

MB-OFDM 기반 UWB 시스템을 위한 효율적인 주파수 오프셋 추정기의 설계

정희원 김길환*, 종신회원 정윤호**, 정희원 김재석***

Design of Efficient Frequency Offset Estimator for MB-OFDM based UWB Systems

Kilhwan Kim*, *Regular Member*, Yunho Jung** *Lifelong Member*,
Jaeseok Kim*** *Regular Member*

요약

본 논문에서는 MB-OFDM 기반 UWB 시스템을 위한 효율적인 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. MB-OFDM 시스템에서 사용되는 시간-주파수 인터리빙 기법은 동일 서브 밴드 내에서 전송되는 두 OFDM 심볼 간의 시간 간격을 늘어나게 한다. 이로 인해 주파수 오프셋의 추정 범위가 감소되어 시스템 성능이 열화될 뿐 아니라 저장해야 할 샘플 수가 증가하여 하드웨어 복잡도가 높아질 수 있다. 제안된 주파수 오프셋 추정 기법은 제안된 부호 검출 기법의 적용을 통하여 추정 범위를 확장시킨다. 모의실험 결과, 최대 추정 값이 기존 방식에 비해 약 30 ppm 증가하는 것을 확인하였다. 또한, 세 개의 서브 밴드 중 하나에서만 주파수 오프셋을 추정하고 나머지는 관계식을 이용해 계산하는 방식으로 저장해야 할 샘플 수를 기존 방식의 약 1/3 정도로 감소시켰다. 제안된 기법이 적용된 주파수 오프셋 추정기는 하드웨어 오버헤드를 최소화하기 위해 연산기와 메모리 유닛을 공유하는 구조로 설계되었으며 0.13 μm CMOS 표준 셀 라이브러리를 이용하여 약 47K 개의 논리 게이트로 합성되었다.

Key Words : MB-OFDM; UWB; frequency offset; TFI; estimator

ABSTRACT

This paper proposes an efficient frequency offset estimation algorithm for MB-OFDM based UWB systems. The time-frequency interleaving in MB-OFDM extends the time-interval between two transmitted OFDM symbols in the same sub-band. The extended time-interval causes not only the degradation of the system performance by reducing frequency offset estimation range, but also the increase of the hardware complexity by requiring the larger number of storing samples. The proposed estimation algorithm expands the estimation range by applying the proposed sign detection scheme. Simulation results show that the estimation range is increased above 30 ppm compared with a conventional auto-correlation based scheme. The estimation is performed on only one sub-band, and the frequency offsets of the others are calculated by relation to center frequency. This way reduced the number of the storing samples by about 1/3. The frequency offset estimator with the proposed algorithm was designed into the architecture which minimizes hardware overhead by time-sharing operators and memory units, and which was synthesized to gate-level circuits using 0.13 μm CMOS technology, and the total gates were about 47K.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신용SoC설계 연구실(kilhwan_kim@yonsei.ac.kr),

** 한국항공대학교 항공전자및정보통신공학부(yjung@kau.ac.kr), *** 연세대학교 전기전자공학과(jaekim@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-10-481, 접수일자 : 2008년 10월 31일, 최종게재논문통보일자 : 2009년 2월 3일

I. 서론

MB-OFDM(MultiBand-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 UWB(Ultra WideBand) 기술을 실현시키기 위한 가장 유력한 방식 중 하나이다. 이 방식은 기본적으로 OFDM에 기반을 두고 있기 때문에 주파수 효율이 뛰어나고 다중 경로 지연에 강인한 장점을 가진다. 또한, 다중 밴드(multi-band) 기법을 적용하여 스펙트럼의 유연성을 향상시켰으며 송·수신 회로 설계의 부담을 줄일 수 있게 되었다. 그러나 기존의 OFDM 시스템과 마찬가지로 MB-OFDM 시스템 또한 반송파 주파수 오프셋의 영향에 매우 민감한 특성을 갖고 있다.

한편, MB-OFDM 시스템에서는 다중 밴드의 운용을 위해 채용한 시간-주파수 인터리빙 기법으로 인하여 같은 밴드 상에서 두 OFDM 심볼이 연속적으로 전송되지 않는 경우가 발생될 수 있다. 그리하여 동일 밴드 내에서 수신된 OFDM 심볼들은 시간 축 상에서 연속되지 않고 시스템 설정에 따라 다른 시간 간격을 갖게 된다. 이와 같은 MB-OFDM 시스템의 특성은 주파수 오프셋을 추정하는데 있어서 다음의 두 가지 문제점을 야기한다. 첫째, 주파수 오프셋의 추정 범위가 좁아진다. 일반적으로, 주파수 오프셋의 추정을 위하여 연속되는 두 OFDM 심볼의 상관도를 이용하는데, 이 경우 오프셋의 추정 범위는 두 심볼의 시간 간격에 반비례 하게 된다. 특히, UWB와 같은 초고주파 시스템의 경우, 오실레이터에서 정확한 주파수를 발생시키기 어려워 상대적으로 큰 주파수 오프셋을 갖게 된다. 그러므로 추정 범위의 감소는 시스템의 심각한 성능 열화를 가져올 수 있다. 둘째, 주파수 오프셋을 추정하기 위해서는 동일한 밴드에 두 OFDM 심볼이 수신될 때까지 기다려야 하므로 저장해야 할 샘플의 수가 늘어나게 된다. 이는 하드웨어 구현의 측면에서 볼 때, 필요한 메모리 유닛 수의 증가를 의미하며, 이로 인해 하드웨어 복잡도가 증가하게 된다.

본 논문에서는 주파수 오프셋의 추정 범위를 향상시킬 수 있는 추정 기법을 제안하고 기존 방식과 비교하여 그 성능을 평가한다. 또한 추정 범위 향상에 따른 하드웨어 오버헤드를 최소화할 수 있는 동시에 적은 수의 메모리 유닛을 사용하여 전체적인 복잡도를 낮출 수 있는 하드웨어 구조를 제안한다. 제안된 구조는 HDL(Hardware Description Language)을 이용하여 하드웨어로 설계 구현된다.

논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 MB-

OFDM 시스템의 사양과 특징을 살펴보고, 반송파 주파수 오프셋이 시스템에 미치는 영향을 분석한다. III 장에서는 기존의 주파수 오프셋 추정 기법의 문제점을 분석하고 이러한 문제점을 보완할 수 있는 추정 기법을 제안하며 그 성능을 평가한다. IV 장에서는 제안된 주파수 오프셋 추정 기법을 효율적으로 구현하기 위한 하드웨어 구조를 제안하고 제안된 구조의 설계 결과를 제시한다. 마지막으로 V 장에서 결론을 맺는다.

