

UWB용 MB-OFDM 기술

김영준, 석원균, 이규인, 조용수 (중앙대학교 전자전기공학부)

I. 서론

최근 HDTV, 프로젝터, 고음질 Hi-Fi, 디지털 카메라, 캠코더와 PC 등 가정내 정보 가전기기들을 하나의 네트워크로 통합하고자 하는 홈 네트워크가 각광 받고 있는데 고속의 데이터 전송을 위한 새로운 전송 방식이 필요하게 되었다. UWB(Ultra Wide Band) 무선 전송 방식은 이러한 요구에 적합한 전송 방식으로, 기존 휴대폰과 무선랜 제품의 1/5의 전력 소모량으로 100 Mbps에서 1Gbps까지의 전송 속도를 제공할 수 있다는 장점이 있어 최근 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.^{[1][2]}

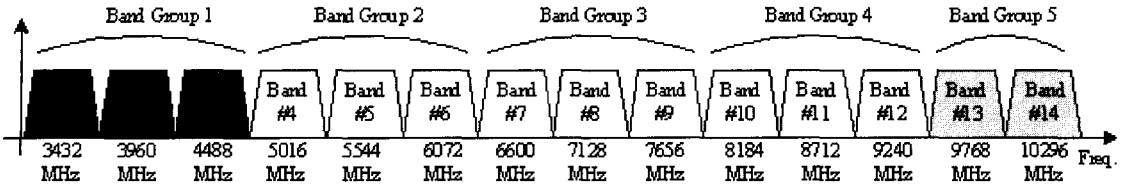
미국 FCC(Federal Communication Commission)에서는 2002년 2월 이러한 UWB 시스템을 위한 주파수 대역(3.1GHz ~10.6GHz)과 방사전력 스펙트럼 밀도를 공표하였으며, IEEE 802.15.3a에서는 UWB 기반의 물리계층을 갖는 고속 WPAN (Wireless Personal Area Network)의 표준화 작업을 활발히 진행하고 있다.^[3] 현재 표준화는 TI, Intel 등으로 구성된 MBOA(Multi-Band

OFDM Alliance) 진영의 MB-OFDM 방식과 Motorola 진영의 DS(Direct Sequence)-UWB 방식의 첨예한 대립으로 인해서 지연되고 있다. 이러한 상황 가운데 양측 진영은 IEEE 802.15.3a의 표준화와 상관없이 독자적인 제품 사용화를 위해 개발 중이다.

그 사이 MB-OFDM 방식은 여러 차례 변화가 있었으나, 본 고에서는 지난 2005년 1월까지 제안된 기고문을 반영하여 MB-OFDM 방식의 전반적인 내용을 기술한다. II장에서는 MB-OFDM 주파수 대역에 대하여 살펴보고, III장에서는 MB-OFDM 물리계층 사양을 설명한다. IV장에서는 MB-OFDM을 위한 동기화 기법을 설명하고, V장에서는 MB-OFDM의 성능을 분석하며, VI장에서는 결론을 맺는다.

II. MB-OFDM 주파수 대역

MB-OFDM에서는 FCC에서 실내 무선 통신 분야로 제한한 3.1GHz에서 10.6GHz까지의 7.5GHz의 대역을 그림 1에서와 같이 528MHz의 대역폭을 가진 14개의 subband



〈그림 1〉 MB-OFDM 주파수 대역

로 나누고, 이 subband 들을 묶어서 5개의 Group으로 구성한다. 제한된 규격에서는 5개의 Band Group들 중에 첫 번째 Group인 Band Group 1(3.1~4.8GHz)을 기본 (mandatory)으로 사용하게 되어 있으며, 이 경우를 Mode 1이라고 정의한다.^{[4][5]}

MB-OFDM에서는 이와 같이 1 Group내 여러 개의 subband를 두고 이를 주파수 영역에서 호핑(frequency hopping)을 함으로써 다이버시티 이득을 제공함과 동시에 SOP(Simultaneously Operating Piconet)간의 간섭을 최소화 한다. 이 때 주파수 호핑은 표 1 에 주어진 TFC(Time Frequency Code)의 순서에 따라 이루어지며, 4가지의 프리엠프 패턴이 존재한다.

〈표 1〉 MB-OFDM Time Frequency Code

Band Groups	Preamble Pattern	TF Code Length	Time Frequency Code							
1,2,3,4	1	6	1	2	3	1	2	3		
	2	6	1	3	2	1	3	2		
	3	6	1	1	2	2	3	3		
	4	6	1	1	3	3	2	2		
5	1	4	1	2	1	2	-	-		
	2	4	1	1	2	2	-	-		

III. MB-OFDM 물리계층

표 2는 MB-OFDM의 물리계층에 사용되는 파라미터를 보여준다. MB-OFDM에서는 전체 128개의 부반송파 중 100개의 부반송파

만을 데이터용으로 사용하고, 12개의 부반송파는 전체 주파수에 걸쳐 균등하게 배치되는 파일럿용으로 사용하며, 나머지 16개는 송수신단 필터의 유연성과 더불어 다양한 목적으로 이용할 수 있도록 보호 또는 가상 부반송파로 사용된다.

