

MB-OFDM UWB 시스템을 위한 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법

준회원 조창훈*, 양석철*, 정회원 신요안*

Joint Estimation Schemes of Carrier and Sampling Frequency Offsets for MB-OFDM UWB Systems

Changhoon Cho*, Suckchel Yang* *Associate Member*, Yoan Shin* *Regular Member*

요약

본 논문에서는 향후 초고속 W-PAN(Wireless Personal Area Network)을 위한 유력한 전송 기술로서 각광받고 있는 MB-OFDM UWB(Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing Ultra Wide Band) 시스템의 동기화를 위한 효과적인 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법을 제시하고 성능을 평가하였다. 이를 위해 PLCP(Physical Layer Convergence Procedure) 프리앰블 내의 채널 추정 시퀀스를 이용하고 MB-OFDM UWB 시스템 기술 규격 및 주파수 운용 방식을 고려하였으며, 반송파와 샘플링 주파수 오프셋을 결합 추정하는 방법으로서 먼저 샘플링 주파수 오프셋을 추정하고 추정된 샘플링 주파수 오프셋을 이용하여 반송파 주파수 오프셋을 추정하는 방식을 적용하였다. 또한 추정된 오프셋 값들의 신뢰도 향상을 위해 각 과정에서 가중치 기반의 주파수 오프셋 추정 기법을 사용하였다. IEEE 802.15 Task Group 3a에서 제공하는 4가지 UWB 실내 채널 모델을 이용한 모의실험 결과, 각 부채널에서의 수신 신호 평균 전력을 반영하는 제안된 간단한 형태의 가중치 기반 추정 기법의 성능이 채널의 주파수 응답을 사용하여 완벽한 채널 추정을 필요로 하는 이상적인 방법에 비해 훨씬 낮은 복잡도로 유사한 성능을 얻을 수 있음을 확인 하였다.

Key Words : UWB(Ultra Wide Band), MB-OFDM(Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing), Carrier Frequency Offset, Sampling Frequency Offset, Weighting Factor

ABSTRACT

In this paper, we propose and evaluate joint carrier and sampling frequency offset estimation schemes based on the channel estimation sequences in PLCP (Physical Layer Convergence Procedure) preamble for the proper and efficient synchronization of the MB-OFDM UWB (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing Ultra Wide Band) systems which have recently drawn explosive attention for future W-PAN (Wireless Personal Area Network) applications. In the joint estimation schemes, we first estimate the sampling frequency offset, and then estimate the carrier frequency offset using the estimated sampling frequency offset. Moreover, to improve the reliability of the estimated offset values, each process uses a combination scheme based on weighting factors. Simulation results using IEEE 802.15 Task Group 3a UWB channel models reveal that the estimation scheme using the simple weighting factors based on easily-measurable received signal power of each sub-channel shows favorably

* 숭실대학교 정보통신전자공학부 ({ntrial, ysc0809}@amcs.ssu.ac.kr, yashin@e.ssu.ac.kr)

논문번호 : KICS2005-08-331, 접수일자 : 2005년 8월 10일

※ 본 논문은 숭실대학교 교내연구비 지원 결과임

comparable performance to the ideal scheme using the weighting factors based on the perfectly-estimated frequency response of the channel.

I. 서 론

2002년 4월 미국 연방통신위원회(Federal Communications Commission; FCC)의 주파수 할당 및 상업화 승인 이후 UWB(Ultra Wide Band) 통신 기술에 대한 연구와 개발은 전세계적으로 새로운 전기를 맞고 있다^[1]. 특히 100 Mbps 이상급 초고속 W-PAN(Wireless Personal Area Network)용 UWB 표준화를 담당하는 IEEE 802.15 TG(Task Group) 3a^[2]와 더불어, 향후 유비쿼터스 센서 네트워크 등에 요구될 무선측위 기능까지 수반하는 저속 저전력 W-PAN을 위한 UWB 표준화 그룹인 IEEE 802.15 TG4a^[3]를 중심으로 유수 관련 업체들이 경쟁적인 UWB 연구 개발 대열에 적극 참여하고 있는 상황이다. IEEE 802.15 TG3a에서는 현재 Texas Instruments사 중심의 MBOA(Multi-Band OFDM Alliance)에 의해 제안된 MB-OFDM(Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing) UWB 및 Freescale사 진영의 Dual-Band CDMA(Code Division Multiple Access) UWB가 최종 표준화를 위해 아직까지 경합하고 있는 실정이다^[2]. 최근 수차례의 표준화 회의에서 양 제안 방식 모두 표준안 승인을 위해 필요한 득표를 얻는데 실패하여, 두 방식 모두를 표준으로 하는 방안까지 제시되었으나 양측은 IEEE의 표준 승인 없이 독자적으로 자체 기술 규격 기반의 제품을 개발하여 시장에서의 선점을 통해 사실상의 표준을 차지하려는 입장이다.

IEEE 802.15 TG3a에서 검토되고 있는 MB-OFDM UWB 시스템^[4]에서는 기본적으로 OFDM 방식을 적용하면서 다수의 전송 채널의 제공을 목적으로 3개 또는 2개 서브밴드(Sub-Band)를 가진 총 5개 주파수 그룹으로 구성된 멀티밴드(Multi-Band)를 운용하고 있다. 또한, MB-OFDM UWB 시스템에서는 다중경로 채널 및 간섭에 대한 강인성을 제공하기 위해 TFI-OFDM(Time-Frequency Interleaved OFDM) 방식을 제안하고 있는데, 이를 통해 특정 서브밴드를 점유하는 OFDM 심벌들은 시간과 주파수상으로 인터리빙되어 전송되는 형태를 갖게 된다. 이와 더불어 MBOA에서는 이러한 MB-OFDM UWB 시스템의 운용을 위해 Piconet을 기본 단위로 하는 다원 접속 방식을 고려하고 있다.

이를 위해 각각의 Piconet들은 데이터 전송을 위해 특정 서브밴드를 점유할 수 있는 상대적인 시간상의 순서, 즉 서로 다른 고유의 TF(Time-Frequency) Code를 부여받게 되고 그에 따른 주파수 도약 패턴에 의해 해당 주파수 그룹내 특정 서브밴드들을 사용하여 OFDM 심벌을 전송하게 된다. 따라서 MB-OFDM UWB 시스템의 경우, 기존의 일반적인 OFDM 시스템과는 달리 멀티밴드를 이용한 주파수 도약을 통해 OFDM 심벌을 전송하는 방식을 취하고 있고 Piconet 마다 고유의 TF Code에 의해 특정 주파수 그룹내 서브밴드 도약 패턴이 각각 다르게 할당되므로 이를 감안한 효과적인 동기화가 요구된다. MB-OFDM UWB 시스템 기술 규격에서 제공하는 동기화를 위한 PLCP 프리앰블은 총 30개의 OFDM 심벌들로 구성되며, 세부적으로는 21개의 패킷 동기화(Packet Synchronization; PS) 시퀀스와 3개의 프레임 동기화(Frame Synchronization; FS) 시퀀스 및 6개의 채널 추정(Channel Estimation; CE) 시퀀스의 세 부분으로 분류될 수 있다.