II. MB-OFDM 시스템

2.1 MB-OFDM 물리계층 사양

MB-OFDM 시스템에서 사용하는 3.1 ~ 10.6 GHz의 주파수 대역은 그림 1과 같이 14개의 서브 밴드(sub-band)로 분할된다. 각 서브 밴드들은 각각 528 MHz의 대역폭을 가지며, 세 개 또는 두 개의 서브 밴드들이 묶여져서 총 다섯 개의 밴드 그룹(Band Group)을 형성한다. MB-OFDM 시스템에서는 데이터의 전송을 위해 이들 중 하나의 밴드 그룹을 선택하여 운용한다. 이 때, 데이터는 선택된 밴드 그룹 내의 서브 밴드 사이에서 시간에 따라 주파수 호핑(hopping)을 하면서 전송된다. 이러한 전송 기법을 MB-OFDM 물리계층 사양^{[1],[2]}에서는 시간-주파수 인터리빙(TFI: Time-Frequency Interleaving)이라 정의하며, 인터리빙의 패턴은 미리 할당된 TFC(Time-Frequency Code)에 따라 정해진다. 또한, 수신단에서 전송된 패킷의 TFC를 구별할 수 있도록 TFC에 따라 다른 프리앰블(preamble) 패턴이 사용된다. 표 1은 TFC와 그에 따른 인터리빙 패턴 및 프리앰블 패턴을 정리한 것이다.

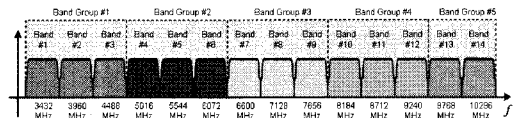


그림 1. MB-OFDM 주파수 대역의 서브 밴드 분할

표 1. TFC에 따른 TFI 및 프리앰블 패턴

TFC Number	Preamble pattern	Sub-band index for TFC							
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		
5	5	1	1	1	1	1	1		
6	6	2	2	2	2	2	2		
7	7	3	3	3	3	3	3		

표 2. MB-OFDM 심볼 파라미터

Parameters	Value
Sub-band spacing, f_s	528 MHz
Total number of subcarriers, N_{FFT}	128
Number of data subcarriers, N_D	100
Number of pilot subcarriers, N_P	12
Number of guard subcarriers, N_G	10
Subcarrier frequency spacing, Δf	4.125 MHz
IFFT and FFT period, T_{FFT}	242.42 ns
Number of samples in zero-padded suffix, N_{ZPS}	37
Zero-padded suffix duration, T_{ZPS}	70.08 ns
Symbol interval, T_{SYM}	312.5 ns
Total number of samples per symbol, N_{SYM}	165

MB-OFDM 시스템은 송신 신호를 생성하는 과정에서 OFDM 변조 기법을 사용한다. 표 2는 변조된 OFDM 심볼의 주요 파라미터를 정리한 것이다. 표 2에서 나타난 바와 같이, 각각의 OFDM 심볼은 총 128개의 부반송파로 이루어진다. 이 중 데이터 전송을 위해 100개가 사용되고, 파일럿(Pilot)으로 12개가 사용된다. 나머지 6개의 부반송파는 null로 채워진다.

이와 더불어, 다중 경로 지연에 의한 성능 감쇄를 완화시키기 위하여 심볼 후반부에 37개의 '0'으로 이루어진 시퀀스가 추가되는데, 이를 ZPS(Zero-Padded Suffix)라고 한다. 이는 기존의 OFDM 시스템에서 동일한 목적을 위해 CP(Cyclic Prefix)를 사용하는 것과 구별된다. CP 대신 ZPS를 사용하는 이유는 대역 내의 리플(ripple)을 억제하여 미국 연방 통신 위원회(FCC: Federal Communications Commission)의 방사 전력 규정(-41.25 dBm/MHz)을 맞추는 동시에, 서브 밴드 전환 과정에서 주파수 합성기의 안정적인 스위칭 시간을 제공하기 위함이다^[34].

2.2 MB-OFDM 시스템에서 주파수 옵셋의 영향

MB-OFDM 시스템의 송신단에서 생성된 기저 대역의 신호 s_n 은 오실레이터에 의해 RF(Radio Frequency) 대역의 신호로 전환되어 전송된다. 전송된 신호는 채널을 통과하여 수신단으로 전송되고 오실레이터에 의해 다시 기저 대역의 신호 r_n 으로 전환된다. 다음의 식은 이러한 일련의 과정을 나타낸다.

$$r_n = \left\{ (h_n * s_n) e^{j2\pi f_c n T_s} + w_n \right\} e^{-j2\pi f_r n T_s} \quad (1)$$

$$= y_n e^{j2\pi (f_{tx} - f_{rx}) n T_s} + \tilde{w}_n$$

여기서, h_n 은 채널 임펄스 응답(CIR: Channel Impulse Response)을 나타내고 w_n 은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)을 뜻한다. T_s 는 샘플링 주기이며, f_{tx} 와 f_{rx} 는 각각 송신단과 수신단의 오실레이터에서 발생된 주파수이다. 주파수 옵셋은 f_{tx} 와 f_{rx} 의 차이를 의미한다.

일반적으로, 주파수 옵셋의 영향을 살펴보기 위해 $f_{tx} - f_{rx}$ 를 부반송파의 주파수 간격(Δf)으로 정규화한 주파수 옵셋(ϵ_c)을 이용한다. 따라서 이를 이용하여 식 (1)을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$r_n = y_n e^{j2\pi \left(\frac{f_{tx} - f_{rx}}{\Delta f} \right) n / N_{FFT}} + \tilde{w}_n \quad (2)$$

$$= y_n e^{j2\pi \epsilon_c n / N_{FFT}} + \tilde{w}_n$$

이렇게 주파수 옵셋이 적용된 신호 r_n 은 부반송파 간의 직교성이 파괴되어 인접 채널 간 간섭(ICI: Inter-Carrier Interference)을 겪게 된다. 다음의 식 (3)은 r_n 이 FFT를 통과한 후에 얻어지는 주파수 영역의 신호를 나타낸 것으로, 이 식을 통하여 주파수 옵셋이 어떻게 ICI를 유발하게 되는 지 알 수 있다.

$$R_{l,k} = \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} r_n e^{-j2\pi nk n / N_{FFT}}$$

$$= \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} \left[Y_{l,m} \sum_{m=0}^{N_{FFT}-1} e^{j2\pi (n-k+m) n / N_{FFT}} \right]$$

$$= \left[\frac{1}{N_{FFT}} Y_{l,k} \frac{\sin(\pi \epsilon_c)}{\sin(\pi \epsilon_c / N_{FFT})} \right] e^{j\pi \epsilon_c \frac{N_{FFT}-1}{N_{FFT}}}$$

$$+ \frac{1}{N_{FFT}} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N_{FFT}-1} Y_{l,m} \left[e^{j\pi (m-k+\epsilon_c) \frac{N_{FFT}-1}{N_{FFT}}} \frac{\sin(\pi (m-k+\epsilon_c))}{\sin(\pi (m-k+\epsilon_c) / N_{FFT})} \right] \quad (3)$$

여기서, $R_{l,k}$ 와 $Y_{l,k}$ 는 각각 r_n 과 y_n 을 주파수 영역으로 전환한 값을 나타내고 아래 첨자 l, k 은 l 번째 심볼의 k 번째 부반송파에 해당하는 신호라는 것을 의미한다. 식 (3)에서, 우변 마지막 줄의 첫 번째 항은 원래의 신호가 진폭 감소 및 위상 왜곡을 겪은 것이고, 두 번째 항이 부반송파들 간의 직교성이 깨져 생긴 ICI 항이다.

MB-OFDM 시스템에서 사용되는 각각의 서브 밴드들은 서로 다른 중심 주파수를 가지고 있으므로 적용되는 반송파 주파수 옵셋의 영향 또한 달라진다. 이는 오실레이터에서 합성해내는 주파수가 크면 클수록 더 큰 주파수 오차가 발생하기 때문이다. 따라서 Band Group #4와 같은 상위 밴드에서는 Band Group #1과 같은 하위 밴드에 비해 더 큰 주파수 옵셋에 의한 영향을 겪게 된다.

