

4 병렬 동기 구조를 이용한 MB-OFDM UWB 수신기 설계 및 평가

A MB-OFDM UWB Receiver Design and Evaluation Using 4 Parallel Synchronization Architecture

신철호 · 최상성 · 이한호* · 백정기**

Cheol-Ho Shin · Sangsung Choi · Hanho Lee* · Jeong-Ki Pack**

요 약

본 논문은 IEEE802.15.3a Alt-PHY로 표준화중인 MB-OFDM UWB(Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing Ultra Wide Band) 시스템 수신기 설계 방안을 제시하고 링크 마진(link margin) 설계를 위해 4 병렬 구조에 의한 구현 손실을 정량적으로 분석하는 것이다. 먼저 MB-OFDM UWB 시스템의 전송 방식을 설명하고, 동기 구조를 완전한 디지털 방식으로 설계하기 위해 반송 주파수 오프셋(carrier frequency offset)과 샘플링 클럭 오프셋(sampling clock offset)이 MB-OFDM UWB 시스템에 미치는 영향을 분석하였다. 그리고 이러한 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋을 추정하고 보상하기 위한 알고리즘과 VLSI 구현을 위하여 MB-OFDM UWB 시스템의 패킷 전송 구조를 이용한 4 병렬 동기 구조를 제시하였다. 본 논문에서 제시한 시스템 동기를 위한 수신 구조와 단순화된 4 병렬 구조에 의한 구현 손실 값은 MB-OFDM 시스템 규격에서 제시한 최대 허용 가능한 반송 주파수 오프셋 및 샘플링 클럭 오프셋에서 최대 3.08 dB로 시뮬레이션을 통해 분석되었다.

Abstract

The purpose of this paper is to design the architecture for synchronization of MB-OFDM UWB system that is being processed the standardization for Alt-PHY of WPAN(Wireless Personal Area Network) at IEEE802.15.3a and to analyze the implementation loss due to 4 parallel synchronization architecture for design of link margin. First an overview of the MB-OFDM UWB system based on IEEE802.15.3a Alt-PHY standard is described. The effects of non-ideal transmission conditions of the MB-OFDM UWB system including carrier frequency offset and sampling clock offset are analyzed to design a full digital architecture for synchronization. The synchronization architecture using 4-parallel structure is then proposed to consider the VLSI implementation including algorithms for carrier frequency offset and sampling clock offset to minimize the effects of synchronization errors. The overall performance degradation due to the proposed synchronization architecture is simulated to be with maximum 3.08 dB of the ideal receiver in maximum carrier frequency offset and sampling clock offset tolerance for MB-OFDM UWB system.

Key words : MB-OFDM, UWB, Receiver, Synchronization, NCO, Equalizer

I. 서 론

초광대역(UWB: Ultra Wideband) 통신 방식은 아주 넓은 주파수 대역을 사용하는 통신 방식을 의미

한국전자통신연구원 무선홈네트워크연구팀(Wireless Home Network Research Team, ETRI)

*인하대학교 정보통신학부(School of Information and Communication Engineering, Inha University)

**충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20050805-083

· 수정완료일자 : 2005년 10월 28일

한다. 미국 FCC(Federal Communications Commission)에서 정의하고 있는 형태로는 중심 주파수 대비 대역폭이 20 % 이상이거나 500 MHz 이상의 주파수 대역폭을 차지하는 통신 방식을 의미한다. 현재 FCC에서는 통신용으로 3.1~10.6 GHz 주파수 대역에 대하여 송신 신호 전력의 한계를 규정하고 있다. UWB 방식의 신호는 넓은 주파수 대역을 사용할 수 있으므로 주파수 영역에서의 전력 밀도 값을 아주 작은 값으로 할 수 있어 다른 통신 신호가 존재하는 주파수에 중첩되어 사용하더라도 간섭을 거의 주지 않을 수 있다는 점을 이용하고 있다. 초기에 제안된 UWB 방식 신호는 아주 짧은 펄스를 사용함으로써 넓은 주파수 대역을 얻었으나 현재는 MB-OFDM^[1]과, DS-UWB(Direct 시퀀스 UWB)^[2] 방식이 802.15.3a UWB 통신 규격으로 검토되고 있다.

MB-OFDM 기술은 FCC에서 제시한 송신 신호 전력 규정을 만족하고, 전력 소모를 최소화 하면서 다중 SOP(Simultaneous Operating Piconet)를 제공하기 위해 TF(Time Frequency) 호핑 패턴을 이용한다^[1]. MB-OFDM 방식에서는 각 전송 OFDM 심볼마다 TF(Time Frequency) 호핑 패턴에 따라 주파수를 변경해 주어야 하는 점을 제외하면 기존 OFDM 전송 방식과 마찬가지로 각각의 직교성을 가지는 부반송파에 데이터를 병렬로 고속 전송하는 방식이다. 따라서, MB-OFDM UWB 시스템도 단일 반송파 전송 방식과 마찬가지로 반송 주파수 옵셋에 민감하며, 송신기와 수신기 사이에 반송 주파수 옵셋이 존재하면, 각 부반송파간의 직교성이 훼손되어 ICI(Inter-Carrier Interference)가 발생한다^{[3],[4]}.

본 논문에서는 반송 주파수 옵셋과 샘플링 클럭 옵셋이 MB-OFDM UWB 시스템 성능에 미치는 영향을 분석하고, MB-OFDM UWB 시스템 규격에서 제시한 프리앰블(preamble) 및 OFDM 심볼 구조를 이용하여 반송 주파수 옵셋 및 샘플링 클럭 옵셋을 디지털적으로 보상하는 기법들에 대해 간략히 소개한다. 특히, VLSI 구현을 위하여 ADC(Analog-to-Digital Converter)에서 528 MHz로 샘플링된 데이터를 최대 내부 클럭 주파수 132 MHz로 처리하기 위해 4 병렬 구조로 수신기를 설계하였다.