〈표 2〉 MB-OFDM의 물리계층 사양

Parameters	Value
System bandwidth, BW	528 MHz
Number of data subcarriers, NSD	100
Number of defined pilot carriers, NSDP	12
Number of guard carriers, NSG	10
Number of virtual carriers, NSVC	6
Number of total subcarriers used, NST (=NSD+NSDP+NSG)	122
Size of FFT/IFFT, NFFT	128
Subcarrier frequency spacing, ΔF (= 528 MHz/128)	4.125 MHz
Sampling period, T(=1/BW)	1.89 ns
IFFT/FFT period, TFFT(=1/ ΔF)	242.42 ns
Zero pad duration, TZP(=32×TS)	60.61ns
Guard interval duration, TGI (= 5×TS)	9.47 ns
Symbol interval, TSYM (=TZP+TFFT+TGI)	312.5 ns
FEC	Convolutional code (punctured code)
Modulation	QPSK

MB-OFDM에서는 QPSK만을 사용하나 시공간 주파수 영역에서 spreading하고, 기본 부호율이 1/3인 Convolution 부호화기와

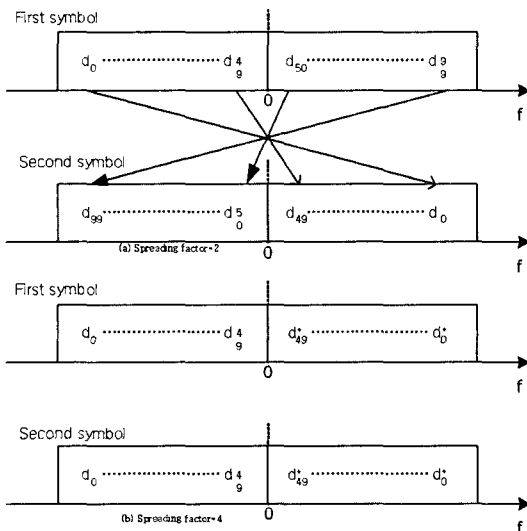
〈표 3〉 MB-OFDM 전송률

(* : Mandatory)

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
80	QPSK	1/2	Yes	2	4	100
*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

Puncturing을 사용하여 다양한 전송률을 제공한다. 표 3은 MB-OFDM의 전송률과 각 전송율에 해당하는 부호율, 시간 및 주파수 spreading 여부를 보여준다. MB-OFDM에서는 이러한 spreading이 존재하는 경우 MRC(Maximal Ratio Combining) 등을 적용함으로써 다이버시티 이득을 얻어 향상된 성능을 얻는다.

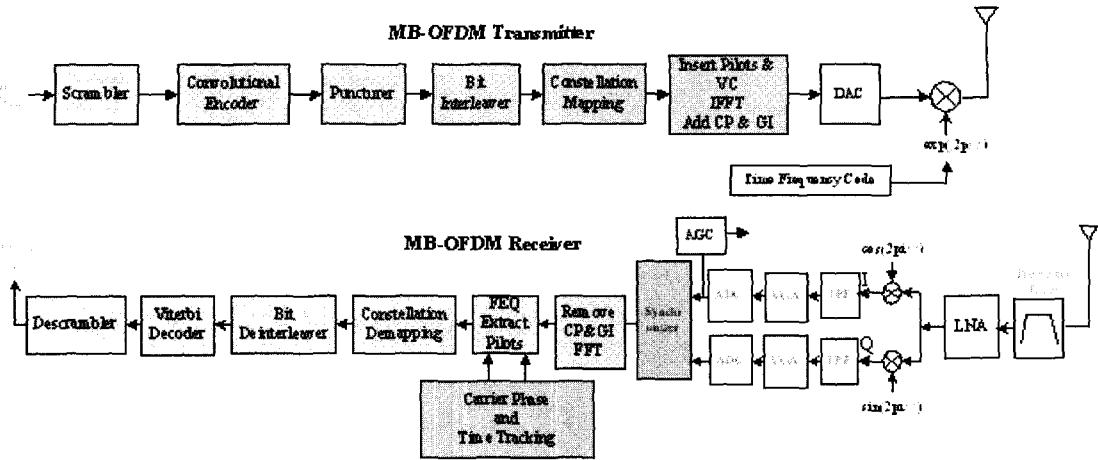
2와 4인 경우 부반송파 매핑 관계를 주파수 영역에서 보여준다.^{[4][5]} Spreading gain이 2인 경우에는 시간영역에서만 심볼의 반복이 이루어지는데 이 때의 부반송파 매핑 관계는 그림 2(a)에 주어져 있다. 즉, 두 번째 심볼의 부반송파는 첫 번째 심볼의 부반송파와 비교하여 DC(0Hz)를 제외하고 역순으로 매핑이 된다. 이는 시간영역에서 Inphase 부와 Quadrature 부를 바꾸는 과정에 해당한다. 이와 같이 하여 주파수 다이버시티를 얻게 된다. 그림 2(b)는 spreading gain이 4인 경우 시간영역과 주파수영역에서의 매핑 관계를 보여준다. 이 경우에는 주파수 영역에서 데이터가 복소 대칭(Hermitian symmetric)으로 매핑되어 시간영역에서 실수의 값으로만 구성된다. 시간영역에서는 단순한 반복에 의해서만 이루어진다.