III. MB-OFDM 시스템 용 주파수 추정 기법

3.1 기존의 MB-OFDM 주파수 오프셋 추정 기법

기존에 제안된 MB-OFDM 시스템 용 주파수 오프셋 추정 기법들은 대부분은 동일 서브 밴드를 통해 수신된 두 프리엠블 간의 auto-correlation을 이용한 방식을 택하였다^{[5]-[7]}. 이 방식들은 TFC에 따른 시간-주파수 인터리빙 패턴을 반영하여, 식 (4)~(6)을 통해 주파수 오프셋을 추정한다.

$$r_n = y_n e^{j2\pi\epsilon_c n / N_{FFT}}, \quad y_n = y_{n+p \cdot N_{SYM}} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Phi &= \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} r_n^* r_{n+p \cdot N_{SYM}} \\ &= e^{j2\pi\epsilon_c \cdot p \cdot N_{SYM} / N_{FFT}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} y_n^* y_{n+p \cdot N_{SYM}} \\ &= e^{j2\pi\epsilon_c \cdot p \cdot N_{SYM} / N_{FFT}} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} |y_n|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

$$\therefore \hat{\epsilon}_c = \frac{N_{FFT}}{2\pi \cdot p \cdot N_{SYM}} \angle \Phi \quad (6)$$

위의 식 (6)에서 최종 계산된 결과인 $\hat{\epsilon}_c$ 이 바로 반송파 주파수 오프셋의 추정값이 된다. 여기서, p 는 동일한 서브 밴드 상에서 반복되는 두 OFDM 심볼 간의 간격을 나타내는 변수로, 시간-주파수 인터리빙 패턴에 따라 다른 값을 갖게 된다. 즉, TFC가 1 또는 2인 경우, 전송되는 OFDM 심볼은 세 번에 한 번씩 같은 서브 밴드를 사용하기 때문에 p 의 값은 3이 되며, 나머지 TFC의 경우에는 적어도 두 개의 OFDM 심볼이 같은 서브 밴드 상에서 반복되므로 p 의 값은 1이 된다.

3.2 기존의 주파수 오프셋 추정 기법의 문제점

식 (4) ~ (6)에서 설명된 기존의 방식에 따라서 주파수 오프셋을 추정할 경우, 추정 가능한 주파수 오프셋의 범위는 식 (7)과 같다.

$$|\hat{\epsilon}_c| \leq \frac{N_{FFT}}{2\pi \cdot p \cdot N_{SYM}} \cdot \pi = \frac{N_{FFT}}{2 \cdot p \cdot N_{SYM}} \quad (7)$$

식 (7)에 의하여 최대 주파수 오프셋 추정값이 p 값에 반비례하는 것을 알 수 있다. 따라서 $p=3$ 인 TFC 1, 2에서의 추정 범위는 $p=1$ 인 TFC 3~7에서의 추정 범위의 1/3 밖에 되지 않는다.

TFC 1, 2의 최대 주파수 오프셋 추정값을 식 (7)을 이용하여 계산해보면,

$$\hat{\epsilon}_{cmax} = \frac{N_{FFT}}{2 \cdot p \cdot N_{SYM}} = \frac{128}{2 \times 3 \times 165} \approx 0.1293 \quad (8)$$

이 된다. 이 값은 단일 밴드에서 운용되는 일반적인 OFDM 시스템에서의 최대 주파수 오프셋 추정값에 비해 상대적으로 작다고 할 수 있다.

식 (8)에서 계산된 최대 주파수 오프셋 추정값은 부반송파의 주파수 간격으로 정규화하여 표현한 것이다. 이 값은 각 서브 밴드의 중심 주파수 크기를 반영하여 ppm 단위로 환산될 수 있다. 표 3은 TFC 1, 2가 적용될 수 있는 Band Group #1 ~ #4의 각 서브 밴드에 대한 최대 주파수 오프셋 추정값을 ppm 단위로 환산하여 정리한 것이다. 표 3에 나타난 것처럼, ppm 단위로 환산된 최대 주파수 오프셋 추정값은 중심 주파수가 높은 상위 밴드 그룹으로 갈수록 작아지게 된다. 특히, Band Group #4를 사용하는 시스템에서 허용될 수 있는 주파수 오프셋은 최대 57.72 ppm 밖에 되지 않음을 알 수 있다. 그리하여 송·수신단에서는 이러한 주파수 오프셋의 허용치를 만족시킬 수 있는 정밀한 오실레이터를 채용해야 하며, 이는 모뎀의 가격을 상승시키는 원인이 될 수 있다.

한편, 각각의 서브 밴드는 서로 다른 채널 임펄스 응답을 가지며 서브 밴드 별로 다른 크기의 주파수 오프셋이 적용된다. 이러한 이유로, 기존의 주파수 오프셋 추정 기법에서 식 (5)의 연산은 같은 서브 밴드를 통해 전송되는 두 개의 OFDM 심볼 간에 이루어져야 한다. 그런데 TFC가 1 또는 2일 경우, 특정 서브 밴드를 통해 첫 번째 심볼이 수신된 후 동일한 밴드를 통하여 두 번째 심볼이 수신되기까지 심볼 시간(T_{SYM})의 두 배가 소요된다. 이 시간 동안 두 개의 OFDM 심볼이 서로 다른 서브 밴드

표 3. 서브 밴드 별 최대 주파수 오프셋 추정값 (TFC 1, 2)

Band Group Number	Sub-band Index	Max. frequency offset estimation value (ppm)
1	1	155.40
	2	134.68
	3	118.84
2	1	106.33
	2	96.20
	3	87.83
3	1	80.81
	2	74.82
	3	69.66
4	1	65.17
	2	61.22
	3	57.72

를 통해 수신되게 된다. 따라서 기존의 주파수 오프셋 추정 기법을 사용할 경우, 서브 밴드 별로 주파수 오프셋을 추정하기 위해서는 두 번째 심볼이 수신되기 전에 수신된 세 개의 OFDM 심볼을 모두 저장하고 있어야 한다. 이는 저장에 필요한 메모리 유닛의 수를 늘려 하드웨어 복잡도를 가중시킨다.