그리고 반송 주파수 옵셋과 샘플링 클럭 옵셋을 보상하기 위해 사용된 NCO(Numerically Controlled

Oscillator)와 주파수 영역 등화기(frequency domain equalizer)를 간단한 4 병렬 구조로 설계하기 위하여 병렬 구조 내에서는 동일한 값으로 보상하는 기법을 제안하였다. 또한, 실제로 이러한 4 병렬 구조를 이용할 경우 추가로 발생하는 구현 손실을 MB-OFDM UWB 시스템 규격에서 제시한 최대 허용 가능한 40 ppm의 반송 주파수 옵셋 및 샘플링 클럭 옵셋에서 시뮬레이션을 통해 분석하였다.

본 논문에서는 MB-OFDM UWB 시스템의 프리앰블을 이용한 효과적인 수신기 구조를 설계하기 위해 2장에서 MB-OFDM UWB 시스템 전송 방식에 대해 설명하고, 3장에서 OFDM 방식 시스템을 설계함에 있어 고려해야 할 반송 주파수 옵셋과 샘플링 클럭 옵셋에 의한 영향을 분석하였다. 또한 4장에서 기존 MLE(Maximum Likelihood Estimation) 방식을 이용한 반송 주파수 옵셋 추정 기법과 LS(Least Square) 방식의 채널 추정 기법 등을 포함한 핵심 동기 알고리즘들에 대해 소개하고, 5장에서 VLSI 구현을 고려하여 4 병렬 구조로 설계된 NCO와 주파수 영역 등화기를 포함한 전체적인 수신 구조를 설명한다. 그리고, 6장에서는 4장에서 제시한 동기 알고리즘과 5장에서 제시한 4 병렬 구조 수신기에 의한 구현 손실을 최대 허용 가능한 반송 주파수 옵셋 및 샘플링 클럭 옵셋에서 시뮬레이션 방법을 통해 분석하고, 7장에서 결론을 논하고자 한다.

II. MB-OFDM UWB 통신 방식

MB-OFDM UWB 시스템의 실제 RF 전송 신호는 식 (1)과 같이 표현된다^[1].

$$r_{RF}(t) = Re \left\{ \sum_{l=0}^{N-1} r_l(t - lT_{SYM}) \exp(j2\pi f_c t) \right\} \quad (1)$$

여기서, $Re(\cdot)$ 는 복소 값의 실수 부분을 표현하며, $r_l(t)$ 는 l 번째 OFDM 심볼의 복소 기저 신호이다. 그리고 N 은 전송되는 OFDM 심볼 개수이며, T_{SYM} 은 심볼 간격이다.

MB-OFDM UWB 시스템에서 OFDM 심볼들은 그림 1의 주파수 대역을 이용하여 표 1에 보인 TF 코드들에 따라 전송되며, l 번째 전송되는 OFDM 심볼의 중심 주파수는 식 (1)에서 f_l 로 표현된다.

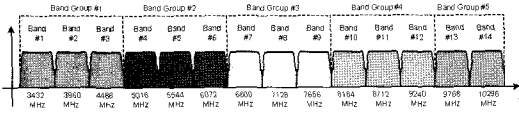


그림 1. MB-OFDM UWB 시스템의 주파수 할당
Fig. 1. Frequency allocation of MB-OFDM UWB system.

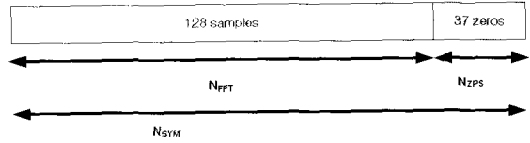


그림 3. MB-OFDM 심볼 구조
Fig. 3. Structure of MB-OFDM symbol.

표 1. TF 코드들
Table 1. TF Codes.

프리앰블 패턴	TF 코드					
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

본 논문에서는 표 1에 보인 TF 코드들에 따라, 그림 1의 BandGroup #1에 포함된 3개 주파수 대역을 사용하는 MB-OFDM UWB 시스템을 설계하였다.

그림 1의 BandGroup #1의 주파수들과 표 1의 프리앰블 패턴 2에 따른 MB-OFDM UWB 시스템의 전송 규칙을 도시하면 그림 2와 같다. 그림 2에서 각 OFDM 심볼은 매 심볼마다 프리앰블 패턴 2에 따라 그림 1의 3개 주파수들을 호핑하며 전송된다.

IEEE802.11a(WLAN)와 같은 다른 OFDM 시스템에서는 다중경로 채널에 의해 야기되는 ISI(Inter-Symbol Interference)를 피하기 위해 유효 OFDM 심볼 마지막 1/4정도의 샘플들을 전송하고자 하는 OFDM 심볼 앞부분에 반복 전송하는 CP(Cyclic Prefix)를 사용한다. 그러나 송신 출력에 엄격한 제한을 받고 있는 MB-OFDM UWB 시스템은 유효 송신 출력을 높이기 위해 CP대신에 32개의 zero들을 전송하며, 128개의 IFFT 출력 샘플 및 채널 스위칭을 위한 5개의

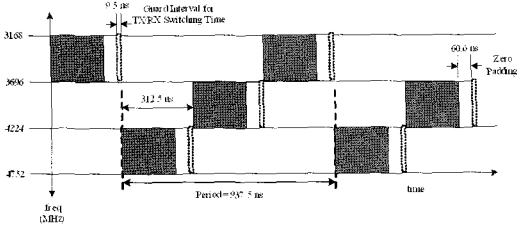


그림 2. MB-OFDM UWB 시스템의 전송 규칙
Fig. 2. Transmitting principle of MB-OFDM UWB system.

zero들을 포함하여 그림 3과 같이 총 165개의 샘플로 구성된다.

