \Lambda_{2,e}^2)X_e + \Lambda_{1,e}^*Z_e + \Lambda_{2,e}Z_o^*$$

(24)

$$X_o(n) = (\Lambda_{1,o}^2 + \Lambda_{2,o}^2)X_o + \Lambda_{1,o}^*Z_e - \Lambda_{1,o}Z_o^*$$

위의 식으로 알 수 있는 사실은 SFBC 기법은 Optimal 2 Branch MRC 와 동일한 성능을 보인다는 것을 알 수 있으며, 이 사실을 통해서 기존 MB-OFDM 시스템의 성능보다 더 개선시킬 수 있음을 알 수 있다.

#### IV. MB-OFDM 시스템 성능 분석

이번 절에서는 Conventional MB-OFDM 시스템과 SFBC 가 적용된 MB-OFDM 시스템의 성능을 비교 분석한다. 본 논문에서는 MB-OFDM 시스템



의 성능 평가를 위하여 주파수 호핑을 고려한 SG3a UWB 채널을 재모델링하였다. 그리고 시간 영역 확산 및 주파수 영역 확산 기법으로부터 다이버시티 이득을 얻기 위하여 MRC (Maximum Ratio Combining) 기법을 사용하였다 [5].

#### 4.1 ZP를 사용한 경우와 CP를 사용한 경우, MB-OFDM 시스템 성능 비교

MB-OFDM 시스템은 기본적으로 대역내의 리플을 줄이기 위하여 Cyclic Prefix 대신에 Zero Padded Prefix를 사용한다. Zero Padded Prefix를 사용하면 대역 내 리플을 줄일 수 있을 뿐 아니라 Cyclic Prefix 구간동안에 0을 전송하여 전력 소모를 줄일 수 있으므로, BER 성능 향상을 가져온다.

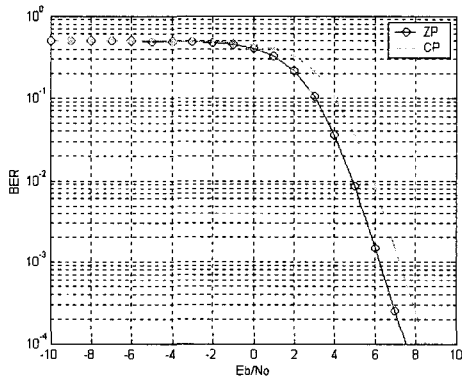


그림 7. ZP를 사용하는 경우와 CP를 사용한 경우, MB-OFDM 시스템의 성능 비교 (CM3, Perfect Channel Estimation)  
Fig. 7. The Performance Comparison between MB-OFDM Systems using ZP and CP (CM3, Perfect Channel Estimation)

그림 7은 CM3 에서 Perfect Channel Estimation 이라는 가정하에 110Mbps MB-OFDM에서 CP를 사용한 경우와 ZP를 사용한 경우의 BER Curve를 나타낸다. 예상할 수 있는 바와 같이 ZP 를 사용하면 CP 를 사용한 경우보다 약 1dB 정도의 성능 개선이 있음을 알 수 있다.

#### 4.2 AWGN 환경에서의 MB-OFDM 시스템 성능 비교

그림 8은 AWGN 환경에서 Ideal Channel Estimation인 경우, 55Mbps, 110Mbps, 200Mbps의 전송률에 대한 MB-OFDM 시스템의 BER Curve 이다.