3.3 제안된 주파수 오프셋 추정 기법

시스템에 적용된 주파수 오프셋의 값이 식 (8)에서 계산된 추정 범위의 밖에 존재할 경우, 기존 방식에 의해서는 정확한 추정값을 얻을 수 없다. 식 (9)와 (10)에서는 이와 같은 경우에 추정되는 주파수 오프셋의 값을 유도하였으며, 이 때 주파수 오프셋의 크기는 우선, $\hat{\epsilon}_{c\max} < \epsilon_c < 2\hat{\epsilon}_{c\max}$ 로 가정하였다.

$$\Phi_{\text{over}} = e^{j2\pi\epsilon_c\nu} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} |y_n|^2 \quad (9)$$

$$= e^{j2\pi(\epsilon_c - 2\hat{\epsilon}_{c\max} + 2\hat{\epsilon}_{c\max})\nu} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} |y_n|^2$$

$$= e^{j2\pi(\epsilon_c - 2\hat{\epsilon}_{c\max})\nu} \sum_{n=0}^{N_{FFT}-1} |y_n|^2$$

$$\hat{\epsilon}_c = \frac{N_{FFT}}{2\pi\nu N_{SYM}} \angle \Phi = \epsilon_c - 2\hat{\epsilon}_{c\max} \quad (10)$$

주파수 오프셋의 크기가 $-2\hat{\epsilon}_{c\max} < \epsilon_c < -\hat{\epsilon}_{c\max}$ 인 경우에 대해서도 식 (9)와 같은 방법으로 주파수 오프셋 추정값을 유도하면 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}_c = \epsilon_c + 2\hat{\epsilon}_{c\max} \quad (11)$$

식 (10)과 (11)을 살펴보면, 주파수 오프셋의 절대값이 $\hat{\epsilon}_{c\max} \sim 2\hat{\epsilon}_{c\max}$ 의 범위에서 존재할 경우, 실제 적용되는 주파수 오프셋의 값과 추정된 값은 서로 다른 부호를 갖는다는 것을 알 수 있다. 따라서 실제 주파수 오프셋의 부호를 알아낼 수 있다면 식 (12)의 방법으로 추정된 주파수 오프셋을 보정할 수 있다.

$$\epsilon_c > 0, \hat{\epsilon}_c < 0 \Rightarrow \hat{\epsilon}_c = \hat{\epsilon}_c + 2\hat{\epsilon}_{c\max} \quad (12)$$

$$\epsilon_c < 0, \hat{\epsilon}_c > 0 \Rightarrow \hat{\epsilon}_c = \hat{\epsilon}_c - 2\hat{\epsilon}_{c\max}$$

그림 2는 실제 적용된 주파수 오프셋이 추정 범위를 넘어설 때, 기존의 추정 기법에 의해 잘못된 추정값이 구해지는 원리를 도식적으로 보여준다. 그림에서와 같이 실제 적용된 주파수 오프셋 ϵ_c 와 잘못된 추정된 $\hat{\epsilon}_c$ 의 관계는 식 (13)과 같다.

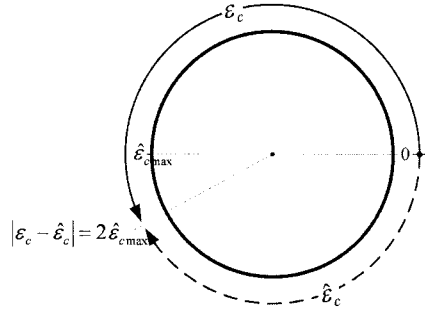


그림 2. 실제 적용된 주파수 오프셋(ϵ_c)과 잘못된 추정된 주파수 오프셋($\hat{\epsilon}_c$)의 관계

$$|\epsilon_c - \hat{\epsilon}_c| = 2\hat{\epsilon}_{c\max} \quad (13)$$

한편, 주파수 오프셋의 부호를 검출을 위해, 식 (3)으로부터 $R_{l,k}^*, R_{l,k+1}$ 의 값을 계산하면 다음과 같다.

$$R_{l,k}^* R_{l,k+1} = Y_{l,k}^* Y_{l,k+1} \left[\frac{1}{N_{FFT}} \frac{\sin(\pi\epsilon_c)}{\sin(\pi\epsilon_c/N_{FFT})} \right]^2 + \eta_{l,k}$$

$$= H_{l,k}^* S_{l,k}^* H_{l,k} S_{l,k+1} \left[\frac{1}{N_{FFT}} \frac{\sin(\pi\epsilon_c)}{\sin(\pi\epsilon_c/N_{FFT})} \right]^2 + \eta_{l,k} \quad (14)$$

위의 식에서, 아래 첨자 $k+1$ 는 해당 변수를 k 에 대하여 1 만큼 순환 이동 시킨 것을 의미한다. $\eta_{l,k}$ 는 ICI와 관련된 항을 나타낸다. $S_{l,k}$ 는 송신단에서 발생된 기저 대역의 신호 s_n 이 주파수 영역으로 변환된 값이며, 여기서는 주파수 오프셋 추정을 위해 사용되는 프리앰블을 주파수 영역에서 표현한 것이다.

식 (15)의 $Z(\epsilon_c)$ 은 수신 신호와 원래 프리앰블 신호에 대해 주파수 영역에서 이중 상관(double correlation)을 취한 것이다. 이 식은 식 (14)의 결과로부터 유도되며 이 때, ICI와 관련된 항 $\eta_{l,k}$ 는 편의상 무시되었다.

$$Z(\epsilon_c) = \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} R_{l,k}^* R_{l,k+1} S_{l,k}^* S_{l,k+1} \right|^2 \quad (15)$$

$$= \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} |S_{l,k}|^2 |S_{l,k+1}|^2 (H_{l,k}^* H_{l,k+1}) \right|^2$$

$$\times \left[\frac{1}{N_{FFT}} \frac{\sin(\pi\epsilon_c)}{\sin(\pi\epsilon_c/N_{FFT})} \right]^4$$

$$= \Omega_l \times \left[\frac{1}{N_{FFT}} \frac{\sin(\pi\epsilon_c)}{\sin(\pi\epsilon_c/N_{FFT})} \right]^4$$

여기서, Ω_l 은 두 번째 줄의 계산 결과이다. Ω_l 은 채널 주파수 응답 $H_{l,k}$ 의 변화에 따라 매 심볼 다른 값을 갖게 되지만, $Z(\epsilon_c)$ 가 하나의 심볼만을 고려한

값이므로 각 심볼에 대해서는 상수로 볼 수 있다. 식 (15)에서 $Z(\epsilon_c)$ 는 주파수 오프셋 ϵ_c 의 함수로 $\epsilon_c = 0$ 일 때 가장 큰 값을 갖는다.

만약, $C_{1,k}$ 과 $C_{2,k}$ 를 다음의 식 (16)과 같이 정의하고 식 (15)의 $s_{l,k}$ 대신 대입하면, 각각에 대하여 식 (17), (18)를 얻을 수 있다.

$$C_{1,k} = \frac{1}{N_{FFT}} \text{FFT} \left\{ s_n e^{+j2\pi 2\hat{\epsilon}_{c,max}n/N_{FFT}} \right\} \quad (16)$$

$$C_{2,k} = \frac{1}{N_{FFT}} \text{FFT} \left\{ s_n e^{-j2\pi 2\hat{\epsilon}_{c,max}n/N_{FFT}} \right\}$$

$$Z_1 = \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} R_{l,k}^* R_{l,k+1} C_{1,k} C_{1,k+1}^* \right|^2 = Z(\epsilon_c - 2\hat{\epsilon}_{c,max}) \quad (17)$$

$$Z_2 = \left| \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} R_{l,k}^* R_{l,k+1} C_{2,k} C_{2,k+1}^* \right|^2 = Z(\epsilon_c + 2\hat{\epsilon}_{c,max}) \quad (18)$$

그림 3은 MB-OFDM 채널에서 정규화된 주파수 오프셋 ϵ_c 에 대한 $Z(\epsilon_c)$ 값을 실험을 통해 구한 그래프이다. 이 그래프에서는 식 (17), (18)의 Z_1 과 Z_2 를 이용하여 주파수 오프셋의 부호를 검출하는 방법에 대해 설명한다. 수식 (14)에 의하여, $Z(-2\hat{\epsilon}_{c,max})$ 와 $Z(+2\hat{\epsilon}_{c,max})$ 가 같은 값을 가지며, 주파수 오프셋의 부호가 '+'일 경우, Z_1 의 값은 증가하고 Z_2 의 값은 감소하게 된다. 반대로 주파수 오프셋의 부호가 '-'일 경우에는 Z_1 의 값은 감소하고 Z_2 의 값은 증가하게 된다. 즉, 주파수 오프셋의 부호는 $Z_1 > Z_2$ 이면, '+'가 되고, $Z_1 < Z_2$ 이면, '-'가 된다.