III. 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋의 영향

디지털 통신 시스템은 송신기와 수신기 사이의 LO(Local Oscillator) 주파수 차이에 의해 반송 주파수 오프셋 및 샘플링 클럭 오프셋을 겪게 되며, 특히 OFDM 시스템의 경우 복조 과정에서 이러한 오프셋들에 의해 매우 민감한 영향을 받게 된다. 따라서, 디지털 통신 시스템을 설계함에 있어 이러한 오프셋들을 적절하게 추정하고 보상하는 알고리즘을 설계하는 것이 매우 중요하다.

3-1 반송 주파수 오프셋의 영향

반송 주파수 오프셋을 가지고 수신된 FFT단을 통과시킨 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파 심볼은 식 (2)와 같이 표현될 수 있다^[3].

$$Y_{l,k} = H_{l,k} \cdot X_{l,k} \frac{\sin \pi \epsilon}{N_{FFT} \sin \frac{\pi \epsilon}{N_{FFT}}} e^{j\pi \epsilon \frac{(N_{FFT}-1)}{N_{FFT}}} + I_{l,k} \quad (2)$$

여기서,

$$I_{l,k} = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N_{FFT}-1} H_{l,m} \cdot X_{l,m} \cdot \frac{\sin \pi(m-k+\epsilon)}{N_{FFT} \sin \frac{\pi(m-k+\epsilon)}{N_{FFT}}} e^{j\pi(m-k+\epsilon) \frac{N_{FFT}-1}{N_{FFT}}}$$

식 (2)에서 알 수 있듯이 반송 주파수 오프셋이 있을 경우에 수신 신호는 반송 주파수 오프셋에 의한 진폭과 위상 왜곡을 받음과 동시에 식 (2)의 두 번째 항에 나타난 것처럼 인접된 부반송파에 의한 ICI를 겪게 된다.

다행스럽게도, MB-OFDM UWB 시스템 규격에서

는 이러한 반송 주파수 옵셋을 추정하고 보상하기 위한 프리엠프블 구조를 제공하고 있으며, 수신 단에서 FFT 처리 전에 프리엠프블내의 알려진 두 OFDM 심볼간의 위상차를 이용하여 반송 주파수 옵셋을 추정하고 NCO를 이용하여 보상할 수 있다. 반송 주파수 옵셋을 보상한 후 잔류 반송 주파수 옵셋이 충분히 작다면 식 (2)의 두 번째 항에 해당하는 ICI는 거의 무시될 수 있으며, 잔류 반송 주파수 옵셋은 tracking 과정에서 다시 한번 보상된다.

3-2 샘플링 클럭 옵셋의 영향

샘플링 클럭 옵셋이 존재할 경우, 전송된 OFDM 심볼을 수신하기 위한 FFT 윈도우는 그림 4에서와 같이 이상적인 FFT 윈도우로부터 샘플링 클럭 옵셋에 따라 CASE I이나 CASE II 방향으로 전송 패킷 내에서 OFDM 심볼이 진행함에 따라 이동하게 된다. 그림 4에서 알 수 있듯, FFT 윈도우의 시작 지점이 CASE I에 존재하는 허용 구간(allowed-region)내에 있다면, 수신된 신호는 ISI를 겪지 않는다. 이러한 ISI를 방지할 수 있는 허용 구간은 최대 채널 분산에 의해 결정되며, 식 (3)과 같이 정의 된다^[5].

$$\text{floor}(\tau_{\max}/T_s) - 32 \leq \text{허용구간(allowed region)} \leq 0 \quad (3)$$

만약 FFT 윈도우 시작 구간이 식 (3)을 위반한다면, 수신 신호는 ISI와 ICI를 겪게 된다^[5]. 따라서, FFT 윈도우가 CASE I내의 허용 구간에서 유지될 수 있도록 시스템 설계부터 신중하게 고려되어야 한다. 그리고, MB-OFDM UWB 시스템은 IEEE802.11a와 같은 다른 OFDM 시스템에서 다중 경로 페이딩을 극복하기 위해 사용한 CP와 동일한 효과를 부여하기 위해 수신 단에서 128-point FFT 윈도우 끝 부분부터 최대 32 샘플들을 그림 5에서와 같이 FFT 윈도우 앞

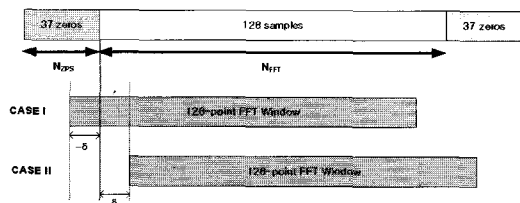


그림 4. 샘플링 클럭 옵셋에 의한 FFT 윈도우 이동
Fig. 4. FFT window shift due to sampling clock offset.

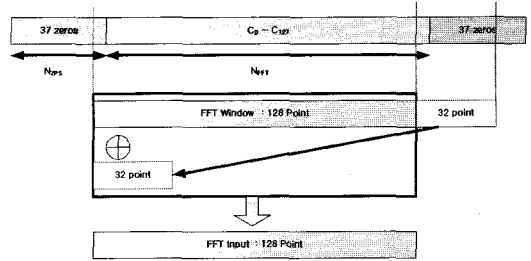


그림 5. MB-OFDM UWB 시스템에서의 FFT 입력 신호 발생 방법
Fig. 5. FFT input signal generation method of MB-OFDM UWB system.

부분 샘플들과 합하여 FFT 입력으로 이용하는 방식을 사용한다^[1].

식 (3)에 보인 허용 구간 내에 FFT 윈도우 시작 위치가 형성되고, 그림 5와 같은 MB-OFDM UWB 시스템 복조 기법이 사용될 경우 FFT 출력은 다음 식 (4)와 같이 표현될 수 있다.

$$Y_{l,k} = X_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{-j2\pi k\delta/N_{FFT}} + W_{l,k} \quad (4)$$

식 (4)에서 보듯, FFT 윈도우 시작 위치가 CASE I내의 허용 구간 내에서 형성되도록 시스템을 설계 하더라도 복조 단에서 전송된 심볼 $X_{l,k}$ 는 채널과 잡음에 의한 왜곡뿐만 아니라 반송파와 인덱스 k 와 샘플링 클럭 옵셋 ($\delta = t_{\text{offset}}/T_s$)에 비례하는 위상 회전을 겪게 됨을 알 수 있다. 앞에서 살펴보았듯이 OFDM 시스템에서 반송 주파수 옵셋과 샘플링 클럭 옵셋은 시스템 성능에 심각한 영향을 미치며, 이러한 옵셋 값은 다음 장에 설명된 알고리즘들을 이용하여 MB-OFDM 수신 단에서 적절하게 추정되고 보 상되어야 한다.

