

MB-OFDM시스템에서 Packet Synchronization Sequence를 사용한 채널추정 방식

준회원 손성환*, 이경탁*, 종신회원 김재명*

Channel Estimation Method Using Packet Synchronization Sequence for MB-OFDM System

Soung-Hwan Shon*, Kyung-Tak Lee* *Associate Members*,
Jae-Moung Kim* *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 고속의 데이터 전송률(110Mbps~480Mbps)을 갖는 WPAN을 위해 IEEE802.15 TG3a의 표준안 중 하나로 제안된 MB-OFDM(Multi-Band OFDM) 시스템을 위한 새로운 채널 추정 기법을 제안한다. 제안한 추정 기법은 타이밍 동기 등을 위해서 제시하고 있는 PS(Packet Synchronization)신호의 상관특성을 사용한 것으로 기존 LS(Least Square) 기반의 채널 추정 방법에 비해 잡음의 영향을 줄일 수 있는 장점이 있으며 채널 추정을 위해 만들어진 CE(Channel Estimation)신호를 사용하지 않아도 되기 때문에 프리엠블로 제시된 심볼의 수를 줄일 수 있는 장점이 있다. 성능분석을 위해 IEEE802.15 TG3a에서 제시하고 있는 S-V 채널하에서 기존의 방법과 제안한 채널추정 방법을 컴퓨터 모의실험 하였으며 그 결과 E_b/N_0 에서 약 1~1.5dB 정도의 성능을 향상 시킬 수 있었다.

Key Words : UWB, MB-OFDM, Channel Estimation, OFDM, WPAN

ABSTRACT

This paper, we propose a new Channel Estimation method for MB-OFDM(Multi-Band OFDM) system that is suggested as one of standards in IEEE 802.15 TG3a for high data rate(110Mbps~480Mbps) WPAN system. The Proposed method uses correlation characteristic of the PS(Packet Synchronization) sequence for timing synchronization. It can reduce the influence of noise compared with the conventional algorithm which based on LS(Least square) algorithm is redundancy without using the CE(Channel Estimation) Sequence for channel Estimation. We simulate both conventional method and proposed method for performance analysis in S-V channel environment which proposed by IEEE 802.15.3a. Simulation results show the proposed algorithm outperforms conventional algorithm about 1~1.5dB of E_b/N_0 .

I. 서론

UWB(Ultra Wide Band) 시스템은 500MHz 이상

의 넓은 대역에 타 시스템에 간섭을 미치지 않을 정도의 미약한 전파를 사용하여 신호를 전송하여 동일 대역을 사용하고 있는 무선 장치와 간섭이 없

※본 연구는 대학 IT연구센터(인하 UWB-ITRC) 육성 지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.

* 인하대학교 정보통신대학원 무선전송 연구실(kittisn@naver.com)

논문번호 : KICS2005-10-400, 접수일자 : 2005년 10월 5일

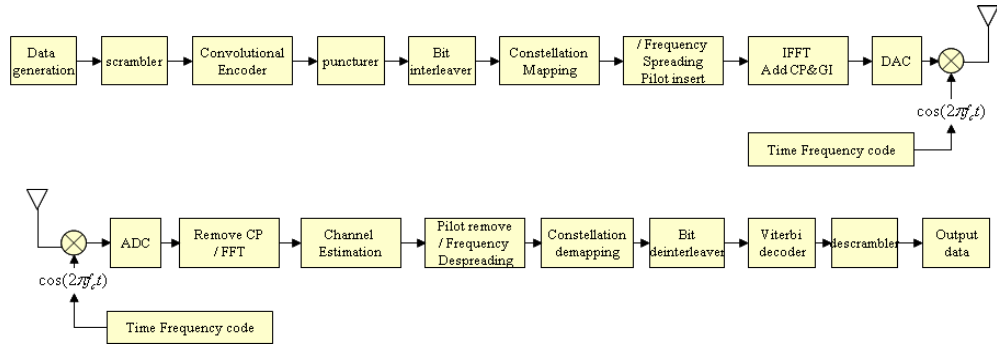


그림 1. MB-OFDM시스템 의 송수신 블록 다이어그램
Fig. 1. Block diagram of TX/RX for MB-OFDM System