한편 일반적인 OFDM 시스템은 부반송파 간에 직교성을 유지함으로써 높은 대역폭 효율을 가지게 되고, 각각의 부채널에서는 간단한 단단형 등화기를 사용하여 채널로 인한 왜곡을 보상할 수 있기 때문에 주파수 선택적 페이딩 채널에 강한 특성을 갖게 되며, 또한 심각한 인접 심벌간 간섭(Inter-Symbol Interference; ISI) 문제를 CP(Cyclic Prefix)를 사용하여 용이하게 해결할 수 있다^[5]. 하지만 부반송파 간의 직교성이 파괴되는 경우에는 인접 채널간 간섭(Inter-Carrier Interference; ICI)이 발생되어 시스템 성능을 크게 저하시키는 결과를 초래하게 된다. 이러한 성능 열화의 원인으로는 크게 도플러(Doppler) 주파수에 의한 데이터 심벌의 순환 천이와 수신단 오실레이터 오류에 의한 ICI를 유발하는 반송파 주파수 오프셋 및 송신단 DAC(Digital-to-Analog Converter)와 수신단 ADC(Analog-to-Digital Converter)에서의 샘플링 주파수간 오차로 인한 부반송파간 직교성 파괴로 ICI를 유발하며 신호 진폭 감쇄 및 데이터 심벌의 위상 회전으로 신호대잡음비(Signal-to-Noise Ratio; SNR) 손실을 가져오는 샘플링 주파수 오프셋을 들 수 있다^[6]. 특히 MB-OFDM UWB 시스템에서는 528 MHz의 초고속 샘플링 주파수를 사용하기 때문에, 기존의 무선통신

시스템들과 비교했을 때 상대적으로 샘플링 주파수 오프셋의 영향에 훨씬 더 민감하게 되므로 샘플링 주파수 오프셋에 대한 정확한 추정 및 보상이 반드시 필요하다.

이러한 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋의 효과적인 추정을 위해 기존의 대표적인 Maja 기법^[6]에서는, OFDM 반송파 주파수 오프셋 추정을 위한 기존의 Moose 방법^[7]에서와 유사하게 동일한 OFDM 심벌이 두 번 반복된 구조의 훈련 심벌을 이용하여 주파수 영역에서의 위상 비교를 통해 반송파와 샘플링 주파수 오프셋을 결합 추정하는 방법을 제시한 바 있다. 하지만 Maja 기법에서는 특별한 구조를 갖는 훈련 심벌의 사용을 추가적으로 고려해야 하므로 다소 비효율적이며, 특히 MB-OFDM UWB 시스템 고유의 시간 관련 파라미터 및 주파수 운용 방식 등을 비롯한 기술 규격을 감안했을 경우 적합하지 않다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 MB-OFDM UWB 시스템의 정확한 동기화를 위한 효과적인 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법을 제시하고 그 성능을 평가하고자 한다. 이를 위해 PLCP 프리앰블 내 6개의 CE 시퀀스를 이용하고 MB-OFDM UWB 시스템 기술 규격 및 주파수 운용 방식을 고려하였으며, 각각의 부반송파를 통해 얻어진 추정 결과들을 이용하여 최종적인 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋을 추정하기 위해 가중치(Weighting Factor) 기반의 조합 방식을 사용하고 가중치로 채널의 주파수 응답을 이용하는 방식과 각 부채널에서의 수신 신호 평균 전력을 반영하는 방식을 적용하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋이 OFDM 시스템에 미치는 영향에 대해 분석하고, 3절에서는 기존의 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법에 대해 소개한다. 4절에서는 MB-OFDM UWB 시스템 기술 규격 및 주파수 운용 방식에 대해 설명하고, 5절에서는 MB-OFDM UWB 시스템을 위한 PLCP 프리앰블 기반의 효과적인 반송파 및 샘플링 주파수 결합 동기화 기법을 제시한다. 6절에서는 IEEE 802.15 TG3a UWB 실내 채널 환경에서 제안 기법 성능에 대한 모의실험 결과들을 비교 분석하며, 마지막으로 7절에서 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템에서 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋의 영향

일반적인 이산 시간 OFDM 시스템의 송신단에서

OFDM 전송 심벌의 구성을 위해 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 거쳐 출력되는 n 번째 전송 신호 샘플은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s(n) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(\frac{j2\pi in}{N}\right), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (1)$$

위 식에서 N 은 부반송파 수 또는 IFFT 포인트 수를 나타내며, d_i 는 i 번째 데이터 심벌을 의미한다. 분석의 편의를 위해 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널에서 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋이 존재하지 않는 상황을 우선 고려하면, OFDM 시스템 수신단으로 입력되는 n 번째 수신 신호 샘플은 다음과 같다.

$$r(n) = s(n) + w(n) \quad (2)$$

여기서 $w(n)$ 은 n 번째 전송 신호 샘플에 첨가되는 AWGN 성분을 나타낸다. 결국 OFDM 시스템 수신단에서 최종적으로 FFT를 통해 복조되는 m 번째 데이터 심벌은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \exp\left(\frac{-j2\pi nm}{N}\right) + W(m) \quad (3)$$

$$m = 0, \dots, N-1$$

식 (3)에서 $W(m)$ 은 수신단에서 FFT를 통과한 후의 AWGN을 나타낸다.

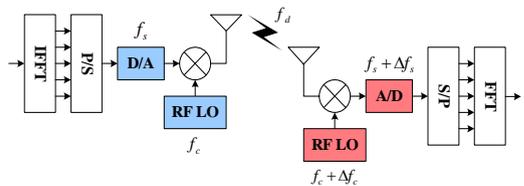


그림 1. 일반적인 OFDM 시스템 송수신단에서 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋의 발생 위치.