IV. MB-OFDM UWB 시스템 수신 동기 알고리즘

MB-OFDM UWB 시스템의 PDU(PLCP Protocol Data Unit)는 크게 PLCP(Physical Layer Convergence Protocol) 프리엠프블, PLCP 헤더, PSDU(PLCP Service Data Unit) 3 부분으로 구성된다. 심볼 시간 추정, 반송 주파수 옵셋 복원, 채널 추정 등의 동기 알고리즘은 PLCP 프리엠프블을 이용하여 설계하고, 잔류 반송 주파수 옵셋과 샘플링 클럭 옵셋을 보상하기 위한

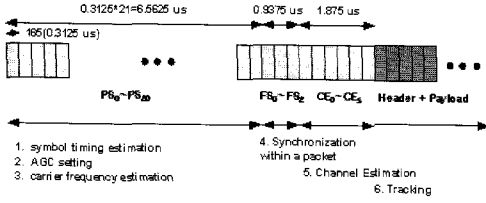


그림 6. MB-OFDM UWB system의 프리앰블 구조
Fig. 6. Preamble format of MB-OFDM UWB system.

tracking 알고리즘은 PLCP 헤더와 PSDU를 통해 수행되도록 수신기를 설계하였다. 세부적인 PLCP 프리앰블의 역할은 그림 6과 같다.

그림 6에서 보듯, MB-OFDM UWB 시스템의 PLCP 프리앰블은 패키지 동기 시퀀스(PS), 프레임 동기 시퀀스(FS), 채널 추정 시퀀스(CE)와 같이 세 영역으로 구분된다. 패키지 동기는 반복적인 21개의 OFDM 심볼들로 구성되며, 심볼 시간 동기, AGC(Auto Gain Control), 반송 주파수 오프셋 추정을 위한 알고리즘 설계에 이용된다. 비슷하게 프레임 동기 시퀀스는 PS 심볼들과 부호만 반대로 된 반복된 3개의 OFDM 심볼들로 구성되어 있으며, 채널 추정 시퀀스 위치를 추정하기 위한 패키지 내의 동기를 위해 이용된다. 이러한 PS와 FS OFDM 심볼들은 수신 단에서 타이밍 동기를 용이하게 수행할 수 있도록 자기 상관 특성이 매우 좋은 시간 영역 신호를 IFFT단을 거치지 않고 직접 전송한다. 그리고, 그림 6의 프리앰블 마지막에 구성된 채널 추정 시퀀스는 앞의 24개 심볼들과 달리 IFFT단을 통과시킨 6개의 반복된 OFDM 심볼들로 구성되며, 채널 주파수 응답을 추정하기 위해 사용된다.

MB-OFDM UWB 시스템에 대한 세부적 규격은 참고문헌 [1]에 기술되어 있으며, 그림 6에서 보인 여러 가지 알고리즘들 중 주로 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋을 추정하고 보상하기 위한 시스템 설계에 이용된 알고리즘들은 다음과 같다.

4.1 알려진 반복된 Training 심볼을 이용한 주파수 오프셋 추정 알고리즘

OFDM 시스템에서 연속된 2개의 OFDM 심볼간의 위상 천이 $\Delta\phi$ 는 반송 주파수 오프셋 ΔF_C 이 존재할 경우 다음 식 (5)와 같이 표현된다.

$$\Delta\phi = 2\pi \cdot \Delta F_C \cdot N_{SYM} \cdot T_s \quad (5)$$

여기서, N_{SYM} 은 OFDM 심볼을 구성하고 있는 샘플의 개수를 표시하고 T_s 는 샘플링 시간을 의미한다. MB-OFDM UWB 시스템에서 N_{SYM} 은 165개의 샘플들로 구성되며, 샘플링율이 528 MHz이므로 샘플링 시간 $T_s=1.894$ ns이다.

위상 천이 $\Delta\phi$ 는 알려진 반복되는 training 심볼들로부터 측정될 수 있으며, 반송 주파수 오프셋 ΔF_C 는 위상 천이 $\Delta\phi$ 로부터 식 (6)과 같이 구할 수 있다^{[3],[4]}.

$$\Delta \hat{F}_C = \frac{1}{2\pi T} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} Im\{y_{2n}y_{1n}^*\}}{\sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} Re\{y_{2n}y_{1n}^*\}} \right\} \quad (6)$$

여기서 $\Delta \hat{F}_C$ 는 추정된 반송 주파수 오프셋이며, y_{2n}, y_{1n} 은 두 개의 동일 중심 주파수로 수신된 연속된 OFDM 심볼이다. T 는 동일 중심 주파수로 수신된 연속된 2 OFDM 심볼간의 시간 간격을 나타내며, 표 1의 TF 코드들 중 프리앰블 패턴 1과 2를 이용하여 OFDM 심볼들이 전송될 경우, 동일 주파수로 전송되는 OFDM 심볼들은 3개의 심볼마다 반복되므로 2개의 OFDM 심볼간의 시간 간격 $T=3*165*T_s$ 로 계산되며, 프리앰블 패턴 3과 4를 이용하여 OFDM 심볼들이 전송될 경우에는 $T=165*T_s$ 로 계산된다. 본 논문에서는 반송 주파수 오프셋 보상 방법을 설계함에 있어 디지털 영역에서 구한 반송 주파수 오프셋 값을 아날로그 영역의 VCO(Voltage Controlled Oscillator)에 반영하여 ADC 샘플링 주파수를 조절하는 방법 대신 디지털 영역에서 NCO를 이용하여 보상하는 기법을 사용하였다^[6].