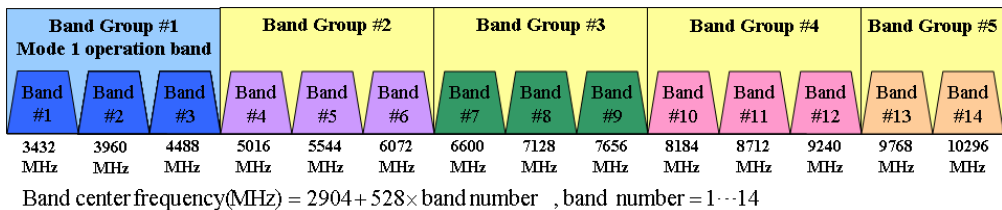


그림 2. MB-OFDM 시스템의 주파수 대역
Fig. 2. Frequency band for MB-OFDM system

이 주파수를 공유할 수 있는 시스템으로 2002년 2월 미국 연방 통신 위원회(FCC)에서는 주파수 대역제한과 전력 방사제한을 조건으로 상업화를 허가하였다. 이에 따라 IEEE 802.15 TG3a는 IEEE 802.15.3 MAC을 사용하여 UWB 기반의 고속 WPAN 물리 계층을 정의하기 위하여 표준화 작업을 진행하고 있으나 인텔, 삼성 등이 참여하고 있는 MBOA 측의 MB-OFDM과 Motorola가 중심이 되고 있는 DS-UWB 측이 첨예하게 대립하고 있어 표준화의 난항을 겪고 있다.

이 중 MBOA 측에서 제시하고 있는 MB-OFDM 시스템은 다중 대역의 사용으로 각 대역을 유연성 있게 사용할 수 있는 장점이 있다. 또한 OFDM 기반 시스템으로 순환 전치 등을 이용하여 다중경로 지연에 대한 ISI(Inter Symbol Interference)를 제거할 수 있다는 장점을 가지고 있다¹¹⁾.

특히 ISI를 효과적으로 제거하기 위해서는 정확한 채널 추정이 필요하게 된다.

본 논문에서는 MB-OFDM시스템의 프리엠블 중의 하나인 PS신호를 통한 채널 추정 방식을 제안하고 그에 따른 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 MB-OFDM 시스템을 요약하고 3장에서는 기존 CE 신호를 사용한 알고리즘에 대해서 기술하며, 4장에

서는 제안한 PS 신호를 사용한 방법에 대해서 기술한다. 5장에서 모의실험을 통한 성능을 비교 / 분석한 후 6장에서 결론을 맺는다.

II. MB-OFDM 시스템의 개요

MB-OFDM 시스템은 그림 2와 같이 총 3.1GHz-10.6GHz 까지 주어진 총 대역을 각 528MHz 부 대역을 나누어 사용하며 각각 2개 또는 3개의 부 대역을 묶어서 하나의 그룹으로 정의 한다. 현재는 3.1GHz-4.8GHz의 그룹 A만을 사용하는 Mode 1이 mandatory로 선정되어 있고 OFDM 신호가 3개의 부 대역에 걸쳐서 주파수 호핑을 하는 구조를 이용하여 주파수 영역에서의 다이버시티 효과와 SOP (Simultaneous Operating Piconet)간의 간섭을 최소화 시킨다.

그림 1은 MB-OFDM 시스템의 개략적인 블록도를 나타내고 있다. 그림 1에서 보는 것처럼 채널 코딩된 데이터 스트림은 인터리빙 되어 QPSK로 매핑 되고 128point의 IFFT를 사용하여 각각의 부반송파로 나누어 지게 된다. 이때 변조된 데이터는 표 1과 같은 시간 - 주파수코드에 의해서 시간확산 및 주파수 확산 된다.

표 1. 시간-주파수 코드
Table 1. Time-Frequency Code

Channel number	Mode 1 : length 6 시간주파수 코드					
	1	2	3	1	2	3
1	1	2	3	1	2	3
2	1	3	2	1	3	2
3	1	1	2	2	3	3
4	1	1	3	3	2	2

표 2. MB-OFDM 시스템의 전송률
Table 2. Transmission rate for MB-OFDM system

Data rate (Mbps)	55	80	110	160	200	320	480
Code rate	11/32	1/2	11/32	1/2	5/8	1/2	3/4
Frequency Spreading	○	○	×	×	×	×	×
Time Spreading	○	○	○	○	×	×	×

이중 주파수 확산은 DC 부반송파를 중심으로 데이터를 복소 대칭 시켜서 매핑된 신호를 배치하게 된다. 이러한 기법을 사용하면 IFFT를 통과한 신호가 I채널 신호만으로 구성되기 때문에 하드웨어적인 복잡도를 줄일 수 있는 장점이 있다. 또한 시간확산은 SOP시 각각의 피코넷간 간섭을 줄여주는 기능 외에 서로 다른 대역에서 같은 OFDM 심볼을 두 번 반복하여 전송함으로써 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

이러한 확산 기법과 평처링 기법을 적용하여 위 표 2와 같은 다양한 전송률을 얻을 수 있다.