그림 1에서 보는 바와 같이 반송파 주파수 오프셋은 도플러 주파수 천이 및 수신단 오실레이터 오류에 의해 발생되며, 반면에 샘플링 주파수 오프셋은 송신단 DAC에서의 클럭 속도, 즉 샘플링 주파수와 수신단 ADC의 샘플링 주파수간 오차로 인해 발생된다. 여기서 f_d 는 도플러 주파수 천이를 나타내며, f_c 는 송신단 오실레이터의 반송파 주파수, Δf_c 는 수신단 오실레이터에서 발생하는 반송파 주파수 오프셋을 의미한다. 또한 송신단 DAC 부분에

표시된 f_s 는 정확한 샘플링 주파수, 즉 설계하고자 하는 OFDM 시스템 기술 규격에 일치하는 샘플링 주파수를 나타내는 반면, 수신단 ADC 부분의 Δf_s 는 클럭 속도 오차로 발생된 상대적인 샘플링 주파수 오프셋을 의미한다.

이러한 시스템에서 반송파 주파수 오프셋이 발생한 경우 수신단에서 수신된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다⁶⁾.

$$\begin{aligned}
 R_c(m) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \frac{1 - \exp(j2\pi[i + \epsilon_c - m])}{1 - \exp(j2\pi[i + \epsilon_c - m]/N)} + W(m) \\
 &= d_m \exp\left(\frac{j\pi(N-1)\epsilon_c}{N}\right) \frac{\sin(\pi\epsilon_c)}{N\sin(\pi\epsilon_c/N)} + W(m) \\
 &+ \frac{1}{N} \sum_{i \neq m}^{N-1} d_i \frac{\sin(\pi\epsilon_c)}{\sin(\pi[i + \epsilon_c - m]/N)} \exp\left(\frac{j\pi\epsilon_c(N-1)}{N}\right) \\
 &\cdot \exp\left(\frac{-j\pi(i-m)}{N}\right) m=0, \dots, N-1
 \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 $\epsilon_c = \Delta f_c / \Delta f$ 는 인접한 부반송파간의 간격인 Δf 로 정규화된 반송파 주파수 오프셋을 나타낸다.

또한 위와 유사한 방법으로 샘플링 주파수 오프셋이 발생한 경우의 수신 신호는 다음과 같이 표현된다⁶⁾.

$$\begin{aligned}
 R_s(m) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \frac{1 - \exp(j2\pi[i + \epsilon_s - m])}{1 - \exp(j2\pi[i + \epsilon_s - m]/N)} + W(m) \\
 &= \exp\left(\frac{-j\pi(N-1)m\epsilon_s}{N}\right) \frac{\sin(\pi m\epsilon_s)}{N\sin(\pi m\epsilon_s/N)} + W(m) \\
 &+ \frac{1}{N} \sum_{i \neq m}^{N-1} d_i \frac{\sin(\pi\epsilon_s)}{\sin(\pi[i + \epsilon_s - m]/N)} \exp\left(\frac{j\pi i\epsilon_s(N-1)}{N}\right) \\
 &\cdot \exp\left(\frac{-j\pi(i-m)}{N}\right) m=0, \dots, N-1
 \end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)에서 $\epsilon_s = \Delta f_s / f_s$ 는 정확한 샘플링 주파수인 f_s 로 정규화된 샘플링 주파수 오프셋을 의미한다.

결과적으로 식 (4)와 (5)를 통해 알 수 있듯이 OFDM 시스템에서 발생하는 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋은 다음과 같은 세 가지 영향을 야기하게 된다⁶⁾.

- ① 신호의 진폭 감쇄 요인
반송파 주파수 오프셋 : $|\sin(\pi\epsilon_c) / [N\sin(\pi\epsilon_c/N)]|$
샘플링 주파수 오프셋 : $|\sin(\pi m\epsilon_s) / [N\sin(\pi m\epsilon_s/N)]|$
- ② m 번째 데이터 심벌 d_m 에 대한 위상 회전

- ③ 부반송파간의 직교성 파괴로 인해 발생하는 ICI 현상

여기서 특히 샘플링 주파수 오프셋으로 인한 신호 진폭 감쇄 및 위상 회전은 부반송파마다 각각 다르게 나타나며, 또한 부반송파간의 직교성 파괴는 시스템 성능 열화의 심각한 원인이 된다.

III. 기존의 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법

기존의 대표적인 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법은 Maja에 의해 제안된 알고리즘⁶⁾으로서, OFDM 반송파 주파수 오프셋 추정을 위한 기존의 Moose 방법⁷⁾에서와 유사하게 그림 2에서와 같이 N -포인트 IFFT를 통과한 동일한 OFDM 심벌이 두 번 반복된 구조의 $2N$ 길이 훈련 심벌을 이용하여 수신단에서 N -포인트 FFT를 이용한 주파수 영역에서의 위상 비교를 통해 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 기법이다. 이 때 인접한 부반송파간의 위상 차이와 가중치를 이용하여 샘플링 주파수 오프셋을 먼저 추정하고, 추정된 샘플링 주파수 오프셋과 위와 동일한 가중치를 이용하여 반송파 주파수 오프셋을 추정한다.

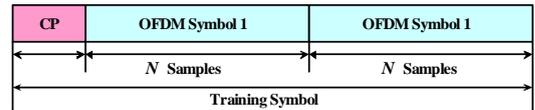


그림 2. Maja 기법에서 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋을 추정하기 위해 사용되는 훈련 심벌.

Maja 기법에서는 반송파 주파수 오프셋 ϵ_c 와 샘플링 주파수 오프셋 ϵ_s 가 각각 OFDM 시스템 수신단의 오실레이터와 ADC 부분에서 발생된다고 가정한다⁶⁾. 이러한 Maja 기법에서 CP 구간을 제외한 $2N$ 길이의 훈련 심벌 중 n 번째 신호 샘플은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 s(n) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(\frac{j2\pi in}{N}\right), \\
 n &= 0, \dots, 2N-1
 \end{aligned} \tag{6}$$

논의의 편의를 위해 일단 AWGN이 존재하지 않는 상황을 고려하면, OFDM 시스템 수신단으로 입력되는 n 번째 시간 영역 신호 샘플은 다음과 같이

표현될 수 있다.