4.2 채널 추정

MB-OFDM UWB 시스템에서, 채널 주파수 응답(channel frequency response)은 6개의 CE OFDM 심볼들을 이용하여 구하며, 채널에 의한 왜곡을 포함하여 초기 샘플링 위상 오프셋과 프레임 동기에 의한 초기 위상 변화까지 동시에 추정한다. 본 논문에서는 시스템 설계를 간단하게 하기 위하여 식 (7)과 같은 LS(Least Square) 추정 방법을 사용한다^{[7],[8]}.

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y \quad (7)$$

여기서, Y 는 수신된 CE OFDM 심볼이며, X 는 송신에 사용된 기준이 되는 CE OFDM 심볼이다.

4.3 주파수 영역 등화기

식 (7)에서 구한 \hat{H}_{LS} 와 tracking 알고리즘에서 구한 잔류 반송 주파수 오프셋 및 샘플링 클럭 오프셋에 의한 영향을 보상하기 위하여 본 논문에서는 식 (8)과 같은 주파수 영역 등화기를 설계하였다.

$$\hat{Y} = Y / \hat{H} \quad (8)$$

여기서, \hat{Y} 은 등화기 출력이고, \hat{H} 은 6개의 CE OFDM 심볼들로부터 구한 \hat{H}_{LS} 와 다음절의 Tracking 과정에서 구한 채널 tracking 값을 이용하여 매 심볼마다 갱신되는 추정된 채널 주파수 응답이다.

4.4 Tracking 알고리즘

식 (6)에서 구한 반송 주파수 오프셋과 식 (7)에서 6개의 CE OFDM 심볼들로부터 구한 채널 주파수 응답을 보상하고 나면, 식 (2)와 식 (4)에서 알 수 있듯, 잔류 반송 주파수 오프셋에 의한 영향과, 샘플링 클럭 오프셋에 의한 영향이 FFT후에 그림 7과 같이 나타나며, 실제 수신 단에서 이 두 오프셋에 의한 영향은 합산되어 나타난다.

식 (2)로부터 잔류 주파수 오프셋에 의해 1개의 OFDM 심볼로부터 다음 OFDM 심볼간에 발생할 수 있는 위상 증가분은 OFDM 심볼내의 각 부반송파에 일정한 양의 위상 회전량으로 나타나고, 식 (4)로부터 샘플링 클럭 오프셋에 의한 위상 회전량은 샘플링 클럭 오프셋 ($\delta = t_{offset} / T_s$)과 부반송파 인덱스 k 에 비

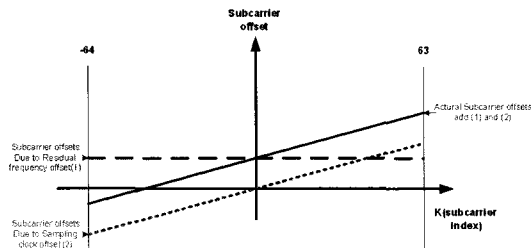


그림 7. FFT 후의 잔류 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋의 영향
Fig. 7. Effects of residual carrier frequency offset and sampling clock offset after FFT.

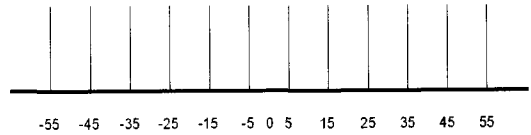


그림 8. 파일럿 부반송파들
Fig. 8. Pilot subcarriers.

례함을 알 수 있다.

잔류 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋에 의한 부반송파 위상 회전량은 OFDM 심볼 내에 그림 8과 같이 삽입되어 있는 12개의 파일럿 부반송파들을 이용하여, 매 OFDM 심볼마다 추정한다^[9]. 잔류 반송 주파수 오프셋은 12개의 파일럿 부반송파 위상차의 평균을 이용하여 구하고, 샘플링 클럭 오프셋은 12개 파일럿 부반송파들에 나타나는 기울기를 계산함으로써 추정될 수 있다. 이러한 잔류 반송 주파수 오프셋 추정량과 샘플링 클럭 오프셋 추정량은 그림 7과 같이 합산되어 6개의 CE OFDM 심볼들로부터 구한 초기 채널 추정 값과 더불어 갱신되며, 식 (8)과 같은 주파수 영역 등화기를 이용하여 보상하도록 수신기를 설계하였다.

V. 수신 동기 구조

4장에서 제시된 알고리즘들을 이용하여 MB-OFDM UWB 시스템 동기 구조를 그림 9와 같이 설계할 수 있다. MB-OFDM UWB 시스템의 최대 시스템 샘플링 클럭은 528 MHz이며, 이러한 샘플링 클럭은 현재 CMOS VLSI 기술로 수신 단을 설계하기에는 너무 높은 클럭을 요구한다. 따라서, 본 논문에서는 VLSI 구현을 용이하게 하기 위해 모뎀 내부 클럭을 최대 132 MHz로 제한할 수 있는 그림 10과 같은 4 병렬 구조를 이용하여 수신 동기부를 설계하였다.

그림 10과 같이 수신 동기 구조가 4개의 병렬 구조로 설계되므로, 앞에서 설명한 반송 주파수 오프셋을 보상하기 위한 NCO와 초기 채널 주파수 응답과 tracking 값을 보상하기 위한 주파수 영역 등화기도 4 병렬 구조에 적합하게 설계되어야 한다.