아래 표 3은 개략적인 MB-OFDM시스템의 물리 계층 파라미터를 나타내고 있다. 하나의 밴드의 대역폭은 528MHz이며 128개의 부반송파를 사용한다. 이 중 100개는 데이터 부반송파로, 12개는 파일럿 부반송파로 할당하며 10개의 부반송파는 인접밴드의 영향을 줄이기 위한 보호 부반송파로 사용된다. 이 때 FFT 주기는 242.2ns, 보호구간은 FFT 주기의 1/4인 60.61ns가 되고 호핑시 약간의 시간적인 간격을 주기위한 시간은 9.47ns가 되어 총 심볼의 주기는 312.5ns가 되게 된다.

MB-OFDM은 주파수/ 타이밍 동기, 채널추정 등을 위하여 총 30개의 프리엠블을 가지고 있는데 그 구조는 아래 그림 3과 같다.

이중 PS신호는 시간영역에서 21개의 OFDM 심볼로 구성되어 있으며 패킷을 검출하고 대략적인 주파수 보정, 심벌 타이밍 / AGC setting 등을 행한다.

표 3. MB-OFDM의 물리계층 파라미터
Table 3. MB-OFDM Physical layer parameter

parameter	value
Bandwidth	528MHz
FFT Size	128
Number of subcarriers	100
Number of pilot carriers	12
Number of guard carriers	10
Subcarrier frequency spacing	4.125MHz
FFT period	242.42ns
Symbol interval	312.5ns
Modulation	QPSK

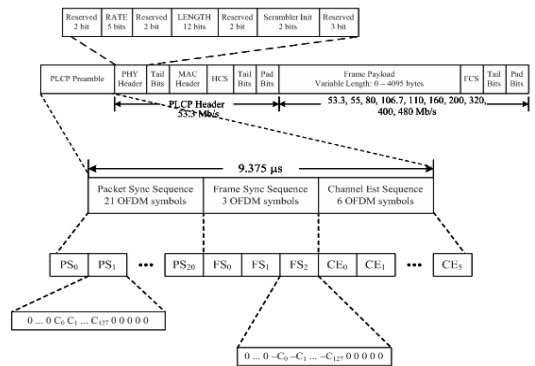


그림 3. MB-OFDM시스템의 프레임 구조 / 프리엠블 구조
Fig. 3. Frame and preamble structure for MB-OFDM system

FS(Frame Synchronization)신호는 대략적인 프레임 동기를 수행하기 위해 사용되며 PS 신호를 180° 위상 반전하여 생성하게 된다.

CE신호는 주파수 영역에서 정의 되며 채널 추정과 미세 주파수 동기를 보상하는데 사용된다.

III. CE 신호를 이용한 채널추정

일반적인 OFDM의 채널 추정은 파일럿 부반송파 기반의 알고리즘과 훈련 심볼 기반의 알고리즘으로 크게 나눌 수 있는데 MB-OFDM 시스템은 훈련 심볼 기반의 LS 알고리즘을 사용하여 채널 추정을 수행하고 있다^{[2]-[6]}. 이를 위해 위에서 언급한 바와 같이 채널추정을 위한 6개의 프리엠블이 주어지고 있다.

전송단에서는 6개의 프리엠블을 전송한 후 수신단에서는 이를 이용하여 전체 채널을 추정하여 채널 보상계수를 구하게 된다. 이 때 6개의 CE심볼은 수신단에서 알고 있는 신호이다. 이 심볼이 채널을 통과하게 되면 수신된 신호 r_n 은 아래와 같이 표현

할 수 있다.

$$r_n = x_n * h_n + w_n \quad (1)$$

여기서 x_n 은 송신된 신호, h_n 은 채널의 임펄스 응답, w_n 은 AWGN을 의미하게 된다.

시간 영역의 수신신호 r_n 을 주파수 영역 신호의 식으로 표현하면 아래의 식과 같다.

$$R_k = X_k H_k + W_k, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

따라서 위 식을 통해 추정된 채널 응답은 아래와 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{H} = \frac{R_k}{X_k} + \frac{W_k}{X_k}, \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (3)$$

위 식에서 추정된 \hat{H}_k 은 채널 상에 존재하는 잡음이 없을 때 정확히 추정된 채널 보상 값이 된다. 이와 같은 방법으로 채널추정을 하면 잡음에 의해서 주파수 전 대역에 잡음이 추가 되어 수신 전력이 감소할수록 채널 추정값의 오차는 커지게 된다. 따라서 추정오차를 줄이기 위하여 전송되는 CE 심볼을 평균 하여 성능 개선을 이룰 수 있다. MB-OFDM의 경우 각 대역별로 2개씩의 심볼을 평균하는 방법을 사용하고 있다.