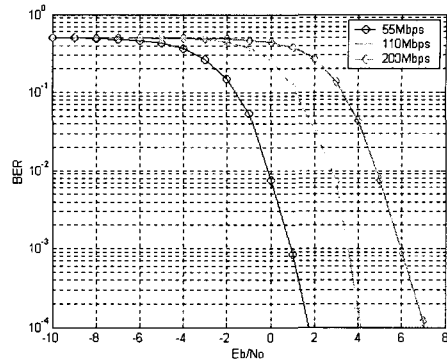


그림 8. AWGN 환경에서, Ideal Channel Estimation인 경우, Mandatory Data Rate 에 대한 BER Curve  
Fig. 8. BER Curves of Mandatory Data Rate with Ideal Channel Estimation in AWGN Environment

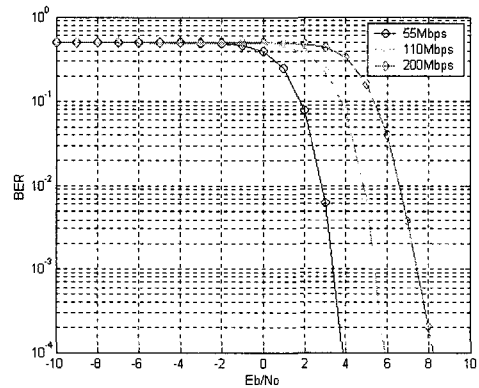


그림 9. AWGN 환경에서 Practical Channel Estimation인 경우, Mandatory Data Rate 에 대한 BER Curve  
Fig. 9. BER Curves of Mandatory Data Rate with Practical Channel Estimation in AWGN Environment

또한 그림 9는 AWGN 환경에서 MB-OFDM 시스템에서 주어진 Channel Estimation Sequence를 사용하여 Zero Forcing Channel Estimation 을 한 경우, 55Mbps, 110Mbps, 200Mbps의 전송률에 대한 MB-OFDM 시스템의 BER Curve 에 해당된다. BER성능 곡선으로부터, Practical Channel Estimation을 수행하게 되면 약 2dB 정도의 성능 열화가 생김을 알 수 있다.

#### 4.3 UWB Channel 환경 하에서의 MB-OFDM 시스템의 성능 비교

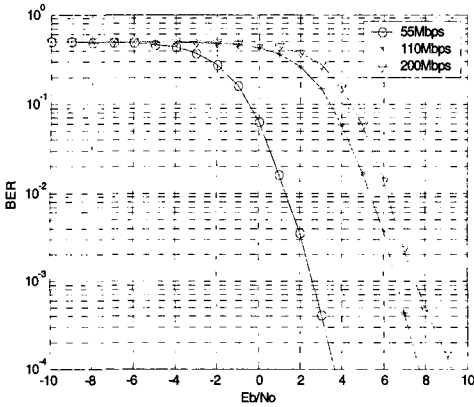


그림 10. CM 3에서 Perfect Channel Estimation인 경우, Mandatory data rate 의 BER 성능 곡선  
Fig. 10. BER Curves of Mandatory Data Rate with Perfect Channel Estimation in CM 3

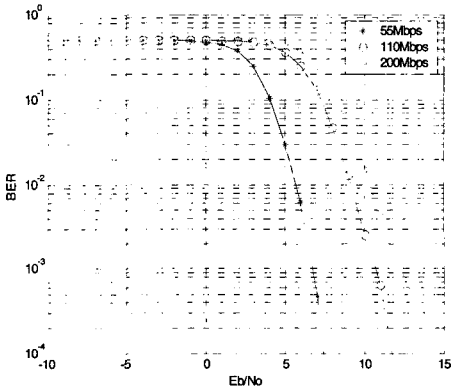


그림 11. CM 3에서 Practical Channel Estimation인 경우, Mandatory Data Rate 의 BER 성능 곡선  
Fig. 11. BER Curves of Mandatory Data Rate with Practical Channel Estimation in CM 3

그림 10은 Perfect Channel Estimation이라는 가정하에 CM3에서 55Mbps, 110Mbps, 200Mbps의 전송률에 대한 시뮬레이션 결과이다. 또한 그림 11은 CM3에서 55Mbps, 110Mbps, 200Mbps의 전송률에 대하여 채널 추정 용 심벌을 사용하여 Zero Forcing Channel Estimation 을 수행한 경우의 시뮬레이션 결과이다. 그림 10의 Perfect Channel Estimation 인 경우의 BER 성능곡선과 비교해보면 약 4dB정도 성능이 열화됨을 알 수 있다.