따라서, 본 논문에서는 4 병렬 동기 구조 시스템 구현을 용이하게 하기 위해 그림 11에서 보는 바와

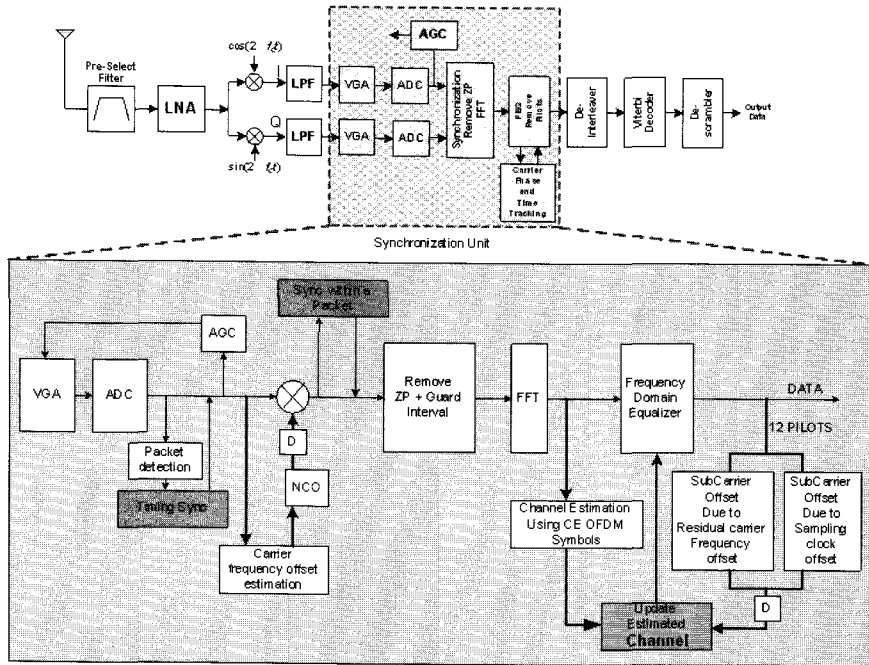


그림 9. MB-OFDM UWB 수신기 구조

Fig. 9. MB-OFDM UWB receiver architecture.

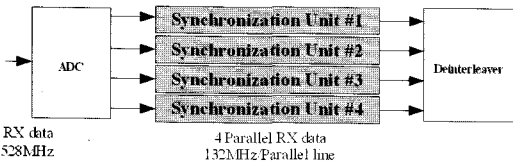


그림 10. VLSI 구현을 위한 4 parallel 수신기 동기부 구조

Fig. 10. 4-parallel structure of synchronization unit for VLSI implementation.

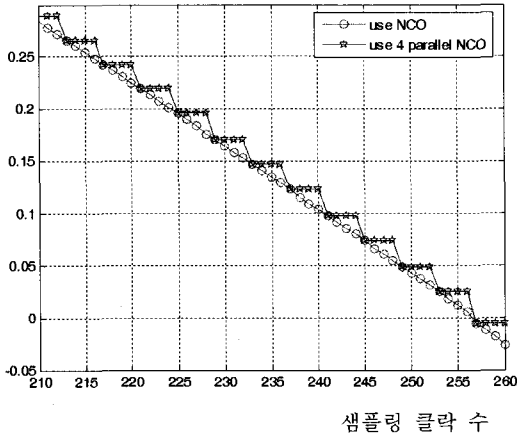
같이 4 병렬선 모두에 동일한 값을 적용하여 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋에 의한 영향을 보상하도록 동기 구조를 설계하였다.

반송 주파수 오프셋이 있을 경우, 수신 단에서는 반송 주파수 오프셋량을 추정하고, Sin과 Cos 함수를 이용한 NCO를 사용하여 주파수 오프셋량을 디지털적으로 보상한다. 그림 11(a)는 4 병렬 구조에서 설계된 NCO를 사용하여 반송 주파수 오프셋을 보상하기 위한 코사인 그래프의 양자화 에러 발생 예를 보이고 있다. 그리고, 초기 채널 주파수 응답 특성과 tracking 알고리즘에 의해 추정된 잔류 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋에 의한 위상 변화량은 주파수 영역 등화

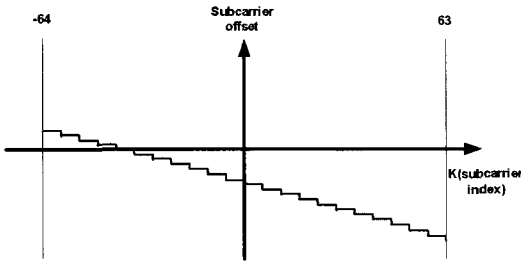
기를 이용하여 보상된다. 그림 11(b)는 주파수 영역 등화기를 이용하여 그림 7에서 도시된 FFT 후의 잔류 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋에 의한 위상 회전량을 본 논문에서 설계한 4 병렬 구조로 보상할 경우 발생할 수 있는 양자화 에러 발생 예를 보이고 있다. 그림 11이 보여주는 4 병렬 구조 설계에 의한 양자화 에러는 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋이 클수록 커지며, 이러한 오프셋량이 충분히 작다면 4 병렬 구조에 의한 양자화 에러량은 무시될 수 있다.

VI. 동기 구조 성능 분석

본 장에서는 MB-OFDM UWB 시스템 규격을 이용한 시뮬레이션을 통해 4장에서 제시한 동기 알고리즘들과 5장에서 제시한 4 병렬 수신 동기 구조를 이용하여 효과적으로 반송 주파수 오프셋과 샘플링 클럭 오프셋을 추정하고 보상할 수 있는지 분석하였다. MB-OFDM UWB 시스템을 구현함에 있어 시스템 성능을 열화시킬 수 있는 장애 요인들은 여러 가지가 있을 수 있으며, 본 논문에서는 주로 제시된 동기



(a) NCO를 위한 코사인 그래프
(a) Cosine graph for NCO



(b) 주파수 영역 등화기
(b) Frequency domain equalizer

그림 11. 4 병렬구조에 적용하기 위한 NCO 및 주파수 영역 등화기 보상 방법

Fig. 11. Compensation method using NCO and frequency domain equalizer for 4-parallel synchronization unit.

알고리즘들과 단순화된 4 병렬 수신 동기 구조에 의한 구현 손실량을 정량적으로 분석하였다.