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} d_i H_i \exp\left(\frac{j2\pi i n}{N}\right), \quad (7)$$

$n = 0, \dots, 2N - 1$

위 식에서 H_i 는 다중경로 채널로 인한 i 번째 부채널에서의 주파수 응답을 의미한다. 여기서 첫번째 N 개의 수신 신호 샘플에 대한 시스템 수신단에서의 i 번째 FFT 출력 신호는 다음과 같다.

$$R_{1i} = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) \exp\left(\frac{-j2\pi n(i(1+\epsilon_s) + \epsilon_c)}{N}\right), \quad (8)$$

$i = 0, \dots, N - 1$

다음으로 두번째 N 개의 수신 신호 샘플에 대한 FFT 출력 신호는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} R_{2i} &= \sum_{n=N}^{2N-1} r(n) \exp\left(\frac{-j2\pi n(i(1+\epsilon_s) + \epsilon_c)}{N}\right) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n+N) \\ &\quad \cdot \exp\left(\frac{-j2\pi(n+N)(i(1+\epsilon_s) + \epsilon_c)}{N}\right), \end{aligned} \quad (9)$$

$i = 0, \dots, N - 1$

$r(n) = r(n+N)$ 이므로 결과적으로 위의 식 (8)과 (9) 사이의 관계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{2i} = R_{1i} \exp(-j2\pi(\epsilon_s i + \epsilon_c)) \quad (10)$$

위 식에서 알 수 있듯이, 수신된 신호와 ICI는 첫번째 N 개의 수신 신호 샘플과 두 번째 N 개의 수신 신호 샘플간의 위상 차이에 의해 영향을 받으며 이는 식 (10)에서와 같이 $(\epsilon_s i + \epsilon_c)$ 에 비례한다. 따라서 i 번째 부반송파에서 수신 신호의 위상 차이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta\theta_i = 2\pi(\epsilon_s i + \epsilon_c) = \angle\left(\frac{R_{1i}}{R_{2i}}\right) \quad (11)$$

결국 인접한 두 부반송파 간의 위상차를 이용하면 i 번째 부반송파에서 추정된 OFDM 샘플링 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{s,i}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon}_{s,i} &= (\epsilon_s i + \epsilon_c) - (\epsilon_s(i-1) + \epsilon_c) \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\angle\left(\frac{R_{1i}}{R_{2i}}\right) - \angle\left(\frac{R_{1(i-1)}}{R_{2(i-1)}}\right) \right], \end{aligned} \quad (12)$$

$i = 1, \dots, N - 1$

그리고 실제 통신 시스템에서 존재하는 채널과 잡음의 영향을 고려하여, 좀 더 신뢰도가 향상된 추정치를 얻기 위해 식 (12)에서 추정된 각각의 부반송파별 OFDM 샘플링 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{s,i}$ 에 가중치 w_i 를 곱한 후 모든 부반송파에 대해 더하면 최종적으로 추정된 OFDM 샘플링 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_s$ 는 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}_s = \sum_{i=1}^{N-1} w_i \hat{\epsilon}_{s,i} \quad (13)$$

또한 식 (13)에서 추정된 OFDM 샘플링 주파수 오프셋과 식 (11)을 이용하여 i 번째 부반송파에서 추정된 OFDM 반송파 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{c,i}$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{c,i} = \frac{1}{2\pi} \angle\left(\frac{R_{1i}}{R_{2i}}\right) - i \hat{\epsilon}_s \quad (14)$$

이 때 OFDM 샘플링 주파수 오프셋 추정의 경우와 마찬가지로, 추정된 각각의 부반송파별 OFDM 반송파 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{c,i}$ 와 채널과 잡음의 영향을 고려한 가중치 w_i 를 곱한 후 모든 부반송파에 대해 더하면 최종적으로 추정된 OFDM 반송파 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_c$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_c = \sum_{i=1}^{N-1} w_i \hat{\epsilon}_{c,i} \quad (15)$$

이 때 어떤 가중치 w_i 를 선택하느냐에 따라 OFDM 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋의 추정 성능에 영향을 미칠 것이며 이에 따라 시스템의 복잡도 또한 달라질 것이므로, 이와 같은 가중치 기반의 추정의 경우 적절한 가중치의 선택이 매우 중요하다.

IV. MB-OFDM UWB 시스템의 기술 규격 및 주파수 운용 방식

MBOA에서 제안한 MB-OFDM UWB 시스템⁴⁾의 가장 큰 특징은, FCC에서 실내 무선통신 분야를

위해 할당된 3.1 GHz에서 10.6 GHz까지의 전체 7.5 GHz 주파수 대역을 528 MHz에 해당하는 다수의 서브밴드들로 나누어 멀티밴드를 구성한다는 점이다. 이러한 멀티밴드는 구체적으로 그림 3에서 보는 바와 같이 528 MHz의 주파수 간격과 대역폭을 갖는 총 14개의 서브밴드로 구성되며 이는 다시 5개의 주파수 그룹으로 분류되는데, 이 중 특히 5 GHz U-NII(Unlicensed National Information Infrastructure) 대역에 간섭이 존재하게 되는 경우에는 주파수 그룹 #2를 생략할 수 있다. MBOA는 MB-OFDM UWB 시스템의 빠른 구현을 위해, 우선적으로 주파수 그룹 #1의 사용을 의무 사항으로 그리고 주파수 그룹 #2~#5를 선택 사항으로 각각 제시하고 있다. 한편 MB-OFDM UWB 시스템에서는 다중경로 채널 및 간섭에 대한 강인성을 위해 TFI-OFDM 방식을 제안하고 있는데, 이를 통해 하나의 서브밴드를 점유하는 OFDM 심벌들은 시간과 주파수상으로 인터리빙되어 전송되는 형태를 갖게 된다. 즉 특정 시간에 전송되는 OFDM 심벌을 위해서는 주파수 그룹 #1의 3개 서브밴드 중 단 하나만의 서브밴드가 사용되며, 이를 위해 RF(Radio Frequency) 단에서 주파수 합성기를 추가적으로 사용하게 된다.

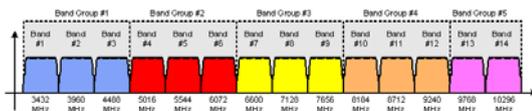


그림 3. MBOA에 의해 제안된 MB-OFDM UWB 시스템을 위한 멀티밴드 구성.