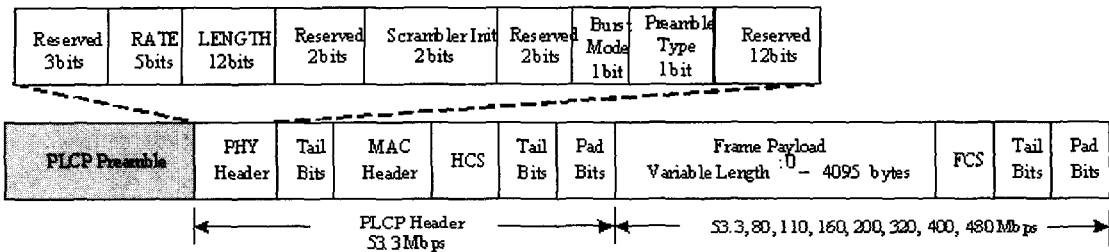
〈그림 2〉 Spreading factor에 따른 주파수 영역에서의 부반송파 매핑

그림 2는 표 3에 주어진 spreading gain이

그림 3은 MB-OFDM 모뎀의 기저대역 블록도이다. 이 블록도에서 볼 수 있듯이 MB-OFDM 모뎀은 Scrambler/Descrambler, Convolutional Encoder/Viterbi Decoder, Interleaver/Deinterleaver, 그리고 OFDM Modulator/Demodulator로 구성된다. 송·수신 신호의 TFI는 RF부에서 반송파 합성기



〈그림 3〉 MB-OFDM 모뎀 블록도

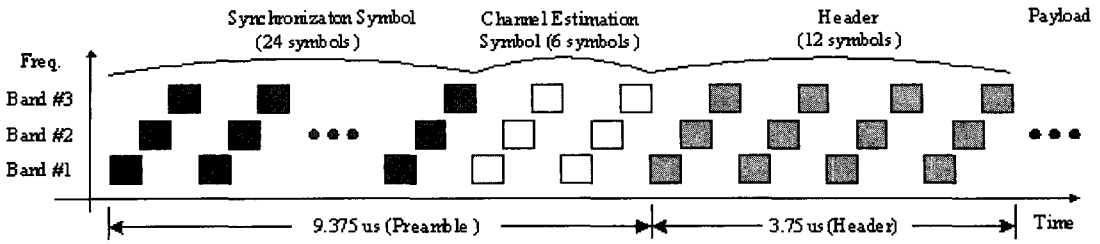


〈그림 4〉 PLCP 프레임 포맷

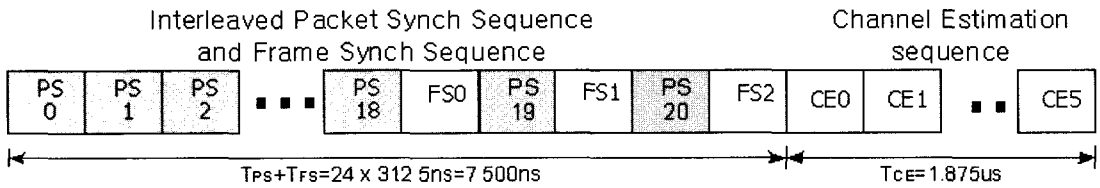
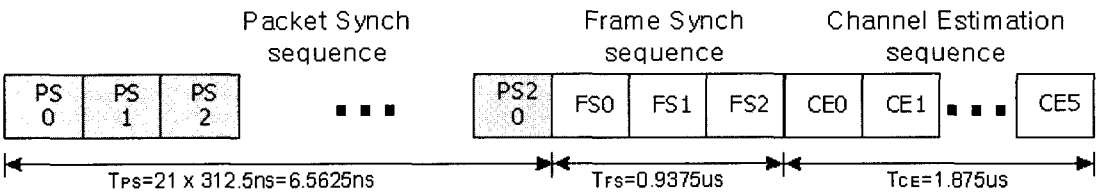
(frequency synthesizer)를 사용해서 수행된다. MB-OFDM의 PLCP 프레임 포맷은 그림 4에서 주어져 있는 바와 같이 동기를 위한 PLCP 프리앰블, PLCP 헤더, 53.3-480Mbps를 지원하는 프레임 Payload, FCS(Frame Check Sequence), 비터비 복호기를 초기화하기 위한 Tail bit, 심볼을 구성할 때 모자라는 부분을 채우기 위한 pad bit로 구성된다. 여기서 PLCP 헤더는 전송률, 프레임의 길이, 스크램블러의 시작 비트 등에 대한 정보를 가지고 있다.

그림 5은 TFC=123123인 경우를 예로 들어 MB-OFDM 심볼의 대역간 전송 예를 보여준다. 그림 3에 주어진 프레임 내의 심볼들은 이

와 같은 주파수 호핑 순서에 따라서 전송된다. 그림 4에서 제일 앞에 오는 PLCP 프리앰블은 MB-OFDM의 동기화 및 채널 추정을 수행하기 위해 사용된다. 이 PLCP 프리앰블의 종류는 Standard PLCP 프리앰블과 streaming mode의 경우에 사용되는 Shortened PLCP 프리앰블로 구분된다. 그림 6에 나타난 바와 같이 PLCP 프리앰블은 PS(Packet Synchronization Sequence), FS(Frame Synchronization Sequence), CE(Channel Estimation Sequence)로 구성된다. 여기서 PS는 프레임 검출(frame detection)과 획득(acquisition), 대략적인 주파수 오프셋 추정(coarse carrier frequency offset estimation), 대략적인 심볼