실제 반송 주파수 옵셋과 샘플링 클럭 옵셋이 존재할 경우 본 논문에서 제시한 알고리즘들과 수신 구조가 올바르게 동작할 수 있는지 분석하기 위해 사용한 시뮬레이션 파라미터 값은 표 2와 같다.

표 2에서 보듯, MB-OFDM UWB 시스템 규격은 데이터 전송을 200 MHz에서 시간 영역 확산(time spreading factor=2) 동작을 수행한다. 이러한 시간 영역 확산 동작은 동일 정보를 2개의 OFDM 심볼로 다른 주파수 대역을 이용하여 반복해서 전송하며, 이러한 송신 구조는 시스템 성능에 있어 주파수 다

표 2. 시뮬레이션 파라미터

Table 2. Simulation parameters.

Parameters	Value
Data rate	200 Mbps
Modulation	QPSK
Coding rate	5/8
Time spreading factor	2
Coded bits per OFDM symbol	200
Payload(Bytes)	1024
TF code	프리앰블 Pattern 1
Carrier frequency offset	0~40 ppm
Channel	AWGN

양성 효과를 얻을 수 있는 장점을 제공한다. 또한, 본 논문에서 제시한 알고리즘 및 수신 동기 구조에 대한 분석의 간결성을 위해 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널만을 가정하였으며, TF 코드에 따라 매 OFDM 심볼마다 사용되는 다른 반송 주파수들에 따른 전파 손실 차이는 무시하였다. MB-OFDM UWB 시스템 규격에 의해 200 Mbps 모드로 Payload 1024 Bytes를 전송하는 전송 패킷은 그림 12와 같이 프리앰블에 할당된 30개의 OFDM 심볼을 포함하여 총 174개의 OFDM 심볼들로 구성된다.

표 2와 같은 시뮬레이션 파라미터들을 이용하여 본 논문에서 제시한 동기 알고리즘들과 4 병렬 수신 동기 구조에 따른 시뮬레이션을 표 3과 같은 시뮬레이션 모드들을 설정하여 수행하고, 그 결과를 그림 13에 도시하였다.

그림 11(a)에서 완벽한 동기 구조를 가정한 Mode 0와 본 논문에서 제시한 동기 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션을 수행한 Mode 1에서 반송파 주파수 옵셋이 0 ppm인 경우 2.3 dB의 구현 추가 손실이 발생

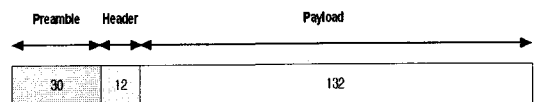


그림 12. 시뮬레이션에 사용된 패킷 구조

Fig. 12. Packet structure for simulation.

표 3. 시뮬레이션 모드들
Table 3. Simulation modes.

Mode	FO (ppm)	설명
Mode_0	0	완벽한 동기 알고리즘 가정
Mode_1	0	FO(carrier frequency offset)=0 ppm, 제안된 동기 알고리즘 사용
	10	FO(carrier frequency offset)=10 ppm, 제안된 동기 알고리즘 사용
	40	FO(carrier frequency offset)=40 ppm, 제안된 동기 알고리즘 사용
Mode_2	40	FO(carrier frequency offset)=40 ppm, 제안된 동기 알고리즘 사용, 4 병렬 수신 동기 구조 사용

표 4. PER 8 %를 만족하는 시뮬레이션 모드들에 따른 E_b/N_0 결과 요약

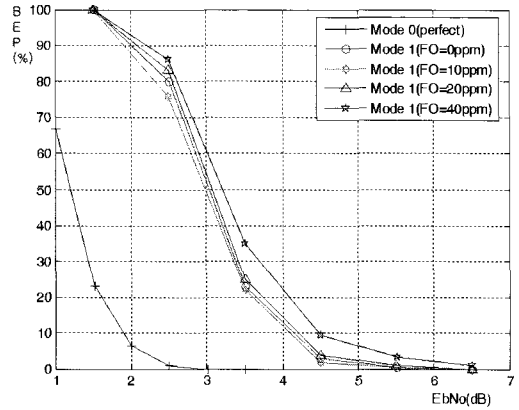
Table 4. The summary of the simulation results according to simulation modes: E_b/N_0 for PER 8 %.

Mode	Carrier frequency offset (FO)	E_b/N_0 (dB) for PER 8 %
Mode 0	Ideal	1.96
Mode 1	0 ppm	4.26
	10 ppm	4.21
	20 ppm	4.32
	40 ppm	4.76
Mode 2	40 ppm	5.04

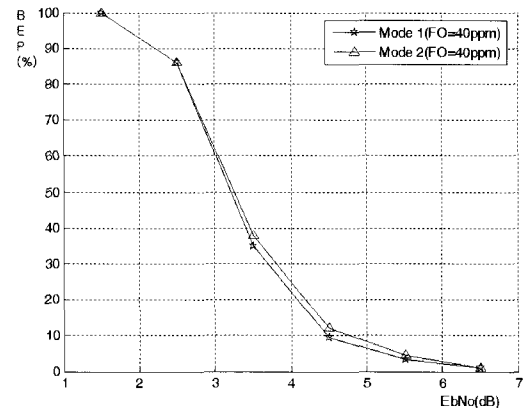
하였는데 이는 불완전한 동기 알고리즘에 의한 구현 손실에 의한 것이다.

표 4는 그림 13의 시뮬레이션 결과로부터 IEEE 802.15.3a에서 기준으로 제시한 PER(Packet Error Rate) 8 %에 대한 신호 대 잡음 비(E_b/N_0)를 정리한 결과이다.