IV. 제안하는 채널 추정 기법

본 논문에서는 PS의 상관 특성을 이용한 채널 추정 기법을 제안한다.

4.1 PS 신호의 상관특성 / 채널 추정 기법

4.1.1 PS 신호의 상관특성

MB-OFDM에서 제공하고 있는 PS 신호는 위에 서 언급한 바와 같이 패킷 검출, 신호의 타이밍동기 등을 위해 제공한 신호로서 그 상관특성이 우수한 신호로 구성되어 있다.

신호의 상관 함수는 아래의 식과 같이 나타낼 수 있으며 그림 4는 PS 신호의 상관특성을 보여 주고 있다.

$$R(l) = \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} x(n)x(n-l)^*, \quad -127 \leq l \leq 127 \quad (4)$$

위 수식에서 l 은 신호의 지연된 샘플을 의미하며 $R(l)$ 은 신호의 자기상관 특성을 나타내고 있다.

신호의 상관 특성은 두 신호의 주기가 일치 하였을 경우($l=0$) 상관값이 최대값을 가지게 되며 그 이외의 값에서는 작은 값을 가지는 것을 알 수 있다.

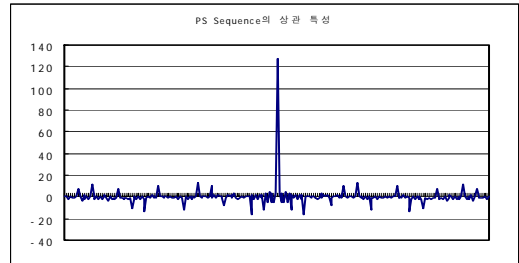


그림 4. PS 신호의 자기상관 특성
Fig. 4. Autocorrelation Characteristic of PS sequence

4.2.2 상관값의 채널에 의한 영향

다중경로 채널은 아래 그림과 같이 Tapped delay line으로 modeling 될 수 있다.

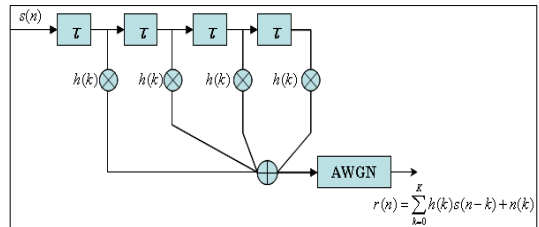


그림 5. 다중경로 채널 모델
Fig. 5. Multipath channel model

여기서 τ 는 채널의 샘플링 주기가 되고 l 은 채널의 최대 지연을 나타내며 $h(k)$ 와 $n(k)$ 는 각각 채널의 계수와 AWGN성분을 나타낸다^{7, 8)}.

수신된 신호 $r(n)$ 와 알고 있는 PS의 신호를 위 식을 사용하여 상호상관 하면 아래와 같은 수식을 얻을 수 있다

$$C(l) = \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} r(n)ps(n-l)^* \quad (5)$$

이 때 $r(n)$ 를 위의 수식을 대입하면

$$C(l) = \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} \left\{ \sum_{k=0}^K h(k)ps(n-k) + n(k) \right\} ps(n-l)^* \quad (6)$$

(6)과 같은 식을 얻을 수 있다.

여기서 $C(l)$ 은 상호상관 값을 나타내며 L 은 채널의 최대 지연을 나타내고 n, k 는 각각 지연된 샘플의 수를 나타낸다. 위의 수식을 다시 정리하여 보면

$$C(l) = \sum_{k=0}^K \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} h(k)ps(n-k)ps(n-l)^* + \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^{N_{FFT}-1} n(k)ps(n-l)^* \quad (7)$$

위와 같이 정리할 수 있다.

이 중 PS 신호의 신호가 완벽히 직교 한다고 가정하면

$$\sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^{N_{FFT}-1} ps(n-k)ps(n-l)^* = \begin{cases} N\delta(n) & \text{if } l = k \\ 0 & \text{if } l \neq k \end{cases} \quad (8)$$

와 같이 정의될 수 있고 이때 위 식 (7)의 1번째 부분은 아래와 같이 표현되며 2번째 부분은 잡음신호와 PS 신호간의 상관정도가 매우 작기 때문에 거의 0에 근사한다.

$$C(l) = \sum_{k=0}^K \sum_{l=1}^{N_{FFT}-1} h(k)ps(n-k)ps(n-l)^* = Nh(l)\delta(l) \quad (9)$$

따라서 결과적으로 위 식에서 보는 바와 같이 지연에 대한 채널응답을 얻을 수 있으며 잡음 성분과 PS 신호는 서로 상관정도가 매우 작기 때문에 채널의 값에 비해 상대적으로 적은 값을 갖게 된다. 따라서 기존 알고리즘에 비해서 잡음의 영향은 줄어들게 된다.