〈그림 5〉 MB-OFDM 신호 전송 예



〈그림 6〉 Standard PLCP 프리앰블

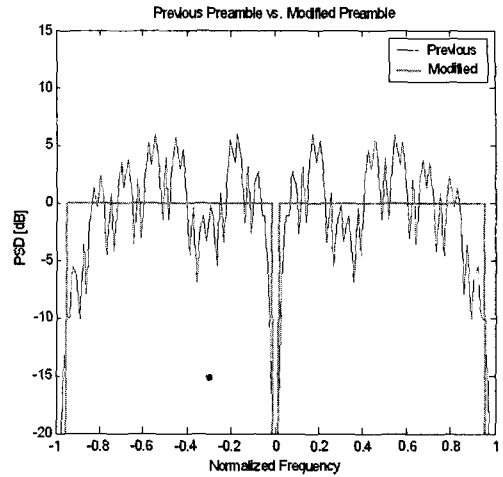
타이밍(coarse symbol timing)에 사용된다. PS를 180° 위상회전을 해서 얻는 FS는 프레임 동기를 맞추기 위해 사용된다. CE는 사용되는 전체 대역의 채널 추정에 사용된다. 그림 6에 나타난 바와 같이 Standard PLCP 프리앰블은 21개의 반복된 OFDM 심볼로 구성된 PS, 3개의 심볼로 구성된 FS, 6개의 심볼로 구성된 CE로 되어있다. 그림 6에 나타난 바와 같이 TFC가 123123 또는 132132인 경우와 112233 또는 113322인 경우에 FS가 다르게 배치되어 있는데 이는 프레임 동기를 용이하게 하기 위함이다.

PS의 경우 한 OFDM 심볼은 32개의 '0', 128 샘플로 이루어진 PS sequence, 5개의

'0'으로 구성된다. PS sequence에는 4가지의 다른 패턴이 존재하는데, 그림 7는 이 PS의 생성 방법을 보여준다. PS의 생성을 위해서는 sequence A를 sequence B로 확산하여 binary sequence를 얻는다. 이 sequence는 1과 -1로 구성되어 주파수 영역에서 큰 ripple이 발생하므로 FCC의 대역 내 전력 제한 규정에 최대 전력을 맞출 경우 손실이 생긴다. 따라서 이 sequence를 FFT 해서 정규화하고 다시 시간 영역으로 IFFT함으로써 그림 8과 같이 binary sequence일 때 발생하는 PSD(Power Spectrum Density)의 ripple을 제거해 준다. 위의 과정으로 얻은 IFFT의 결과는 IFFT 이전의 sequence와 동일한 부호

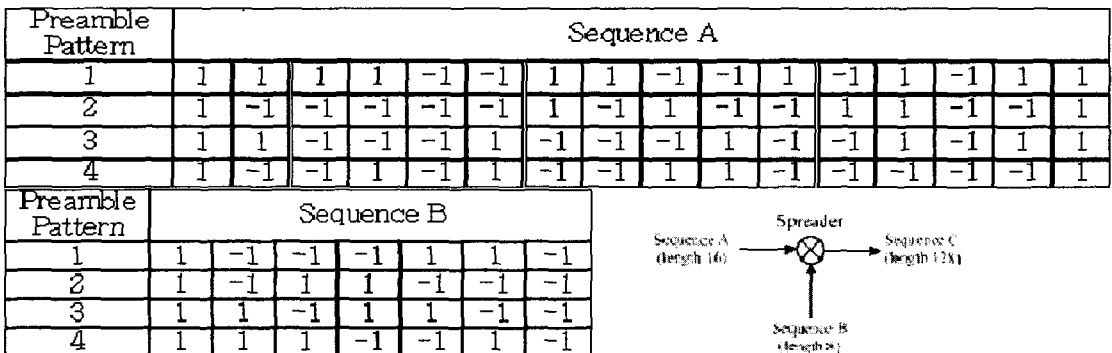
를 갖는 실수 값이 되며, 우수한 자기 상관 특성과 상호 상관 특성을 갖게 된다[6]. CE의 경우에는 주파수 영역의 sequence를 IFFT해서 구성하며, 53.3Mbps로 전송되는 헤더와 마찬가지로 주파수 영역에서 복소 대칭으로 이루어져 있어 IFFT 이후 시간영역에서는 실수 값으로만 이루어 진다. MB-OFDM은 데이터 심볼이 나오기 전까지 프리앰블, 헤더 심볼, 채널추정 심볼까지 모두 실수로만 이루어져 있어 전송시 RF단의 절반만 이용할 수 있는 구조로 되어 있다. 저속의 데이터 전송 시에도 이와 같이 복소 대칭의 형태로 전송하기 때문에 저전력 효과를 가져온다.

부반송파 간의 간격이 4.125MHz인 MB-OFDM에서 채널 지연에 따른 ISI(Inter-Symbol Interference)와 ICI(Inter-Channel Interference)를 제거하기 위해서 심볼의 보호구간에 CP(Cyclic Prefix)를 사용할 경우에는 대역 내에서 ripple이 크게 발생해서 FCC의 PSD 마스크 규정(-41.3dBm/MHz)을 적용할 때 수신 전력의 손실이 발생된다[6]. 이러한 대역 내 ripple에 의한 문제점을 해결하기 위해 MB-OFDM에서는 CP대신에 0으로 채워져 있는 ZP(Zero Padding)을 사용한다.