3.4 제안된 주파수 오프셋 추정 기법의 개선

주파수 오프셋의 부호 검출을 위해 제안된 식 (17), (18)은 주파수 영역에서 수행되는 반면, 기존의 주파수 오프셋 추정 기법은 식 (5)와 같이 시간 영역에서 수행된다. 따라서 제안된 주파수 오프셋의 부호 검

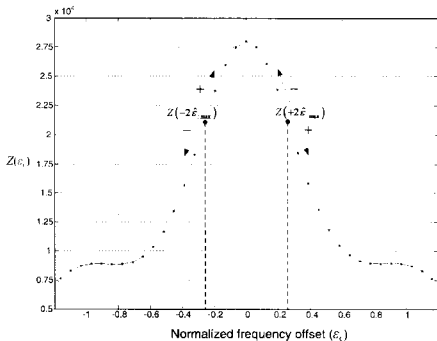


그림 3. 주파수 오프셋의 부호 검출 기법

출 기법을 기존 방식에 그대로 적용할 경우, 서로의 연산기를 공유하는 것이 어렵기 때문에 부호 검출로 인한 하드웨어 오버헤드가 발생하게 된다.

식 (19)는 주파수 영역에서의 auto-correlation을 이용한 주파수 오프셋의 추정식이다.

$$\hat{\epsilon}_c = \frac{N_{FFT}}{2\pi p \cdot N_{SYM}} \angle \left\{ \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} R_{l,k}^* R_{l+k} \right\} \quad (19)$$

식 (19)는 auto-correlation 연산이 주파수 영역에서 수행된다는 것을 제외하면 기존의 방식과 동일하다. 이와 같은 주파수 영역에서의 추정 방식은 시간 영역에서의 추정 방식과 비교하여 추정 성능이나 추정 범위가 동일한 것으로 알려져 있다^[8]. 또한, 식 (19)에서 중괄호 안의 연산은 식 (17), (18)에서 수행되는 연산과 유사하므로 서로의 연산기를 공유하여 하드웨어 오버헤드를 감소시킬 수 있다.

한편, 상대적으로 작은 주파수 오프셋이 발생했을 경우, 식 (17)의 Z_1 과 식 (18)의 Z_2 는 거의 비슷한 값을 가지게 된다. 이 때, 채널 상태, AWGN, ICI 등의 영향으로 실제 오프셋의 부호가 '+' 인데도 $Z_1 < Z_2$ 가 되거나 '-' 임에도 $Z_1 > Z_2$ 인 상황이 발생할 수 있다. 이러한 상황에서는 잘못된 부호 검출로 인하여 불필요한 보정을 수행하게 되어 추정 성능이 열화된다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여, 식 (19)에 의해 구해진 주파수 오프셋($\hat{\epsilon}_c$)의 크기에 따라 가중치를 적용하는 방식을 사용하였다. 즉, 부호 검출을 위해 이용되는 관계식에서 Z_1 또는 Z_2 에 가중치 w 가 곱해진다. 그리하여 $\hat{\epsilon}_c > 0$ 인 경우에는 Z_1 과 wZ_2 를 비교하여 부호 검출을 수행하며, $\hat{\epsilon}_c < 0$ 인 경우는 wZ_1 과 Z_2 를 비교하여 부호 검출을 수행한다. 이 때, 하드웨어 복잡도를 고려하여 가중치 w 는 $\hat{\epsilon}_c$ 의 크기에 비례하도록 정하였다. 즉, 가중치는 $w = |\hat{\epsilon}_c| / \hat{\epsilon}_{c,max}$ 으로 계산되며, $|\hat{\epsilon}_c| = \hat{\epsilon}_{c,max}$ 이면 $w = 1$ 이고 $|\hat{\epsilon}_c| = 0$ 이면 $w = 0$ 이 된다.

그림 4는 제안된 부호 검출 기법을 이용하는 데 있어 가중치를 적용한 경우와 그렇지 않은 경우, 그리고 부호 검출을 사용하지 않고 식 (19)만으로 추정한 경우에 대한 성능을 비교한 것이다. 가중치를 적용하지 않은 경우, 주파수 오프셋의 추정 범위는 넓어지지만 상대적으로 작은 주파수 오프셋에서는 추정 성능이 오히려 떨어지는 것을 볼 수 있다. 또한, SNR이 낮을수록 이러한 현상이 더 넓은 범위에서

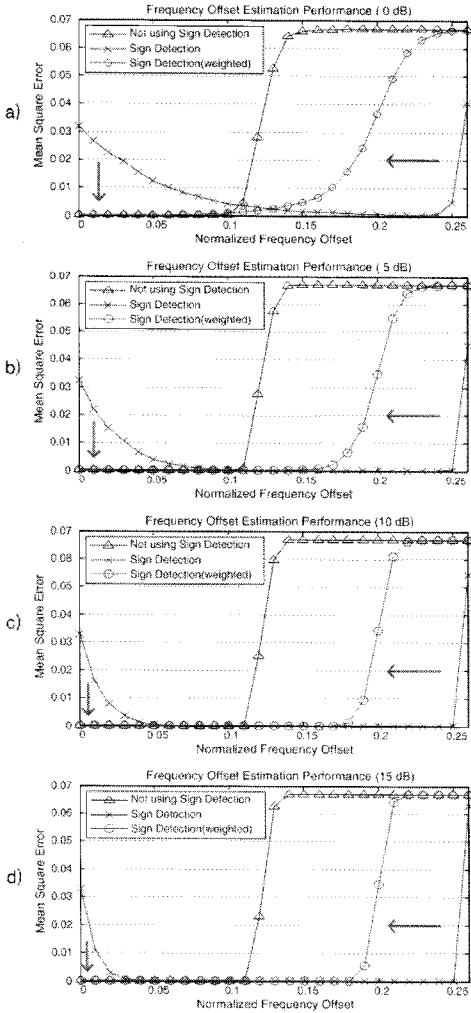


그림 4. 부호 검출에 가중치 적용 여부에 따른 주파수 오프셋 추정 성능 비교: a) 0 dB, b) 5 dB, c) 10 dB, d) 15 dB.

나타나는 것을 알 수 있다. 반면, 가중치를 적용하여 부호 검출을 수행한 경우에는 작은 주파수 오프셋에서도 추정 성능이 열화되지 않는 것을 알 수 있다. 추정 범위에 있어서는 가중치를 적용하지 않은 경우에 비해 오히려 좁아지지만 부호 검출을 사용하지 않은 경우와 비교하여 약 0.05 ~ 0.07 만큼 증가하는 것을 알 수 있다. 이러한 수치는 Band Group #4에서 ppm 단위로 환산하면 약 25 ~ 35 ppm의 추정 범위 향상을 의미한다. 따라서 Band Group #4를 사용하는 시스템에서도 가중치를 적용한 부호 검출 기법을 이용하면, 10 dB의 SNR에서 85 ppm 이상의 주파수 오프셋 추정이 가능하다. 그림 5는 주파수 오프셋의 추정 과정과 부호 검출을 이용한 보정 과정을 흐름도로 나타낸 것이다.