4.2.3 상관값의 오차에 의한 영향

하지만 이렇게 추정된 신호는 위에 가정한 바와 같이 완벽한 상관특성을 갖는 신호가 아니기 때문에 채널의 지연된 시간 외의 부분에서도 오차가 존재하게 된다. 이러한 오차 신호는 원래의 채널응답에 비해서 작은 값이지만 채널 추정응답을 보상하기 위해 주파수 영역으로 신호로 변화할 때 상당히 많은 오차를 가져오게 된다. 따라서 MB-OFDM의 ZP(Zero Padding) 부분을 사용하여 이러한 부분의 신호를 제거할 수 있다.

MB-OFDM 신호는 대역내 신호의 리플을 줄이기 위해서 순환 전치 부분을 0으로 채우는 방법을

사용한다. 또한 우리가 알고 있는 신호인 PS신호는 시간영역에서 I채널 값만을 가지고 있는 신호이다.

따라서 채널을 통과하여 나온 신호 중 Q채널의 신호는 AWGN성분으로 이루어져 있으며 I채널은 채널에 의한 지연 성분까지 포함이 되어 있다. I채널과 Q 채널에너지의 누적 분포를 사용하여 Q채널의 총 잡음에너지를 초과하는 만큼의 샘플 길이를 측정하여 대략적인 채널 최대 지연 샘플의 길이를 구할 수 있다. 아래 그림 6(a) 는 상관 값과 채널의 임펄스 응답의 값을 나타내고 있으며 채널의 임펄스 응답 외의 부분들은 상관에 의한 오차 성분들을 나타낸다. 또한 그림 6(b) 와 6(c) 는 채널의 최대 지연 길이만큼을 소거 하지 않았을 경우의 채널의 주파수 응답과 측정된 채널의 최대 길이만큼을 소거 했을 경우의 채널의 주파수 응답을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 채널의 최대 길이만큼을 소거해 주었을 때 채널의 주파수 응답과 거의 유사한 응답을 가지는 것을 알 수 있다.

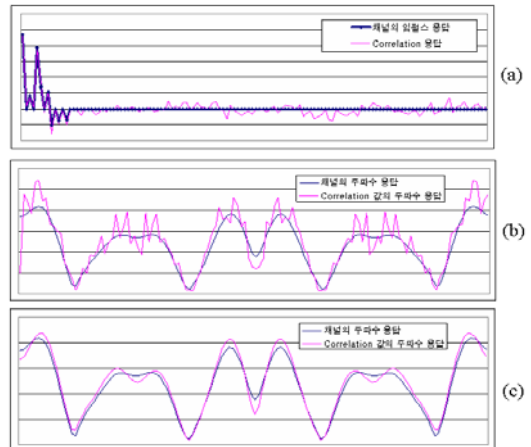


그림 6. 제안한 알고리즘의 채널 추정값 (a)제안한 알고리즘의 채널 임펄스 응답 (b)채널 최대 길이 소거전의 주파수 응답 (c) 채널 최대 길이 소거후의 주파수 응답
Fig. 6. Channel estimation value of proposed algorithm (a) Channel impulse response of proposed algorithm (b) Frequency response before removing maximum channel delay (c)Frequency response after removing maximum channel delay

4.2.4 제안하는 채널 추정기법

제안하는 채널 추정기는 아래 그림 7과 같다.

채널의 성분을 포함하고 있는 수신된 PS 신호는 샘플링 주기 단위로 지연되어 원래 알고 있는 PS 신호와 상관 되게 된다. 이때 나오는 값은 채널의 계수 값이 되며 각 지연된 값은 채널 계수의 지연 정도를 나타내게 된다.

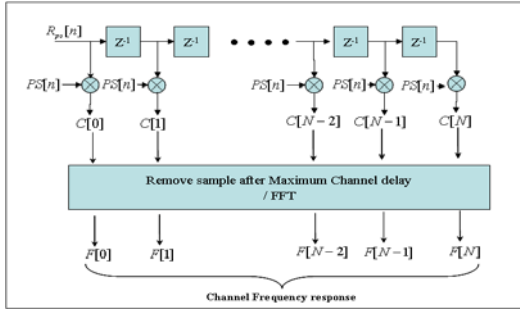


그림 7. 제안한 채널 추정기의 구조
Fig. 7. Structure of proposed channel estimator

이렇게 슬라이딩 상관을 마친 계수 값은 위 단락에서 제시한 방법과 같은 I채널과 Q 채널의 에너지 비교를 통하여 나온 값을 토대로 최대 지연 값까지의 성분을 남겨두고 모두 소거 하게 된다.