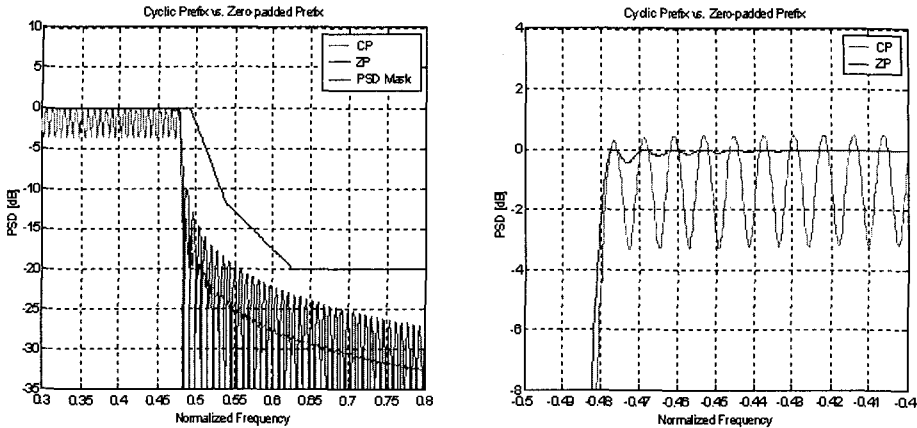


〈그림 8〉 PS sequence의 PSD

그러나 ZP를 사용하는 경우에는 CP에 비해서 대역 밖(out-of-band)에서 큰 전력을 갖게 된다. 그림 9은 CP를 이용한 경우와 ZP를 이용한 경우의 PSD를 비교하여 보여준다. 그러나 이와 같이 ZP를 사용하는 경우에는 ISI를 제거할 수는 있지만 다중 경로에 의한 ICI는 발생하게 된다. 이 경우 그림 10에 나타난 바와 같이 수신단에서 심볼의 지연성분을 심볼의 앞 부분에 복사해서 더해 줌으로써 CP를 사용할 때와 같은 효과를 얻을 수 있다. 이를 위해서는 수신단에서 대역간 이동을 위하여 ZP 구간인 60.6ns의 시간이 지난 후에



〈그림 7〉 PS 생성 방법(정규화 되기 전)



〈그림 9〉 CP와 ZP 사용시 PSD 비교

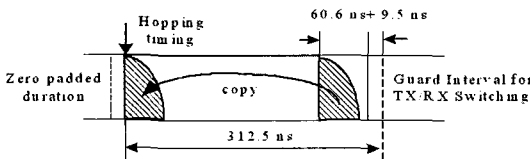
대역을 전환하는 구조로 이루어진다. 대역간의 전환은 그림 11에 주어진 RF단의 반송파 합성기(frequency synthesizer)를 사용하여 주어진 TFC에 따라 이루어지며, 이를 위한 대역 전환 시간으로 9.5ns(5 samples)의 보호구간을 갖는다. 하나의 PLL을 사용하여 528MHz의 샘플링 주파수와 3개 대역의 중심

주파수를 생성하여 대역간에 호핑이 이루어진다.^{[7][8]}

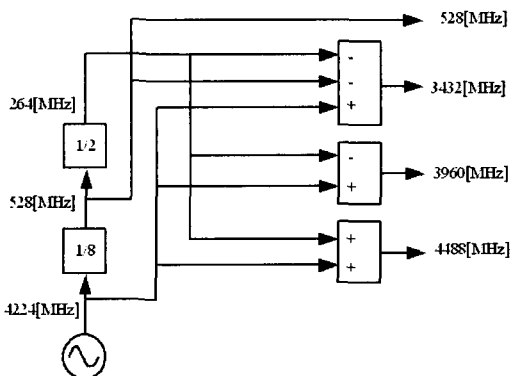
IV. MB-OFDM 동기화 기법

MB-OFDM의 동기화는 프레임 전반부의 프리앰블을 이용해서 이루어진다. 이 프리앰블을 사용하여 동기화를 할 수 있는 많은 방법이 존재할 수 있으며, 본 절에서는 MB-OFDM에 적용 가능한 한 동기화 기법의 예를 설명한다.

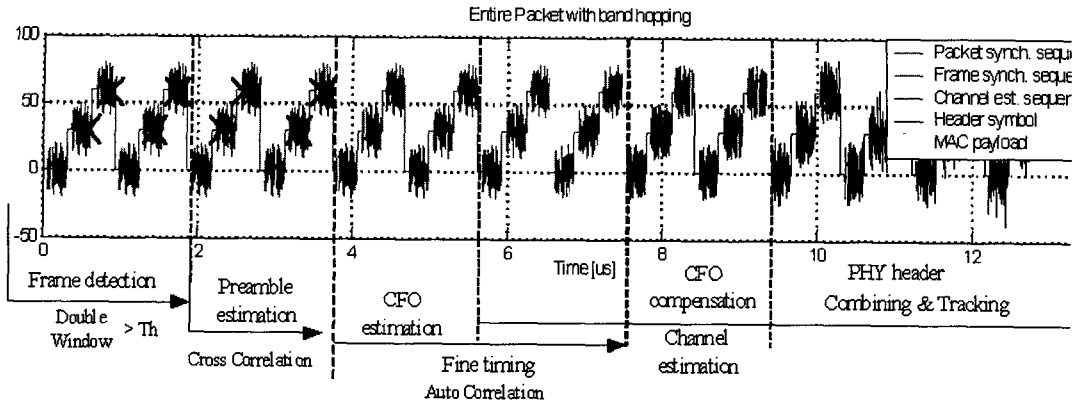
그림 12과 그림 13은 MB-OFDM의 동기화를 위하여 적용할 수 있는 순서와 흐름도를 보여준다. 그림 12에 나타난 바와 같이 프레임 전반부에 반복되는 프리앰블을 이용해서 먼저 프레임의 시작 위치를 검출(frame detection)한 후, 타이밍 동기화(timing synchronization)와 해당 piconet이 사용하는 프리앰블 패턴을 추정(preamble estimation)한다. 프리앰블 패턴이 추정되면 이 패턴의 TFC에 따라서 주파수 호핑(frequency hopping)을 하면서 뒤에 따라오는 프리앰블을 수신한다. 이후 주파수 호핑 패턴을 적용