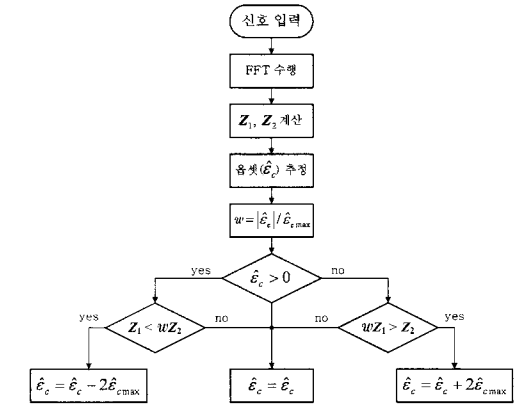


그림 5. 주파수 오프셋의 추정 및 부호 검출을 통한 보정 과정

3.5 제안된 주파수 오프셋 추정 기법의 성능 평가

제안된 주파수 오프셋 추정 기법의 성능을 검증하기 위하여 모의실험을 수행하였다. 검증 환경은 IEEE 802.15.3a 채널 위원회에서 권장한 대로 100개의 구현된 채널에 대해 각각 200 패킷에 대한 송·수신 과정을 수행하여, 그 중 성능이 우수한 90개의 채널에 대한 결과를 가지고 성능을 평가하였다⁹⁾. UWB 채널 모델은 CM2가 사용되었으며 Band Group #4에서 TFC 1의 경우를 가정하였다. 또한 완벽한 시간 동기화를 가정하여 주파수 오프셋에 의한 영향에 대해서만 평가할 수 있도록 하였다.

그림 6의 그래프는 주파수 오프셋의 크기에 따른 추정 성능을 평가하기 위하여 SNR을 10 dB로 고정하고 주파수 오프셋의 크기를 달리 적용하여 모의 실험을 수행한 것이다. 여기서 추정 성능은 실제 주파수 오프셋에 대한 추정된 값의 MSE(Mean Square Error)를 측정하여 평가하였다. 그림에서와 같이 제안된 방식은 기존의 방식에 비해 30 ppm 이상 추정 범위가 향상된 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 기존 방식과 제안된 방식의 SNR 다른 주파수 오프셋의 추정 성능을 비교한 것이다. 주파수

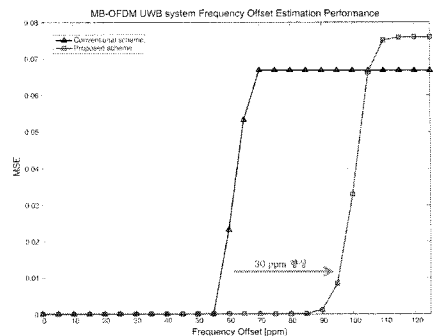


그림 6. 주파수 오프셋의 크기에 따른 추정 성능 비교

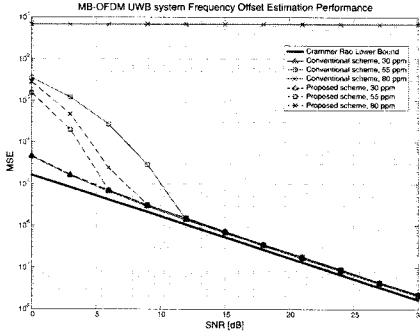


그림 7. SNR에 따른 추정 성능(MSE) 비교

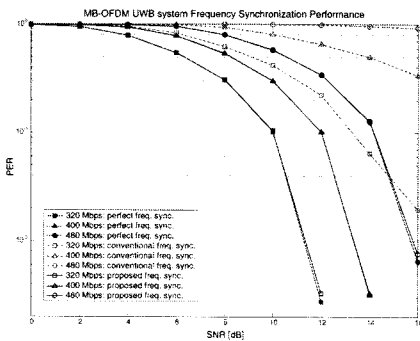


그림 8. MB-OFDM 시스템의 PER 성능

오프셋의 크기가 30 ppm인 경우에는 기존 방식과 제안된 방식이 거의 비슷한 성능을 보였으며 그 외의 경우에는 제안된 방식의 성능이 더 우수한 것을 확인할 수 있다. 특히, 80 ppm에서 기존 방식은 추정 한계를 넘기 때문에 심각한 성능 열화를 나타내는 반면, 제안된 방식에서는 비교적 양호한 성능을 얻을 수 있었다. 이 그림에서 아래쪽의 진한 실선은 CRLB(Crammer Rao Lower Bound)를 나타내며 이론상으로 가능한 추정 성능의 한계를 의미한다. 이러한 CRLB는 수신된 신호의 평균 SNR에 따라 다음과 같이 계산된다^{[5],[6],[10]}.

$$CRLB = \frac{N_{FFT}}{4\pi^2 (p \cdot N_{SYM})^2 SNR_{avg}} \quad (20)$$

그림 8은 60 ppm의 주파수 오프셋이 존재할 경우, 기존 방식과 제안된 방식을 MB-OFDM 시스템 상에 적용했을 때의 PER(Packet Error Rate) 성능을 평가한 것이다. 여기서는 DCM(Dual Carrier Modulation) 변조가 사용되는 320, 400, 480 Mbps의 고속 전송 모드일 경우에 대해서만 고려하였다. 또한 수신단에서는 완벽한 채널 추정이 이루어지며

ML(Maximum Likelihood) 방식의 심볼 복조가 수행된다고 가정하였다. 그림에서와 같이, 주파수 오프셋을 부과하지 않은 이상적인 상황과 비교하여 기존의 방식을 적용한 경우 심각한 성능 저하가 나타난 반면, 제안된 방식을 적용한 경우에는 성능 저하가 거의 없었다.

IV. 제안된 주파수 오프셋 추정 기법의 하드웨어 구현

4.1 메모리 유닛 감소 방안

MB-OFDM 시스템은 중심 주파수가 다른 14개의 서브 밴드를 활용한다. 만일, 시스템에서 모든 서브 밴드를 운용하기 위해 14개의 오실레이터를 사용하려 한다면 하드웨어적으로 매우 큰 부담이 될 수밖에 없다. 하지만 최근의 연구 결과에 따르면, 단일 오실레이터로부터 하나의 주파수를 발생시켜 이를 분주하는 방법으로 모든 서브 밴드의 중심 주파수를 합성해낼 수 있다고 한다^{[4],[11],[12]}. 식 (21)은 [11]에서 Band Group #4의 각 서브 밴드의 중심 주파수가 합성되는 방식을 보여준다.

$$8184 \text{ MHz} = f_0 + f_0/4 + f_0/8 - f_0/12 = \frac{31}{24} f_0 \quad (21)$$

$$8712 \text{ MHz} = f_0 + f_0/4 + f_0/8 = \frac{33}{24} f_0$$

$$9240 \text{ MHz} = f_0 + f_0/4 + f_0/8 + f_0/12 = \frac{35}{24} f_0$$

식 (21)에서, 각 서브 밴드는 6336 MHz의 중심 주파수 f_0 로부터 분주되어 만들어진다. 따라서 한 서브 밴드에서 주파수 오프셋을 추정하고 나머지 밴드는 추정된 값으로부터 비례 관계를 이용하여 계산해 낼 수 있다.