이렇게 계산된 채널 값은 FFT 블록을 거쳐서 채널의 주파수 응답 성분으로 변환되어 각 부반송파의 성분들의 채널 보상 값을 구할 수 있다.

V. 모의 실험

5.1 채널모델

UWB 채널모델은 UWB 환경에 적합한 채널 모델을 개발하기 위하여 구성된 IEEE 802.15 SG3a의 분과 위원회과 2003년 2월 802.15 TG3a의 물리 계층 분석을 위하여 최종 제안된 모델로 측정을 통하여 관찰된 클러스터링 현상을 기초로 기존 Saleh-Valenzuela 모델을 약간의 수정을 통하여 모델링 하였다.^[9]

UWB 채널의 경우, 관측된 값들이 레일리 분포 보다는 로그노말 분포를 따르고 클러스터뿐만 아니라 클러스터 내의 각 레이도 독립적인 페이딩을 겪고 있다. 따라서 이와 같은 모델을 수식으로 나타내면 아래의 식(10)과 같다.

$$h_i(t) = X_i \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^L \alpha_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (10)$$

여기서 T_l^i 는 i번째 l 번째 클러스터의 지연 $\tau_{k,l}^i$ 는 i 번째 채널 l 번째 클러스터의 k 번째 멀티패스 지연에 해당된다. $\alpha_{k,l}^i$ 는 i 번째 채널의 l 번째 클러스터의 k번째 다중경로의 크기에 해당한다. 이 값은 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\alpha_{k,l} = P_{k,l} \xi_l \beta_{k,l} \quad (11)$$

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

Channel	CM1 LOS (0-4m)	CM2 NLOS (0-4m)	CM3 NLOS (4-10m)	CM4 LOS
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	
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
λ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
γ	4.3	6.7	7.9	12
Γ	7.1	5.5	14.00	24.00
σ_1	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_2	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_x	3	3	3	3

여기서 ξ_l 은 l 번째 클러스터와 관련된 페이딩, $\beta_{k,l}$ 은 l 번째 클러스터의 k번째 레이와 관련된 페이딩, $P_{k,l}$ 은 반사로 인한 신호의 반전을 계산하기 위한 +/- 1 값을 나타낸다.

SG 3a 채널모델은 표 4에 나타난 바와 같이 CM1~CM4의 4가지로 주어지며 이중 CM1, CM2, CM3는 실제 측정된 파라미터를 기반으로 모델링 되었고, CM4는 최악의 경우로 RMS delay가 25ns에 이르는 열악한 상황을 고려하였다. 이러한 채널 모델에 따라 각각 100개의 구현 채널이 주어지게 된다.

표에서 Λ 는 클러스터 도달율, λ 는 레이 도달율을 나타내며 Γ 는 클러스터 감쇄요소, γ 는 레이 감쇄 요소, σ_1 은 클러스터 로그노말 페이딩의 표준편차, σ_2 는 레이의 로그노말 페이딩의 표준 편차를 나타낸다.

5.2 모의실험 환경

기존 채널 추정 방법과 제안하는 채널 추정기법의 성능을 분석하기 위하여 표 3과 같은 MB-OFDM 물리계층 파라미터를 사용하여 위 표 5와 같은 환경 하에서 모의실험 하였다.

표 5. 모의실험 환경
Table 5. Simulation environment

Data Rate	55Mbps	110Mbps	220Mbps	320Mbps
Coded bit per OFDM symbol	100	200	200	200
Coding rate	11/32	11/32	11/32	1/2
Spreading	Time and Frequency	Time	None	None
Channel Coding	Punctured Convolution Coding			
Channel Model	S-V channel			

5.3 모의실험 결과 / 분석

그림 8, 9, 10은 채널 모델에 따른 성능을 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 채널에 따라서 각각 1~1.5dB 정도의 이득을 보이고 있으며 이러한 이득은 제안한 알고리즘이 기존 알고리즘에 비해 잡음에 의한 영향을 상대적으로 덜 받기 때문이다. 또한 채널에 따르는 이득은 각 채널모델별로는 큰 차이를 보이지는 않았는데 이것은 제안한 알고리즘이 채널 상태와는 상관없이 잡음의 영향을 줄여주기 때문이다.