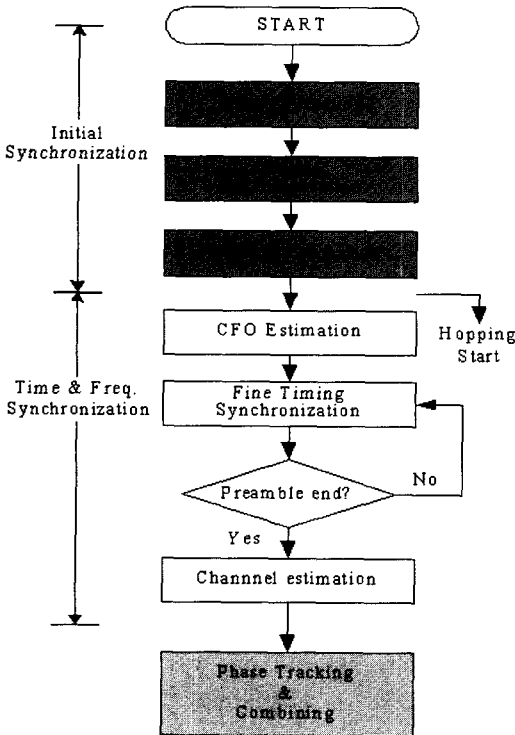
〈그림 10〉 ZP 방식에서 ICI제거 방법



〈그림 11〉 주파수 반송파 합성기



〈그림 12〉 MB-OFDM의 동기화 순서

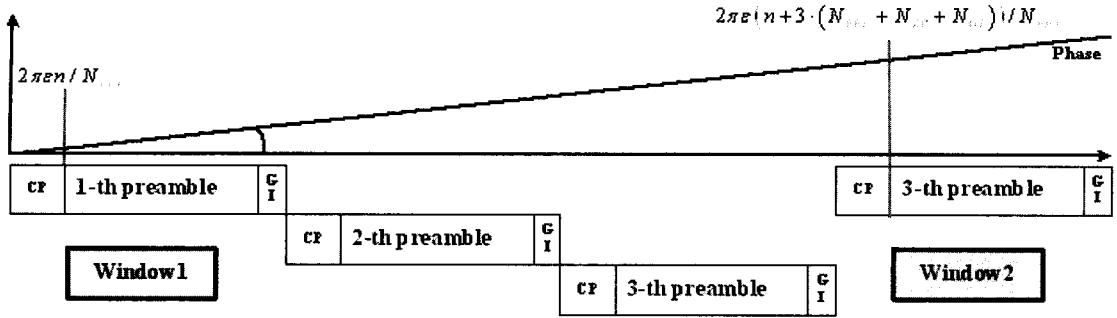


〈그림 13〉 MB-OFDM 동기화 흐름도

해서 수신한 프리앰블들을 사용해서 반송파 주파수 오프셋(carrier frequency offset: CFO)을 추정하고, 보다 정확한 타이밍 동기화(fine timing synchronization)를 이룬다. 이와 같이 시간과 주파수 영역에서 동기가 이루어진 이

후에 Channel Estimation Sequence를 이용해서 대역 별 채널을 추정한다. 이 때 채널 추정 이전에 수행된 CFO 동기화에서 CFO를 완벽하게 제거 하지 못하기 때문에 잔류 주파수 오프셋이 CFO 보상 이후에 남게 된다. 잔류 주파수 오프셋은 일반적으로 작은 값이지만 누적 될 경우 위상 오차가 증가하여 BER 성능이 크게 열화하게 한다. 따라서 채널 추정 및 보상 이후에 데이터와 함께 전송되는 파일럿 부반송파를 이용하여 위상 추적(phase tracking)을 수행함으로써 잔류 주파수 오프셋에 따른 영향을 보상한다.

프레임 검출을 수행하기 위한 방식으로는 수신된 신호의 에너지를 기반으로 하는 에너지 검출 방식, 잡음과 수신 신호의 에너지 비를 이용하는 Double Sliding Window 방식, 자기상관을 이용하는 방식, 상호상관을 이용하는 방식이 있다. MB-OFDM은 고속의 전송을 목표로 하기 때문에 빠른 검출 능력과 이후 동기화 과정을 고려하여 선정하여야 한다. 다른 에너지 기반 방식과 상관 방식들과 비교할 때 Double Sliding Window 방식의 성능과 계산량 면에서 우수함을 보인다.