4.4 주파수 호핑에 의한 다이버시티 이득 및 시간 영역 다이버시티 이득

그림 12는 Perfect Channel Estimation 이라는 가

정하에 CM3에서 110Mbps 데이터 전송률인 경우, 시간영역 확산 기법에 의하여 제공되는 2 심벌에 MRC 기법을 적용한 경우와 Channel Estimation후에 단순 평균을 적용한 경우의 BER 성능 곡선이다.

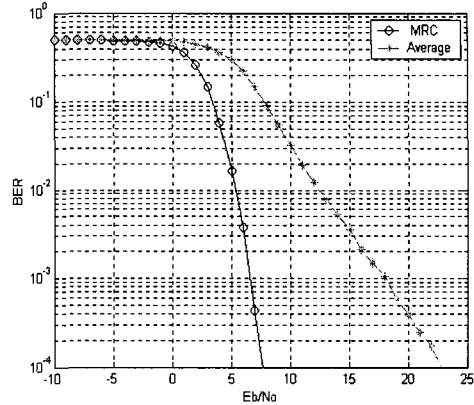


그림 12. CM 3, Perfect Channel Estimation, 110Mbps 의 전송률에서, Time Spreading Symbol에 대하여 MRC Combining 한 경우와 2 Symbol Average한 경우의 성능 비교  
Fig. 12. Performance Comparison between MRC Combining and Time Averaging with 2 Time Spreading Symbols (CM 3, Perfect Channel Estimation, 110Mbps)

MRC 를 적용하게 되면 단순 평균을 취하는 것 보다  $10^{-4}$  BER 에서 약 15dB의 성능 개선이 있음을 알 수 있다. 또한 그림 13은 Practical Channel Estimation 이라는 가정하에 CM3 에서 MRC Combining을 적용하고 주파수 호핑을 하지 않은

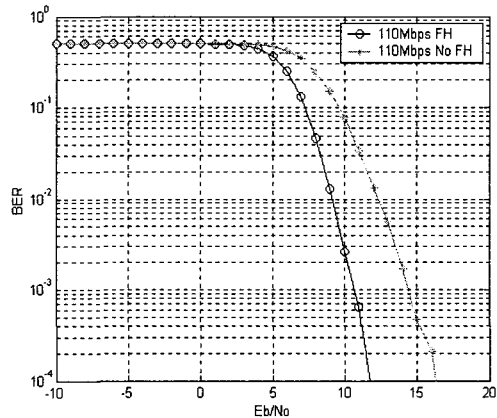


그림 13. CM 3 에서 Practical Channel Estimation인 경우, 110Mbps 의 전송률에 대한 주파수 호핑 다이버 서티 이득 (MRC Combining)  
Fig. 13. Frequency Hopping Diversity Gain (CM3, Practical Channel Estimation, 110Mbps)

경우, 110Mbps 의 전송률에 대한 시뮬레이션 결과이다. 주파수 호핑을 하지 않는 경우에는 주파수 영역에서의 다이버시티 효과를 얻을 수 없고, 단지 Noise Averaging 효과만을 얻을 수 있기 때문에 주파수 호핑을 고려한 경우보다  $10^{-4}$  BER 에서 4dB 정도 성능이 열화되었음을 알 수 있다.