또한 MB-OFDM UWB 시스템에서는 데이터 변조를 위해 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)를 사용하고 OFDM을 위한 FFT 포인트 수는 128을 채택하고 있으며, 이를 기반으로 채널 부호화율의 선택, 시간 및 주파수상에서의 확산 방식을 조합하여 다양한 데이터 전송률의 지원이 가능하게 된다. 표 1에서는 MB-OFDM UWB 시스템에서의 기본적인 시간 관련 파라미터를 제시하고 있는데, 528 MHz에 해당하는 서브밴드 대역폭 내의 총 128개 부반송파 중에서 100개는 정보를 전송하기 위한 데이터 부반송파로 사용되고, 12개는 전체 주파수에 걸쳐 균등하게 배치되는 파일럿(Pilot) 부반송파로 사용되며 나머지 16개는 다양한 목적을 위한 보호(Guard) 및 가상(Virtual) 부반송파로 사용한다. 이와 더불어 다중경로 채널에 의한 ISI 및 ICI의 영

향뿐만 아니라 대역내 리플의 발생 또한 억제하기 위해, 기존의 OFDM 시스템에서 사용되던 CP 대신 OFDM 심벌 구간 이전 60.61 nsec 동안 “0”을 삽입하여 전송하는 ZP(Zero-padded Prefix) 방식을 사용하고 있다. 한편 이러한 ZP를 사용하게 되면 ISI는 방지되지만 여전히 ICI의 영향은 존재하게 되므로, 이를 제거하기 위해 수신단에서는 수신된 심벌 구간 이후에 채널의 영향으로 인해 나타나는 신호들을 복사하여 심벌의 앞부분에 그대로 더해줌으로써 CP를 삽입한 것과 동일한 효과를 얻게 된다. 또한, 시간 및 주파수상의 인터리빙을 위한 서브밴드 간 도약 과정에서 주파수 합성기의 안정적인 스위칭 시간을 제공하기 위하여 OFDM 심벌 구간 이후에 9.47 nsec 동안 “0”을 추가로 삽입하는 보호 구간(Guard Interval; GI)을 두고 있다.

표 1. MB-OFDM UWB 시스템을 위한 시간 관련 파라미터.

Parameter	Value
System Bandwidth, BW	528 MHz
Data Subcarriers, N_{SO}	100
Pilot Subcarriers, N_{SDP}	12
Guard Subcarriers, N_{SG}	12
Virtual Subcarriers, N_{SYC}	6
Subcarrier Frequency Spacing, ΔF	4.125 MHz ($BW/128$)
Sampling Period, T_s	1.89 nsec ($1/BW$)
IFFT/FFT Period, T_{FFT}	242.32 nsec ($1/\Delta F$)
Zero-Padded Prefix Duration, T_{ZP}	60.61 nsec ($32 \times T_s$)
Guard Interval Duration, T_{GI}	9.47 nsec ($5 \times T_s$)
Symbol Interval, T_{SYM}	312.5 nsec ($T_{FFT} + T_{ZP} + T_{GI}$)

한편 MB-OFDM UWB 시스템에서는 Piconet을 기본 단위로 하는 다원 접속 방식을 고려하고 있는데, 이를 위해 해당 주파수 그룹에서의 각 Piconet들은 특정 서브밴드를 점유할 수 있는 상대적인 시간상의 순서를 부여받게 된다. 즉 해당 주파수 그룹 내의 Piconet들은 표 2에서와 같은 서로 다른 고유의 TF Code를 할당받고, 그 주파수 도약 패턴에 의해 주파수 그룹내 특정 서브밴드들을 사용하여 OFDM 심벌을 전송하게 된다. 표 2에서 알 수 있듯이, 주파수 그룹 #1~#4에서는 3개의 서브밴드 공유를 위해 주파수 도약 패턴 주기가 6인 서로 다른 4개의 TF Code가 존재하게 되며 이로 인해 4개

의 Piconet을 수용할 수 있게 된다. 이외는 달리 주파수 그룹 #5에서는 2개의 서브밴드 공유를 위해 주기가 4인 서로 다른 2개의 TF Code가 존재하며 이를 통해 2개의 Piconet이 수용 가능하다. 따라서, 멀티밴드 내 5개의 주파수 그룹, 즉 14개의 서브밴드 모두를 사용했을 경우 수용할 수 있는 최대 Piconet 수, 즉 데이터 전송 채널의 종류는 총 18개가 된다.

표 2. MB-OFDM UWB 시스템에서 Piconet 다원 접속을 위한 TF Code 비교.

Band Group	Preamble Pattern	TF Code Length	TF Code					
			1	2	3	1	2	3
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
5	4	6	1	1	3	3	2	2
	1	4	1	2	1	2	-	-
	2	4	1	1	2	2	-	-

V. MB-OFDM 시스템을 위한 제안된 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법

MB-OFDM UWB 시스템의 동기화 및 채널 추정 정을 위한 PLCP 프리앰블은 그림 4에서처럼 총 30개의 OFDM 심벌들로 구성되어 있으며, 세부적으로는 21개의 PS 시퀀스, 3개의 FS 시퀀스, 6개의 CE 시퀀스의 세 부분으로 분류될 수 있다. 먼저, PS 시퀀스는 시간 영역 신호로서 패킷 검출 및 동기화, 대략(Coarse) 주파수 및 대략 심벌 시간 동기화를 위해 사용되며 PLCP 프리앰블을 구성하기 위해 각 Piconet마다 고유의 PS 시퀀스가 할당된다. 다음, FS 시퀀스 역시 시간 영역 신호이면서 동시에 각각의 PS 시퀀스와 180도의 위상차를 가지고 있으며 PLCP 프리앰블 내에서 PS 시퀀스의 경계 검출을 위해 사용된다. 마지막으로, CE 시퀀스는

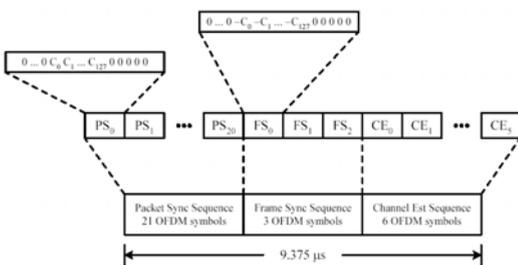


그림 4. MB-OFDM UWB 시스템의 동기화 및 채널 추정을 위한 PLCP 프리앰블 구조.

주파수 영역 신호로서 모든 Piconet에 공통적으로 동일하게 할당되며 채널 추정과 더불어 미세(Fine) 주파수 및 미세 심벌 시간 동기화를 위해 사용된다. 또한 MB-OFDM UWB 시스템에서는 Piconet간 간섭을 최대한 줄이고 더불어 다중경로 채널에 대한 강인성을 제공하기 위해, PLCP 프레임 내 데이터뿐만 아니라 프리앰블을 비롯한 모든 OFDM 심벌들을 각 Piconet에 할당된 TF Code 기반의 주파수 도약을 통해 전송한다. 따라서 PLCP 프리앰블을 이용하여 효과적인 MB-OFDM UWB 시스템의 동기화를 수행하기 위해서는 이러한 TF Code의 패턴 또한 반드시 고려해야할 중요한 요소이다. 본 논문에서는 MB-OFDM UWB 시스템의 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 추정을 위해 PLCP 프리앰블 내 6개의 CE 시퀀스를 이용하였다. CE 시퀀스는 앞서 기술된 바와 같이 주파수 영역 신호로 구성되며, 특히 MB-OFDM UWB 시스템 기술 규격상 총 128개의 부반송파 중에서 그림 5에서와 같이 122개만을 사용하게 된다.