(그림 14) MB-OFDM의 주파수 옴셋 추정 기법(TFC=123123)

TFC의 면에서 보면 MB-OFDM의 프리앰블은 모두 다른 호핑 패턴을 가지고 있지만 모든 호핑 패턴이 첫 번째 대역으로 시작하여 대역간 변경을 이루기 때문에 첫 번째 대역에서 프레임을 검출하는 것이 바람직하다. 주파수 호핑 패턴을 결정하는 프리앰블 패턴은 상호 상관기를 사용하여 이루어진다.

이 후 CFO 추정은 시간영역에서 같은 대역으로 수신된 신호들의 자기 상관을 취해서 그 결과의 위상을 구함으로써 이루어진다. MB-OFDM에서는 신호 전송 시 3가지 대역으로 호핑하며, 이 패턴은 전 단에서 이루어진 프리앰블 추정에 의하여 결정된다. 이 때 동 대역으로 수신되는 심볼의 지연 시간이 호핑 패턴에 따라 다르기 때문에 CFO의 추정 범위가 호핑 패턴에 따라 다르게 된다. 주파수 호핑이 두 심볼마다 이루어지는 경우 (TFC =112233)에는 CFO의 추정 범위가 0.1293이 되고, 그림 14에 나타난 바와 같이 매 심볼 마다 호핑하는 경우(TFC=123123)에는 0.3979이 된다. 이 값은 ±20ppm의 CFO를 갖는 가장 높은 주파수의 대역에서 정규화된 CFO의 최대 값보다 크기 때문에 CFO 추정 방식으로 MB-OFDM에 적합하다. 또한 FS는 PS와 위상이 반전되기 때문에 자기 상

관의 결과가 음의 부호를 갖게 되며, 각각의 대역으로 한 번씩 전송된다. 부호의 반전을 이용해서 프레임 동기화를 쉽게 이룰 수 있다. 채널 추정은 LS(Least Square) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방식을 사용하여 주파수 영역에서 프리앰블의 값으로 나눠줌으로써 구해진다. CE는 대역 별로 2번씩 반복되므로 채널 추정을 한 후 그 결과를 평균함으로써 성능향상을 얻을 수 있다. 이 후 잔류 CFO에 의해 발생하는 위상 오차는 데이터 심볼 내의 파일럿을 이용해서 보상된다.

V. MB-OFDM의 성능 분석

본 절에서는 MB-OFDM의 성능을 UWB 채널 모델을 사용하여 분석한다. 표 4는 IEEE 802.15.3a의 채널 모델 분과 위원회에서 2003년 2월에 제안한 4가지의 채널 모드의 특성을 보여준다. 표 4의 채널 모드1(CM1)은 0-4m거리의 LOS 환경, 채널 모드2(CM2)는 0-4m 거리의 NLOS 환경, 채널 모드3(CM3)은 4-10m 거리의 NLOS 환경에서 측정된 채널을 기반으로 하는 모델이고, CM4의 경우 실제 측정된 채널의 특성은 아니나 25 ns의

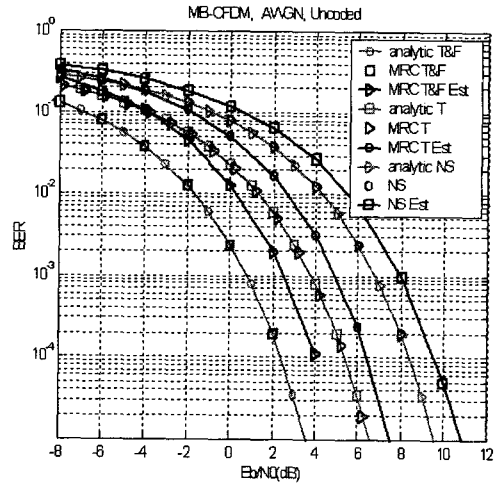
RMS delay를 갖는 NLOS 상황에 대한 채널 모델이다. 채널 모델은 CM1에서 CM4로 갈수록 RMS 지연확산이 길어져 열악한 환경이 된다. 본 고에서는 위 UWB 채널 모델을 MB-OFDM의 주파수 호핑을 고려해서 재 모델링하여 성능 분석에 사용하였다.⁹⁾

그림 15는 AWGN 상황에서 uncoded MB-OFDM의 모의 실험 결과를 보여준다. 이 그림에서 analytic 결과는 실선으로 표시되었으며, spreading factor가 0인 경우(NS)에는 QPSK의 이론적 BER 곡선과 같게 된다. 시간 영역에서 spreading이 될 경우(T)에는 잡음 평균 효과에 의하여 3dB의 Eb/No 이득이 발생하고, 주파수와 시간 영역에서 spreading될 경우(F&T)에는 6dB의 Eb/No 이득을 보임을 알 수 있다. MRC를 적용하여 모의실험을 하였을 경우 위의 analytic 결과와 성능이 동일하게 나옴을 확인할 수 있다.