식 (22)는 첫 번째 서브 밴드에서 추정된 주파수 오프셋 ($f_{offset1}$)을 이용하여 두 번째 서브 밴드의 주파수 오프셋 ($f_{offset2}$)을 추정하는 과정을 나타낸다.

$$\begin{aligned} f_{offset2} &= \frac{33}{31} f_{offset1} = f_{offset1} + \frac{2}{31} f_{offset1} \quad (22) \\ &= f_{offset1} + 2^{-4} f_{offset1} + 2^{-9} f_{offset1} + \dots \\ &= f_{offset1} + \sum_{k=1}^{\infty} 2^{-5k+1} f_{offset1} \\ &= f_{offset1} + \Delta f_{offset} \end{aligned}$$

즉, $f_{offset2}$ 는 $f_{offset1}$ 과 Δf_{offset} 의 합으로 구할 수 있으며, 이 때, Δf_{offset} 은 식 (22)처럼 $f_{offset1}$ 에 2^{-k} 을 곱하고 더하는 형태이므로 덧셈과 쉬프팅(shifting)을 이용하여 간단히 구현될 수 있다. 마찬가지로

가지로 세 번째 서브 밴드에서 추정된 주파수 오프셋 ($f_{offset3}$)은 $f_{offset2}$ 에 Δf_{offset} 을 한 번 더 더함으로써 구해진다. 이와 같은 방법을 이용하면 하나의 서브 밴드를 통해 수신된 샘플만을 저장하면 되므로 한 심볼(=128 샘플)만 저장하여 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 또한 다른 서브 밴드에 대한 주파수 오프셋의 계산도 간단히 이루어질 수 있다. 따라서 추가적인 하드웨어 부담을 가지지 않고 심볼 저장을 위해 필요한 메모리 유닛의 개수를 줄일 수 있어 구현 시 하드웨어 복잡도를 낮출 수 있다.

4.2 주파수 오프셋 추정기의 설계

제한된 주파수 오프셋 추정 기법은 오프셋의 부호 검출을 위한 추가적인 연산을 필요로 한다. 효율적인 하드웨어 구현을 위해서는 추가적인 하드웨어 연산에 의한 오버헤드를 최소화시켜야 한다. 이를 위해 주파수 동기부에서 사용되는 연산기와 메모리 유닛들의 시간에 따른 공유는 반드시 필요하다. 그림 9는 이를 고려하여 설계된 주파수 오프셋 추정기의 상위 구조의 블록도이다. 그림 9에서와 같이 제안된 주파수 오프셋 추정기는 제어부(controller), 오프셋 보상부(offset compensator), 레지스터(registers), 부호 검출부(sign detector) 및 오프셋 추정부(offset detector), 오프셋 보정부(offset corrector)로 구성된다.

설계된 주파수 오프셋 추정기는 수신된 신호 r_n 과 프리앰블의 원신호 s_n 을 입력으로 받는다. 입력된 신호들은 오프셋 보상부를 거치게 되는데, r_n 에 대해서는 주파수 오프셋의 추정이 끝난 후에 입력되는 신호에 대해서만 보상을 수행하며, 그 이전의 입력은 그대로 통과시킨다. 또한, 식 (16)에서 정의된 $C_{1,k}$, $C_{2,k}$ 를 만들기 위하여 s_n 에 대해 $\pm 2\hat{\epsilon}_{c,max}$ 의 의도적인 오프셋이 부과된다. 오프셋 보상부를 통과한 신호는 FFT를 거쳐 각각 $R_{l,k}$, $C_{1,k}$, $C_{2,k}$ 의 주파수 영역의 신호로 변환되어 레지스터로 들어간다.

레지스터는 부호 검출이나 주파수 오프셋 추정 과정에 필요한 수신 신호 샘플을 저장해두는 역할을 한다. 식 (22)에서 제안된 방식에 의해 하나의 서브 밴드를 통해 전송된 신호만을 저장하므로 128개의 쉬프트 레지스터만을 사용하여 설계하였다. 그림 10은 이러한 레지스터의 세부 구조를 보여준다. 레지스터 입력으로 들어온 FFT의 출력은 1:2 Demux를 통해 $C_{1,k}$ 과 $R_{l,k}$ 가 구분되어진다. 먼저 $C_{1,k}$ 와 1 클럭 지연된 $C_{1,k+1}^*$ 이 출력되고 그 곱이 계산되어 쉬프트 레지스터에 저장된다. 그 후 $R_{l,k}$ 이 입력되어 $R_{l,k}^*$, $R_{l,k+1}$ 과 저장된 값이 출력되며 이를 이용하여

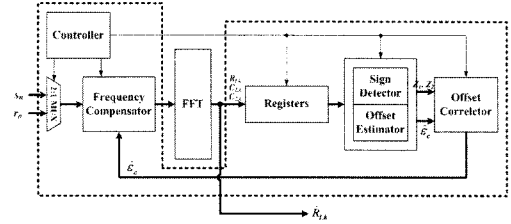


그림 9. 주파수 오프셋 추정기의 상위 구조 블록도

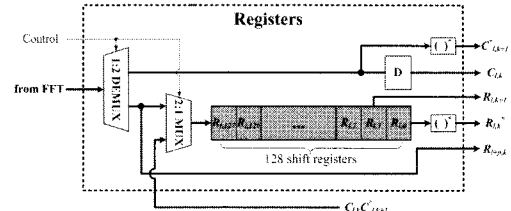


그림 10. 레지스터의 구조

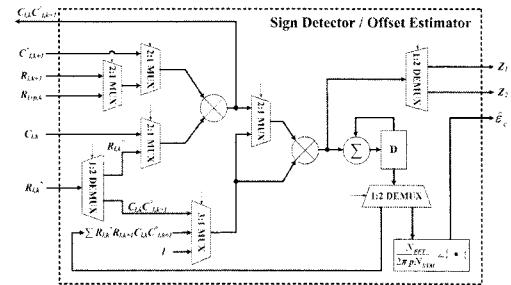


그림 11. 통합 설계된 부호 검출기 및 오프셋 추정기

부호 검출이 수행된다. 그 동안 쉬프트 레지스터에는 $R_{l,k}$ 이 채워진다. 이 값은 $R_{l,k+1}$ 과 들어왔을 때 같이 출력되어 주파수 오프셋을 추정하기 위해 사용된다. 따라서 위의 모듈은 $C_{1,k}$, $C_{2,k}$ 를 위한 메모리 유닛의 추가 없이 설계가 가능하다.

부호 검출부와 오프셋 추정부는 레지스터로부터 입력을 받아 식 (17) ~ (19)의 연산을 수행한다. 각 연산은 유사한 부분이 많기 때문에 이를 공유하여 오버헤드를 줄일 수 있다. 그래서 제안된 구조에서는 이들을 하나의 모듈로 통합시켜 설계하였다. 그림 11은 이렇게 설계된 모듈의 구조를 나타낸다. 그림에서와 같이 부호 검출을 위해 추가되는 하드웨어는 2:1 Mux 2개, 3:1 Mux 1개, 1:2 Demux 3개 그리고 복소 곱셈기 1개이다. 이 중 Mux와 Demux는 전체 크기에 비해 매우 작은 회로이므로 이로 인한 오버헤드는 무시할 수 있다.