한편 MB-OFDM UWB 시스템에서는 Piconet 공유의 TF Code에 따른 주파수 도약을 통한 OFDM 심벌 전송과 더불어, 주파수 합성기의 스위칭을 위한 GI 구간 및 ICI와 ISI 방지를 위한 ZP 구간을 추가적으로 두고 있기 때문에 앞서의 Maja 기법을 적용하기 위해서는 일정 부분 수정이 필요하다. 먼저, 서로 다른 주파수 선택적 페이딩으로 인한 추정 성능의 열화를 방지하기 위해서는 동일한 서브밴드를 통해 수신되는 CE 시퀀스들간의 위상 비교를 이용해야 하고, GI 구간과 ZP 구간 및 동일한 서브밴드간의 TF Code상 거리를 모두 감안해야 하며, 추정을 위해 사용될 수 있는 최대 부반송파 개수는 122개가 된다. 또한 MB-OFDM UWB 시스템에서는 그림 6에서와 같이 총 6개의 CE 시퀀스들이 3개의 서브밴드를 통해 두번씩 전송되므로, 각 서브밴드를 통해 추정된 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋들의 평균에 의한 추정 성능의 향상이 기대된다. 이 그림에서, $N_{FFT} \equiv 128$ 은 FFT 포인트수, $N_{GI} \equiv 5$ 는 보호 구간의 샘플수, 그리고 $N_{ZP} \equiv 32$ 는 ZP 구간의 샘플수를 나타낸다.

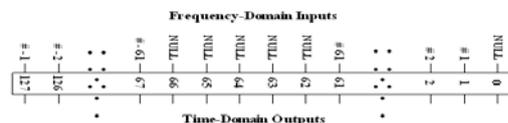


그림 5. MB-OFDM UWB 시스템을 위한 IFFT 입력력 구조.

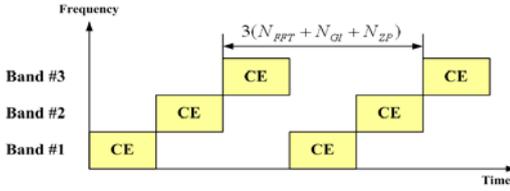


그림 6. MB-OFDM UWB 시스템에서 주파수 도약을 통한 CE 시퀀스 전송의 예(Piconet #1).

본 논문에서는 효과적인 MB-OFDM UWB 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법을 도출하기 위해 다음과 같은 두 가지의 가중치 기반 추정 방식을 고려했다. 첫번째는 이상적인 경우로서 가중치 계산시 완벽한 채널 추정에 의해 계산된 각 부채널의 주파수 응답을 사용하는 “ChG(Channel Gain)” 기법이며, 두번째는 제안된 기법으로서 가중치 계산시 각 부채널의 수신 신호 평균 전력을 사용하는 “RxP(Received Power)” 기법이다. 위의 추정 방식들을 설명하기 위해 그림 6에서와 같이 Piconet #1의 경우를 예로서 고려하게 되면, 앞서의 식 (10)은 MB-OFDM UWB 시스템을 위해 다음과 같이 변형되어야 한다.

$$R_{2i} = R_{1i} \exp\left(-j2\pi(\epsilon_s i + \epsilon_c) \frac{N_{FFT}}{3(N_{FFT} + N_{GI} + N_{ZP})}\right); \quad i \in I \quad (16)$$

단 I 는 그림 5에서 전체 N_{FFT} 개의 부반송파 인덱스 가운데 NULL에 해당하는 인덱스를 제외한 부반송파 인덱스, 즉 $I = \{0, \dots, N_{FFT} - 1\} - \{0, 62, 63, 64, 65, 55\}$ 이다. 첫번째 서브밴드(Band #1)만을 이용하는 경우 MB-OFDM UWB 시스템에서 샘플링 주파수 오프셋은 다음과 같이 추정할 수 있다. 먼저, 식 (12)에서 나타난 i 번째 부반송파에서 OFDM 샘플링 주파수 오프셋 추정 결과는 다음과 같이 다시 표현된다.

$$\hat{\epsilon}_{s,i} = \frac{N_{FFT}}{3(N_{FFT} + N_{GI} + N_{ZP})} \cdot \frac{1}{2\pi} \left[\angle \left(\frac{R_{1i}}{R_{2i}} \right) - \angle \left(\frac{R_{1(i-1)}}{R_{2(i-1)}} \right) \right]; \quad i \in I \quad (17)$$

추정된 각각의 부반송파별 OFDM 샘플링 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{s,i}$ 에 가중치 w_i 를 곱한 후 모든 부반송파에 대해 더하면 첫번째 서브밴드에서 최종적인 MB-OFDM UWB 샘플링 주파수 오프셋을 다음과

같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{s, Band\#1} = \sum_{i \in I} w_i \hat{\epsilon}_{s,i} \quad (18)$$

또한, 식 (18)에서 추정된 결과를 이용하여 i 번째 부반송파에서 OFDM 반송파 주파수 오프셋 추정 결과를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{c,i} = \frac{N_{FFT}}{3(N_{FFT} + N_{GI} + N_{ZP})} \cdot \frac{1}{2\pi} \angle \left(\frac{R_{1i}}{R_{2i}} \right) - i \hat{\epsilon}_{s, Band\#1}; \quad i \in I \quad (19)$$

앞서와 마찬가지로 추정된 각각의 부반송파별 OFDM 반송파 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{c,i}$ 에 가중치 w_i 를 곱한 후 모든 부반송파에 대해 더하면 첫번째 서브밴드에서 최종적인 MB-OFDM UWB 반송파 주파수 오프셋을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{c, Band\#1} = \sum_{i \in I} w_i \hat{\epsilon}_{c,i} \quad (20)$$

여기서 Piconet #2의 경우 TF Code의 주기성이 Piconet #1과 동일하므로 위 식들을 그대로 적용 가능하지만, Piconet #3 및 Piconet #4의 경우에는 TF Code의 주기성이 달라지게 되므로 위 식들에서의 계수 “3”이 “1”로 바뀌어야 한다.