〈표 4〉 UWB 채널 모델 파라미터

Target	CM1	CM 2	CM 3	CM 4
Channel Characteristics				
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.05	10.38	14.18	-
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5.28	8.03	14.28	25
NP _{10dB}	-	-	35	-
NP (85%)	24	36.1	61.54	-
Model Characteristics				
Mean excess delay (nsec) (τ_m)	5.0	9.9	15.9	30.1
RMS delay (nsec) (τ_{rms})	5	8	15	25
NP _{10dB}	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

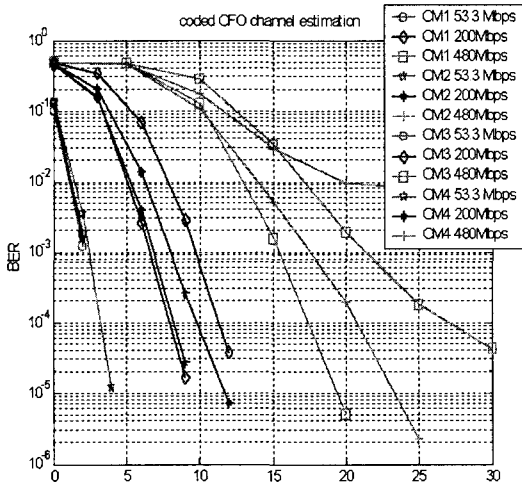
점선으로 표시된 곡선은 추정된 채널 값을 적용한 경우(Est)의 결과로서 채널 추정에 의한 성능 열화를 보여준다.



〈그림 15〉 MB-OFDM의 BER 성능 (AWGN, Uncoded, FH 123123)

그림 16는 CFO가 존재하는 CM1, CM2, CM3, CM4 환경에서 53.3, 200, 480Mbps를 전송하였을 경우 BER 성능을 보여 준다. 이 때 TFC는 123123을 사용하였다. 이 그림은 전 절에서 기술한 프리앰블과 파일럿을 사용한 동기화 기법(CFO 추정, 채널 보상, 잔류 위상 추적)을 적용한 결과이다. 전체적으로 데이터 전송율이 53.3, 200, 480Mbps로 증가함에 따라 성능이 열화되어 BER 곡선이 3개의 그룹으로 형성된다. CM4의 경우, 전송율 480Mbps에서는 Eb/No가 20dB이상 증가해도 성능의 개선이 없이 error floor 현상이 발생된다. 그러나 전송율이 200Mbps와 53.3Mbps인 경우에는 combining을 통하여 다이버시티 이득을 얻어 성능이 크게 개선됨을 확인할 수 있다. 만약 TFC가 112233이고 spreading factor가 4인 경우에는 그림 16의

TFC 123123인 경우와 달리 시간영역에서 복사된 두 신호가 동일한 대역으로 전송되기 때문에 시간영역에서 combining에 의해서 다이버시티 이득을 얻지 못하고 다만 spreading에 의한 이득만을 얻게 된다.



〈그림 16〉 MB-OFDM의 BER 성능
(CM1-CM4, CFO 존재, FH 123123)

VI. 결론

본 고에서는 지난 2005년 1월까지 제안된 기고문을 중심으로 MB-OFDM의 주파수 대역과 물리계층 사양을 기술하였다. 또한 MB-OFDM에 적합한 동기화 기법을 설명하고 UWB 채널 모델 환경하에서 MB-OFDM의 성능을 분석하였다.

감사의 글

본 연구는 과학기술부 21세기 프론티어 연구개발 사업의 일환으로 추진되고 있는 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크 원천 기반 기술개발사업의 지원에 의한 것임.

참고 문헌

- [1] Jeff Foerster, E. Green, S. Somayazulu, and D. Leeper, "Ultra-Wideband Technology for Short or Medium Range Wireless Communications," Intel Technology Journal, Q2 2001.
- [2] <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/>
- [3] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission," ET Docket 98-153, Apr. 2002.
- [4] Anuj Batra et al., Texas Instruments et al., "Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," IEEE P802.15-04/493r1, Sep. 2004.
- [5] Matthew B. Shoemake, WiQuest Communications, Inc., "MultiBand OFDM Overview", IEEE P802.15-05-0081, Jan. 2005.
- [6] Mitsuhiro Suzuki, Sony Corporation, Techniques for MB-OFDM Improvement, IEEE P802.15-03/337r1, Sep. 2003.
- [7] Jaiganesh Balakrishnan, Anuj Batra, and Anand Dabak, "A multi-band OFDM system for UWB communication", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Reston, VA, 16-19, Nov. 2003.
- [8] Batra, A., Balakrishnan, J. and Dabak A., "Multi-band OFDM: a new approach for UWB", Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 5, pp. 23-26, May 2004.
- [9] Jeff Foerster, Sub-committee Chair, "Channel Modeling Sub-committee Report," IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb. 2003.

저자소개



김 영 준

2005년 중앙대학교 전자전기공학부 학사
2005년 - 현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
주관심 분야 디지털 통신, OFDM 모뎀 설계



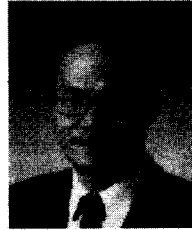
석 원 균

2003년 중앙대학교 전자전기공학부 학사
2005년 중앙대학교 전자전기공학부 석사
주관심 분야 디지털 통신, OFDM 모뎀 설계



이 규 인

2001년 중앙대학교 전자전기공학부 학사
2003년 중앙대학교 전자전기공학부 석사
2003년 - 현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
주관심 분야 OFDM 시스템, 디지털통신, 무선모뎀 설계



조 용 수

1984년 중앙대학교 전자공학과 학사
1989년 연세대학교 전자공학과 석사
1991년 The University of Texas at Austin 공학박사
1984년 금성전기(주) 연구원
2001년 한국전자통신연구원 초빙연구원
2003년 - 현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 무선접속
실무반 의장
1992년 - 현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
주관심 분야 디지털 통신, OFDM/DMT 모뎀 설계,
MIMO-OFDM 모뎀 설계, 무선 LAN/셀룰러 모뎀