표 4에서 알 수 있듯, 이상적인 동기구조에 비해 본 논문에서 제시한 동기 알고리즘 및 수신 구조를 이용할 경우, 주파수 오프셋량에 따라 약 2.25~2.8 dB의 구현 손실이 발생함을 알 수 있다. 또한 표 4의 시뮬레이션 모드 2의 결과로부터 VLSI 구현을 용이하게 하기 위해 수신기의 동기 구조를 4 병렬로 설계할 경우, MB-OFDM UWB 시스템 규격에서 제시



(a) 제안된 동기 알고리즘 사용 (주파수 오프셋: 0~40 ppm)
(a) Use proposed synchronization algorithm (frequency offset: 0~40 ppm)



(b) 제안된 동기 알고리즘과 4 병렬 수신 동기 구조 사용(주파수 오프셋: 40 ppm)
(b) Use proposed synchronization algorithm and 4 parallel structure(frequency offset: 40 ppm)

그림 13. 시뮬레이션 결과들
Fig. 13. Simulation results.

한 최대 허용 가능한 40 ppm의 반송 주파수 오프셋 및 샘플링 클럭 오프셋에서 양자화 에러에 의해 약 0.28 dB의 구현 손실이 추가로 발생함을 알 수 있다. 이러한 4 병렬 구조에 따른 양자화 에러에 의한 추가 손실량은 허용 가능한 최대 주파수 오프셋이 발생할 경우 추정된 손실 값으로, 주파수 오프셋이 작거나 추후 VLSI 기술이 발달하여 2 병렬 구조 이하로 시스템 설계가 가능해지면 무시될 수 있을 것으로 보인다.

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 IEEE 802.15.3a에서 표준화가 진행 중인 MB-OFDM UWB 시스템의 전송구조를 이용하여 수신 신호를 복조하기 위한 동기 알고리즘 및 VLSI 구현을 위한 4 병렬 수신 동기 구조를 제시하였다. 제안된 시스템 구조와 적용 알고리즘을 시뮬레이션을 통해 분석하였으며, 이러한 분석 결과, MB-OFDM UWB 시스템 규격이 제시한 최대 40 ppm의 반송 주파수 오프셋 및 샘플링 클럭 오프셋에서도 제시된 동기 알고리즘들이 잘 동작함을 확인할 수 있었다. 특히 VLSI 구현을 고려하여 4 병렬 구조로 수신기를 설계함에 있어 양자화 에러에 의한 약간의 추가적인 구현 손실만으로 NCO와 주파수 영역 등화기를 간단하게 구현할 수 있음을 정량적인 분석 결과로 확인할 수 있었다.

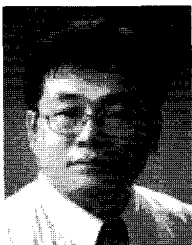
참 고 문 헌

[1] A. Batra, et al., "Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a", *IEEE P802.15-03/268r3*, Mar. 2004.
 [2] M. Welborn, "Xtreme spectrum CFP presentation", *IEEE 802.15-03/153r5*, May 2003.
 [3] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
 [4] A. Miaoudakis, A. Koukourgiannis, and G. Kalivas,

"Carrier frequency offset estimation and correction for hiperLan/2 WLANs", *Seventh International Symposium on Computers and Communications(ISCC'02)*, pp. 693-698, Jul. 2002.

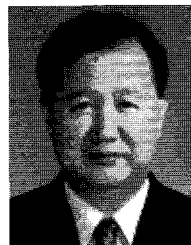
[5] M. Speth, S. A. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-Part I", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 1668-1677, Nov. 1999.
 [6] M. Zhao, P. Qiu, and J. Tang, "Sampling rate conversion and symbol timing for OFDM software receiver", *IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions*, vol. 1, pp. 114-118, Jul. 2002.
 [7] J-J. Van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "On channel estimation in OFDM systems", *IEEE 45th Vehicular Technology Conference(VTC)*, vol. 2, pp. 257-261, Jul. 1995.
 [8] Yoon-Jae So, Hyoung-Goo Jeon, Young-Hwan You, Myung-Sun Baek, and Hyoung-Kyu Song, "Pilot symbol assisted hybrid detection for OFDM-based spatial multiplexing systems", *ETRI Journal*, vol. 26, no. 5, pp. 397-404, Oct. 2004.
 [9] H. Yu, T-H. Jeon, and J. Ahn, "Residual carrier and sampling frequency offset tracking in OFDM wireless LAN systems", *The 7th CDMA International Conference(CIC2002)*, vol. 2, pp. 257-261, Oct. 2002.

신 철 호



1994년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)
 1996년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 2월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원
 [주 관심분야] 무선 채널, 전파전파, 통신이론, 통신 시스템 설계

최 상 성



1977년 2월: 한양대학교 무선통신공학과 (공학사)
 1979년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
 1991년 6월: Ohio University 전기공학과 (이학석사)
 1999년: University of Wyoming 전기공학과 (공학박사)

2000년 11월~현재: 한국전자통신연구원 무선 홈네트워크 연구팀장
 [주 관심분야] Ultra-Wideband 기술, 스펙트럼공학

이 한 호



1993년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 6월: University of Minnesota (공학석사)
2000년 4월: University of Minnesota (공학박사)
2000년 4월~2002년 8월: Lucent Technologies 전문연구원

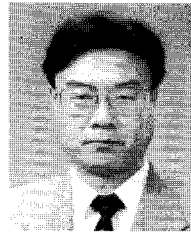
2002년 8월~2004년 8월: University of Connecticut, Dept. of Electrical and Computer Engr. 조교수

2005년 3월~현재: 한국전자통신연구원 초빙연구원

2004년 8월~현재: 인하대학교 정보통신공학부 조교수

[주 관심분야] 통신용 디지털 집적회로 및 SoC 설계

백 정 기



1978년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1985년: Virginia Tech. (공학석사)

1988년: Virginia Tech. (공학박사)

1978년 3월~1983년 2월: 국방과학연구소

1988년 10월~1989년 2월: 한국전자통신연구원

1989년 3월~1995년 2월: 동아대학교 전자공학과 부교수

1995년 2월~현재: 충남대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 전자파 전파 및 산란, 전자파 생체영향