#### 4.5 UWB Channel 환경 하에서 SFBC MB-OFDM 시스템과 Conventional MB-OFDM 시스템의 성능 비교

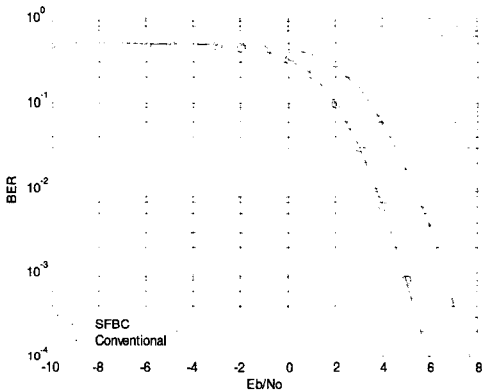


그림 14. SFBC MB-OFDM 시스템과 Conventional MB-OFDM 시스템의 성능 비교 (CM 3, Perfect Channel Estimation)

Fig. 14. Performance Comparison between SFBC MB-OFDM System and Conventional MB-OFDM System

그림 14는 Perfect Channel Estimation 이라는 가정하에, CM3 에서 110Mbps 의 전송률을 지원하는 기본적인 MB-OFDM 시스템과 SFBC MB-OFDM 시스템의 BER 성능 곡선을 나타낸다. SFBC 기법을 사용하면 기본적으로 2 branch MRC의 다이버시티를 얻을 수 있으며, 2 심벌의 단순 평균으로 시간 영역 확산 다이버시티 이득 또한 얻을 수 있어, 기존의 MB-OFDM 시스템에 비해  $10^{-4}$  BER 에서 약 1.5dB 성능 개선이 있음을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 IEEE 802.15. 3a의 표준안으로서 제안된 MB-OFDM 시스템의 성능 분석을 위하여, AWGN 채널 상황에서 Perfect Channel Estimation 과 Practical Channel Estimation인 경우, 55Mbps, 110Mbps, 200Mbps의 Mandatory data rate 에 대한 BER 성능을 비교하였다. 또한 CM3 채널 상황 하에서 Perfect Channel Estimation과 Practical

Channel Estimation인 경우, 55Mbps, 110Mbps, 200 Mbps 데이터 전송률인 경우에 대한 성능을 비교하였다. 또한 주파수 호핑에 대한 다이버시티 이득 및 MRC 기법으로 얻을 수 있는 성능 개선 역시 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 그리고 마지막으로 CM3 채널 상황 하에서 110Mbps 데이터 전송률인 경우에 SFBC MB-OFDM 시스템과 기존의 MB-OFDM 시스템의 성능을 비교하였다. SFBC를 사용할 경우, 기존의 MB-OFDM 시스템보다  $10^{-4}$  BER 에서 1.5dB 정도 Eb/No 성능을 향상시킴을 알 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, Boston, NJ, 2000.
- [2] Anuj Batra et al., Texas Instruments et al., *Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*, IEEE P802.15-03/268r3, Mar. 2004.
- [3] Jeff Foerster, Sub-committee Chair, *Channel Modeling Sub-committee Report*, IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003.
- [4] K. F. Lee, D. B. Williams, " A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM Systems", in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Dec. 2000, vol. 3, pp. 1473-1477.
- [5] 박경원, 석원근, 김동한, 조용수, "MB-OFDM 기술 및 동기화기법", *SK-Telecom. Review*, 제 14권 2호, pp. 202-215, Apr. 2004.

허 주 (Joo Heo)

준회원



2002년 2월 : 인하대학교 전자  
공학과 (공학사)

2004년 2월 : 인하대학교 전자  
공학과 (공학석사)

2004년 3월 ~ 현재 : 인하대학  
교 정보통신 대학원 박사과정

<주관심분야> 4세대 이동통신 시스템, MIMO 및  
Smart Antenna

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



1985년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 (공학사)

1987년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 (공학석사)

1992년 2월 : Texas A & M  
Univ., EE Dept. (공학박사)

1989년 ~ 1990년 : 삼성종합기

술원 주임연구원

1992년 ~ 2003년 : 한국전자통신연구원 책임연구원  
(팀장)

2003년 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신대학원 부교  
수

<주관심분야> 4세대 이동통신 시스템, WiBro,  
UWB 및 DMB 시스템 무선 전송규격