3개의 서브밴드에서 발생한 오프셋이 모두 동일하다고 가정하면¹⁾ 성능의 개선을 위해 발생한 오프셋의 평균을 구하는 방식을 고려할 수 있다. 주파수 그룹 #1 내의 3개 서브밴드를 통해 추정된 모든 결과들에 대한 평균을 이용할 경우 MB-OFDM UWB 샘플링 주파수 오프셋과 반송파 주파수 오프셋 추정 과정은 각각 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}_{s, 3Bands} = \frac{1}{3} (\hat{\epsilon}_{s, Band\#1} + \hat{\epsilon}_{s, Band\#2} + \hat{\epsilon}_{s, Band\#3}) \quad (21)$$

$$\hat{\epsilon}_{c, 3Bands} = \frac{1}{3} (\hat{\epsilon}_{c, Band\#1} + \hat{\epsilon}_{c, Band\#2} + \hat{\epsilon}_{c, Band\#3}) \quad (22)$$

식 (18)과 식 (20)에서 가중치 w_i 는 ChG 기법과 RxP 기법의 경우 각각 식 (23)과 식 (24)와 같다.

1) 만약 시스템에서 각 서브밴드의 주파수 오프셋이 서로 다를 경우는 단순한 평균으로 성능 향상을 기대하기는 어려우며, 실제 규격상 주파수간의 관계를 고려하여야 한다.

$$\text{ChG 기법: } w_i = |H_i|^2 / \sum_{k \in I} |H_k|^2 \quad (23)$$

$$\text{RxP 기법: } w_i = P_i^2 / \sum_{k \in I} P_k^2 \quad (24)$$

식 (23)에서 H_i 는 i 번째 부채널의 주파수 응답을 의미하며 식 (24)에서 $P_i^2 \equiv (P_{1i}^2 + P_{2i}^2)/2$ 는 i 번째 부채널에 대한 평균 수신 신호 전력을 나타낸다. 또한 P_{1i} 와 P_{2i} 는 앞서 Maja 기법에서의 연속된 OFDM 심벌들이 아닌 동일한 서브밴드를 통해 수신된 i 번째 CE 시퀀스들의 수신 신호 전력이다. 위에서 언급한 ChG 기법과 RxP 기법의 두 가지 기법을 비교하여 보면, ChG 기법의 경우 수신단에서 채널 추정이 완벽하게 이루어져야 하기 때문에 시스템이 복잡한 반면, 제안된 RxP 기법의 경우 단순히 수신된 신호의 전력을 가중치로 사용하므로 시스템의 단순한 구현이 가능하다.

VI. 모의실험 결과

MB-OFDM UWB 시스템에서 PLCP 프리앰블 내 CE 시퀀스를 이용하는 제안된 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법에 대한 성능 평가를 위해 모의실험을 수행하였다. 이를 위해, 먼저 MB-OFDM UWB 시스템을 위한 기술 규격 및 멀티밴드 운용 방식을 고려하여 IEEE 802.15 TG3a에서 제공된 4가지 UWB 실내 채널 모델인 CM1~CM4^[8]를 우선적인 의무 사항인 주파수 그룹 #1 내의 3개 서브밴드에 맞게 재구성하였다. 또한 모든 모의실험에 대하여 Piconet #1의 경우를 고려하였고, OFDM 심벌 시간 오프셋은 사전에 완벽히 보상되었다고 가정하였다. MB-OFDM 표준에 의하면 최대 샘플링 주파수 오프셋은 20 ppm(part per million)으로 정의되어 있지만^[4], 보다 더 열악한 환경에서의 성능을 확인하기 위해 이의 10배인 200 ppm으로 샘플링 주파수 오프셋 ϵ_s 를 고정하였고, 반송파 주파수 오프셋 ϵ_c 를 0.05로 고정하였다. 한편, 모든 결과에서 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 추정을 위해 주파수 그룹 #1 내 모든 3개 서브밴드들을 통해 추정된 결과에 대한 평균을 이용하는 경우 (즉, 식 (21))를 고려 하였다.

그림 7과 8은 각각 샘플링 주파수 오프셋 추정과 반송파 주파수 오프셋 추정에 대한 표준편차 (Standard Deviation)를 나타내며, 그림 9와 10은 각각 샘플링 주파수 오프셋 추정과 반송파 주파수 오프셋 추정

에 대한 PDF(Probability Density Function) 성능을 비교 도시하고 있다. 또한, 표 3과 4에서는 각각 추정된 샘플링 주파수 오프셋과 반송파 주파수 오프셋에 대한 표준편차를 채널 종류와 SNR, 추정 기법에 따라 비교 제시하고 있다. 모의실험 분석 결과, MB-OFDM UWB 시스템에서 반송파와 샘플링

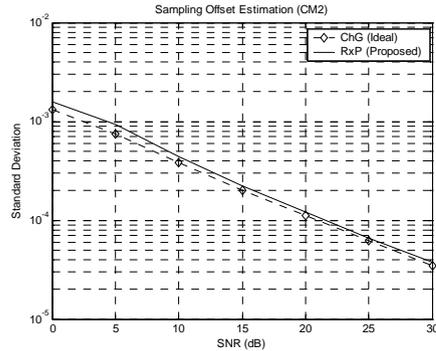


그림 7. 추정 기법과 SNR에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정의 표준편차 성능 (CM2, Piconet #1, $\epsilon_s = 200$ ppm, $\epsilon_c = 0.05$).

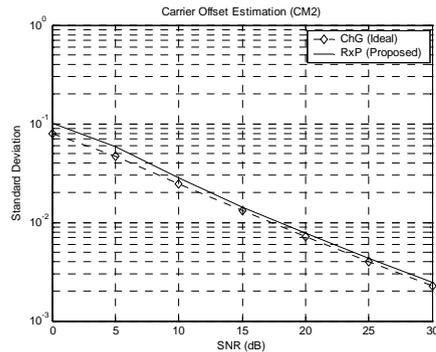


그림 8. 추정 기법과 SNR에 따른 반송파 주파수 오프셋 추정의 표준편차 성능 (CM2, Piconet #1, $\epsilon_s = 200$ ppm, $\epsilon_c = 0.05$).

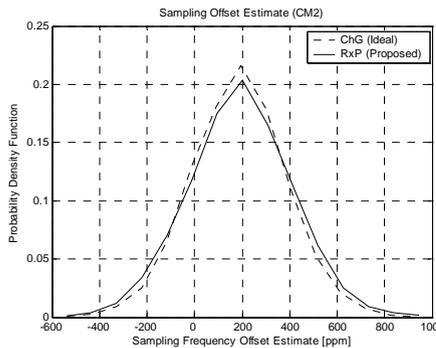


그림 9. 추정 기법에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정의 PDF 성능(CM2, Piconet #1, SNR = 15 dB, $\epsilon_s = 200$ ppm, $\epsilon_c = 0.05$).