그림 11은 기존 220Mbps의 시스템에 부호화율을 1/2로 변경한 320Mbps의 성능 그래프를 나타내고 있다. 아래 그림에서 보는 것처럼 전체적으로 부호화율이 떨어져서 성능의 열화가 생기는 것을 볼 수 있으며 각 채널에 따른 이득은 220Mbps와 큰 차이를 보이지 않았다. 이 경우 역시 제안한 알고리즘의 성능개선 정도는 부호화율에도 독립적인 것을 알 수 있다.

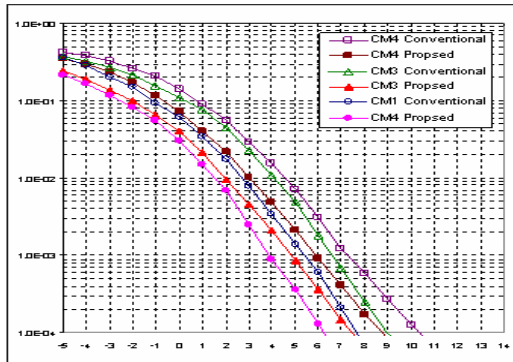


그림 8. 55Mbps에서의 채널에 따른 성능
Fig. 8. 55Mbps performance in various channel models

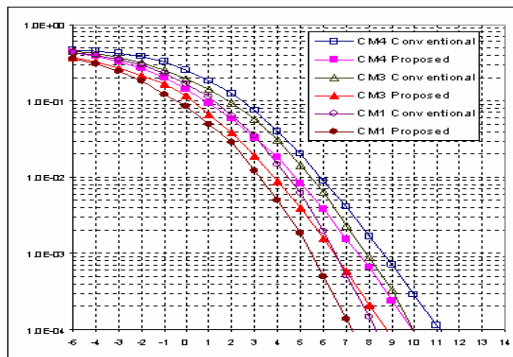


그림 9. 110Mbps에서의 채널 모델에 따른 성능
Fig. 9. 110Mbps performance in various channel models

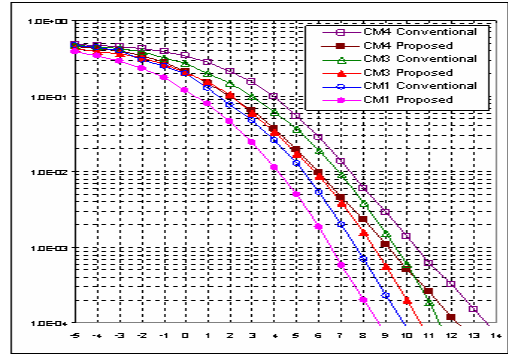


그림 10. 220Mbps에서의 채널에 따른 성능
Fig. 10. 220Mbps performance in various channel model

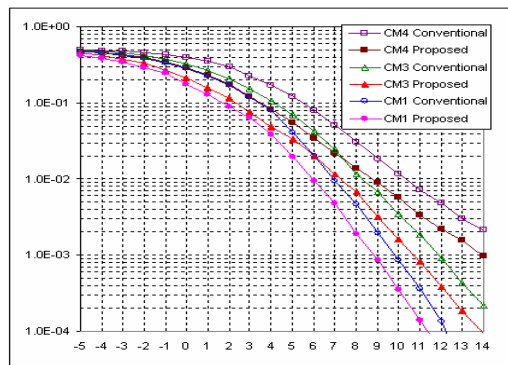


그림 11. 320Mbps에서의 채널모델에 따른 성능
Fig. 11. 320Mbps performance in various channel model

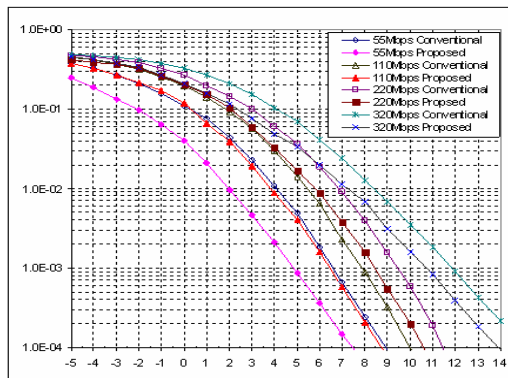


그림 12. 전송률의 변화에 따른 성능
Fig. 12. Performance in various data rate

그림 12는 전송률에 따른 성능 그래프를 나타내고 있다. 위 그래프에서 보이는 것처럼 전송률이 증가 하게 되면 그 이득은 약간 감소하는 경향을 보이고 있다. MB-OFDM 시스템의 확산을 거친 데이터

들이 수신단에서 서로 결합 되면서 좀더 정확한 채널 추정에 의한 데이터들이 결합될 경우 그 결합 이득이 많이 생기기 때문이다. 또한 320Mbps의 경우 220Mbps와 동일하게 확산 과정을 거치지 않기 때문에 그 이득이 220Mbps와 유사한 것을 알 수 있다.