표 3. 채널 종류, SNR, 추정 기법에 따른 샘플링 주파수 오프셋 추정에 대한 표준편차 (Piconet #1, $\epsilon_s = 200$ ppm, $\epsilon_c = 0.05$).

Standard Deviation of Estimation Errors [ppm]								
Channel Model	CM1		CM2		CM3		CM4	
SNR (dB)	ChG	RxP	ChG	RxP	ChG	RxP	ChG	RxP
0	1025.0	1543.3	1300.5	1588.2	1797.8	1722.2	2088.6	1792.8
5	593.30	850.08	748.09	922.77	1108.0	1134.6	1343.2	1269.8
10	289.88	377.47	381.90	440.42	596.73	623.28	784.32	792.67
15	150.58	177.73	201.99	221.16	330.58	344.18	445.53	454.35
20	84.920	97.549	112.04	120.64	188.92	196.26	262.99	266.15
25	48.250	54.620	61.798	66.653	111.42	116.99	153.69	155.66
30	27.250	30.784	34.837	37.824	61.501	63.902	90.322	90.860

표 4. 채널 종류, SNR, 추정 기법에 따른 반송파 주파수 오프셋 추정에 대한 표준편차 (Piconet #1, $\epsilon_s = 200$ ppm, $\epsilon_c = 0.05$).

Standard Deviation of Estimation Errors								
Channel Model	CM1		CM2		CM3		CM4	
SNR (dB)	ChG	RxP	ChG	RxP	ChG	RxP	ChG	RxP
0	0.0632	0.0985	0.0792	0.1014	0.1107	0.1109	0.1288	0.1158
5	0.0374	0.0542	0.0469	0.0586	0.0701	0.0732	0.0846	0.0824
10	0.0187	0.0244	0.0245	0.0283	0.0384	0.0404	0.0502	0.0513
15	0.0097	0.0115	0.0130	0.0143	0.0213	0.0222	0.0287	0.0294
20	0.0055	0.0064	0.0072	0.0078	0.0122	0.0127	0.0169	0.0171
25	0.0032	0.0036	0.0039	0.0043	0.0072	0.0076	0.0098	0.0100
30	0.0018	0.0020	0.0023	0.0024	0.0040	0.0042	0.0057	0.0058

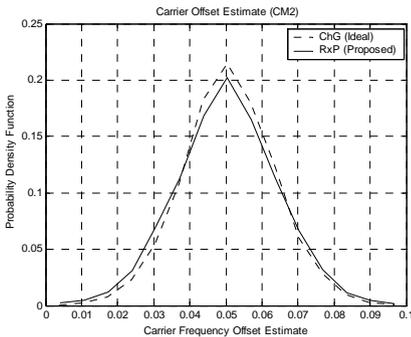


그림 10. 추정 기법에 따른 반송파 주파수 오프셋 추정의 PDF 성능(CM2, Piconet #1, SNR = 15 dB, $\epsilon_s = 200$ ppm, $\epsilon_c = 0.05$).

주파수 오프셋을 결합 추정하는 알고리즘으로 본 논문에서 제안된 각 부채널에서의 수신 신호의 평균 전력만을 사용하는 RxP 기법이 완벽한 채널 추정을 기반으로 하여 각 부채널의 주파수 응답을 사용하는 ChG 기법에 비해 낮은 복잡도로 유사한 추정 성능을 나타내고 있음을 확인할 수 있다.

VII. 결론

본 논문에서는 향후 초고속 W-PAN을 위한 유력한 전송 기술로서 각광받고 있는 MB-OFDM UWB

시스템의 동기화를 위한 효과적인 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋 결합 추정 기법을 제시하고 그 성능을 평가하였다. 이를 위해 PLCP 프리앰블 내의 CE 시퀀스를 이용하고 MB-OFDM UWB 시스템 기술 규격 및 주파수 운용 방식을 고려하였으며, 각 부반송파를 통해 얻어진 추정 결과들을 이용하여 최종적인 반송파 및 샘플링 주파수 오프셋을 추정하기 위해 가중치 기반 조합 방식을 적용하였다. 이때 가중치로는 각 부채널에서의 수신 신호의 평균 전력만을 기반으로 하는 제안된 RxP 기법과 각 부채널의 주파수 응답을 사용하는 이상적인 ChG 기법을 고려하였다. IEEE 802.15 TG 3a에서 제공하는 4가지 UWB 실내 채널 모델을 이용한 모의실험 결과, 잡음 영향 감소 및 주파수 선택적 페이딩에 대한 강인성을 제공하기 위하여 각각의 서브밴드들로부터 추정된 결과들에 대한 평균을 이용할 경우 모든 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법들에 대하여 추정 성능이 개선됨을 볼 수 있었다. 또한, 각 부채널에서의 수신 신호 평균 전력만을 적용하는 제안된 간단한 형태의 가중치 기반 결합 추정 기법의 성능이 완벽한 채널 추정을 기반으로 각 부채널에서의 주파수 응답을 적용하는 형태의 가중치 기반 결합 추정 기법과 비교하여 낮은 복잡도로도 유사한 성능을 나타내는 것을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission," ET Docket 98-153, April 2002.
- [2] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3a.html>
- [3] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [4] <http://www.multibandofdm.org/presentations.html>
- [5] R. van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House Publisher, 2000.
- [6] S. Maja, "Carrier and sampling frequency offset estimation and correction in multicarrier systems," *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM 2001)*, vol. 1, pp. 437-440, San Antonio, USA, November 2001.
- [7] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, October 1994.
- [8] IEEE 802.15 TG3a Channel Modeling Subcommittee, "Proposed UWB channel model," available at <http://www.ieee802.org/15/pub/TG3.html>

조 창 훈 (Changhoon Cho)

준회원



2004년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업(학사)
 2004년 3월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 석사과정
 <관심분야> UWB 전송 시스템, OFDM 동기 알고리즘

양 석 철 (Suckchel Yang)

준회원



2002년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업(학사)
 2004년 2월 숭실대학교 정보통신전자공학부 졸업(석사)
 2004년 3월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 박사과정
 <관심분야> UWB 전송 시스템, OFDM 동기 알고리즘, MIMO-OFDM 시스템

신 요 안 (Yoan Shin)

정회원



1987년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업(학사)
 1989년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업(석사)
 1992년 12월 University of Texas at Austin 전기및컴퓨터공학과 졸업(박사)
 1992년 12월~1994년 7월 오스틴 소재 MCC (Microelectronics & Computer Technology Corp.) 연구원
 컨소시엄 Member of Technical Staff
 1994년 9월~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수
 <관심분야> CDMA 및 OFDM 모뎀, UWB 전송 시스템, MIMO 시공간 신호처리