이러한 채널 추정의 정확도에 대한 이득 외에 1 심볼의 PS 신호를 사용함에 따라 기존에 채널 추정을 위해 사용하던 CE 신호를 사용하지 않아도 되기 때문에 프리엠블을 좀 더 적게 사용할 수 있다는 장점이 있다.

표 6에서 보는 것과 같이 전체 프리엠블 길이의 20%정도를 감소시킬 수 있으며 프리엠블을 포함한 전체 컨트롤 데이터의 16%정도를 감소시키는 효과가 있다.

표 6. 제안한 알고리즘의 Redundancy 감소율
Table 6. Redundancy decrease rate of proposed algorithm

구 분	감 소 율	감소 OFDM 심볼수
프리엠블	20% 감소	30 → 24 (Symbol)
전체 컨트롤 데이터	16% 감소	39 → 33(Symbol)

VI. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.15 TG3a의 표준안으로 제안된 MB-OFDM 시스템의 채널 추정방법을 제안하고 그 성능을 모의실험을 통하여 분석하였다. 그 결과 제안하는 채널 추정 방법은 기존의 방법보다 적은 심볼을 사용하면서 잡음에 대해 약 1~1.5dB정도 강인하였다.

그러나 제안한 새로운 채널 추정 방법은 수신된 PS 신호의 지연에 따른 상관을 취해야 하는 방법으로 기존의 방법보다는 많은 계산이 요구 된다는 단점과 채널의 최대 지연시간을 알아야 더욱 정확한 추정성능을 가진다는 것을 알 수 있다. 만약 채널의 최대 지연시간을 정확히 추정할 수 있다면 PS Sequence의 지연에 따른 상관 역시 채널의 최대 지연 시간 만큼만 취하여 채널응답을 알 수가 있으므로 많은 계산량의 감소를 얻을 수 있다. 따라서 이러한 부분에 대한 추가적인 연구가 이루어질 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] Anuj Batra et al. Texas Instruments et al,

Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, IEEE P802.15-03/267r3, Mar.2004

[2] R. V Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, Boston, NJ, 2000

[3] J-J Van de Beek, O.Edfors, et al., "On Channel Estimation in OFDM Systems," Proc. of the 45th IEEE VTC, pp.815-819, July 1995.

[4] O. Edfors, M.Sandell, J-J Van De Beek, et al., "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition," IEEE Trans. Commun., vol. 46, pp.931-939. July 1998

[5] Imamura, D., S. Hara and N.Morinaga, "Pilot-Assisted Subcarrier Recovery Methods for OFDM Systems," IEICE Trans. on Commun, Vol. J82-B, No. 3, March 1999, pp.292-401

[6] 이주형, 김주경, 김재명, "고속 무선전송에서 상관관계를 이용한 채널 추정방식," 한국 ITS 학회 논문지, 제4권 1호 2005년 4월, pp.63-72

[7] Shinsuke Hara and R. Prasad, *Multicarrier Technique for 4G Mobile Communications*, Artech House, Boston and London, 2003

[8] Bernard Sklar, "Digital Communications fundamentals and applications," Prentice Hall PTR, 2002

[9] Jeff Foerster, sub-committee Chair, *Channel Modeling Sub-commiter Report*, IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, Feb.2003

손 성 환 (Soung-Hwan Shon)

준회원



2004년 2월 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
2004년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
<관심분야> UWB, 무선인지 기술, 이동통신 기술

이 경 탁 (Kyoung-Tak Lee)

준회원



2005년 2월 인하대학교 컴퓨터공학과 졸업(공학사)
2005년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
<관심분야> UWB, 채널추정기술, MIMO 기술

김 재 명 (Jae-Moung Kim)

중신회원



1974년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1981년 8월 미국 남가주 대학교(USC) 전기공학과 졸업(공학석사)
1987년 8월 연세대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
1974년 3월~1979년 6월 한국과학기술연구소, 한국통신기술연구소 근무
1982년 9월~2003년 3월 한국전자통신연구원 위성통신연구단 단장 / 무선방송연구소 소장 역임
2003년 4월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수
한국통신학회 상임이사, 한국방송공학회 부회장, 통신위성 우주산업연구회 부회장 외 정부 및 다수기업에 기술자문 등으로 활동중
<관심분야> 광대역 무선전송, 이동통신 및 위성통신, 디지털 방송분야