4.3 기존 방식과의 하드웨어 복잡도 비교

표 4은 제안된 구조에서의 하드웨어 복잡도를 기

표 4. 하드웨어 복잡도 비교

필요 연산기	제안된 구조	기존 방식
복소 곱셈기	2	1
실 곱셈기	1	0
레지스터	$128 + 2 = 130$	$384 + 1 = 385$
비교기	2	0
가산기	4	1
Mux / Demux	13	2

표 5. 레지스터의 용도와 필요한 메모리 유닛의 크기 비교

용도	제안된 구조	기존 방식
심볼 저장	$128 \times 14 \text{ bit} = 1792 \text{ bits}$	$384 \times 10 \text{ bit} = 3840 \text{ bits}$
누적 합 (accumulation)	$1 \times 18 \text{ bit}$	$1 \times 18 \text{ bit}$
지연 (delay)	$1 \times 10 \text{ bit}$	0
합계	1820 bits	3858 bits

존 방식^[6]과 비교하여 정리한 것이다. 이 비교에서 auto-correlation 결과 값의 위상 계산 및 주파수 옵셋을 보상하는 과정에서 사용되는 초월함수 연산은 두 방식에서 동일하게 사용되므로 생략하였다. 표 4를 살펴보면 레지스터 수를 제외한 나머지 항목에서 제안된 구조에 대한 복잡도가 기존 방식에 비해 더 높은 것을 알 수 있다. 특히, 제안된 방식에서는 한 개의 복소 곱셈기가 추가되었는데, 복소 곱셈기의 경우 다른 연산기들에 비해 현저히 높은 복잡도를 가지므로 대부분의 하드웨어 오버헤드가 이로부터 발생된다. 반면, 제안된 방식에서 사용된 레지스터의 수는 기존 방식의 1/3 정도로 감소한 것을 확인할 수 있다.

이러한 레지스터의 감소가 복소 곱셈기 등의 증가로 인한 하드웨어 오버헤드를 상쇄시킬 수 있는지를 살펴보기 위해 각각의 레지스터를 구성하는 메모리 유닛의 크기를 표 5에 정리하였다. 제안된 구조에서는 심볼 저장을 위해 사용되는 레지스터가 $C_{i,k}$ 와 $C_{i,k+1}^*$ 의 곱셈 결과를 저장하기 위해서도 사용된다. 따라서 이러한 용도의 레지스터의 경우 기존 방식에 비해 더 많은 비트 수를 필요로 한다. 그럼에도 불구하고 필요한 레지스터의 수가 감소하였기 때문에 전체적인 메모리 유닛 크기가 약 53%(= 2038 bits)의 감소한 것을 표 5를 통해 확인할 수 있다. 이는 기존 방식에서 레지스터가 차지하는 중이 가장 높은 것을 감안할 때, 복소 곱셈기 등의 증가로 인한 하드웨어 오버헤드를 상쇄시키기에 충분하다.

4.4 주파수 옵셋 추정기의 하드웨어 구현 결과
제안된 주파수 옵셋 추정기의 하드웨어 구조는 Verilog HDL을 이용하여 설계되었다. 이 때, 시스템의 동작 주파수 기준을 132 MHz(=528 MHz÷4)로 낮추기 위해 4-way 병렬 처리 방식을 도입하였다. 설계된 모듈은 0.13 μm CMOS 라이브러리를 사용하여 논리 게이트로 합성되었다. 합성 결과, 구현된 주파수 옵셋 추정기는 약 47K gate counts를 가지며 최대 동작 주파수는 157 MHz로 132 MHz의 동작 주파수를 만족시켰다.

V. 결 론

MB-OFDM UWB 시스템은 기존의 OFDM 시스템과 마찬가지로 주파수 옵셋에 취약한 특징을 갖는다. 특히, 중심 주파수가 높은 상위 밴드에서는 주파수 옵셋의 영향이 더 커진다. 또한 밴드 그룹의 서브 밴드 간에 수행되는 시간-주파수 인터리빙은 주파수 옵셋의 추정 범위를 감소시킬 수 있다.

본 논문에서는 이를 극복하기 위해 주파수 옵셋의 부호를 검출을 통하여 추정된 값을 보정해 주는 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 모의실험 통하여 최대 추정값이 기존 방식에 비해 30 ppm 이상 증가한 것을 확인하였다. 제안된 주파수 옵셋 추정 기법을 적용한 주파수 옵셋 추정기는 하드웨어 오버헤드를 최소화하기 위하여 연산기와 레지스터를 공유하는 구조로 설계되었다. 설계된 하드웨어는 0.13 μm CMOS 공정을 이용하여 47K gates로 합성되었으며 최대 동작 주파수는 157 MHz였다.

따라서, 제안된 기법이 적용된 주파수 옵셋 추정기는 MB-OFDM 기반 UWB 시스템의 상위 주파수 대역에서 사용되기에 적합한 추정 범위를 가지며 하드웨어 오버헤드를 최소화한 효율적인 구조로 구현되었다.

참 고 문 헌

- [1] MultiBand OFDM Alliance(MBOA) Special Interest Group(SIG) / WiMedia Alliance, Inc.(WiMedia), "MultiBand OFDM Physical Layer Specification," Release 1.1, July 14, 2005.
- [2] A. Batra et al., "MultiBand OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a," IEEE P802.15-03/142r2-TG3a, Sept. 2004.

[3] Federal Communications Commission, "Revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission," ET Docket 98-153, April 2002.

[4] A. Batra, J. Balakrishnan, G. R. Aiello, J. R. Foerster, and A. Dabak, "Design of a multiband OFDM system for realistic UWB channel environments," *IEEE Trans. Microw. Theory & Technol.*, vol. 52, no. 9, pp. 2123-2138, Sept. 2004.

[5] B. Sahu, D. Sen, R. V. Kumar, and S. Chakrabarti, "A Frequency Offset Estimation Scheme for OFDM Based UWB Systems," in *Proc. IEEE TENCON 2006*, pp. 1-4, Nov. 2006.

[6] C. W. Yak, Z. Lei, and T. T. Tjhung, "Maximum Likelihood Frequency Offset Estimation & Cramer Rao Bound for Ultra-Wideband (UWB) Multi-Band OFDM Systems," in *Proc. IEEE VTC 2006-Spring*, pp. 2373-2377, May 2006.

[7] 김정주, 왕우봉, 장경희, "UWB MB-OFDM 시스템을 위한 심볼 타이밍 및 반송파 주파수 오프셋 추정 기법," *한국통신학회논문지*, vol. 31, no. 3A, pp. 232-239, Mar. 2006.

[8] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, Dec. 1997.

[9] J. R. Foerster, et al., "Channel modeling sub-committee report final," IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks(WPANs). Feb. 2003.

[10] S. M. Kay, "Fundamentals of statistical Signal Processing: Estimation Theory," Prentice Hall PTR, 1993.

[11] C. Mishra, A. Valdes-Garcia, F. Bahmani, A. Batra, E. Sánchez-Sinencio, and J. Silva Martinez, "Frequency Planning and Synthesizer Architectures for Multiband OFDM UWB Radios," *IEEE Trans. Microw. Theory & Technol.*, vol. 53, no. 12, pp. 3744-3756, Dec. 2005.

[12] C. F. Liang, S. I. Liu, Y. H. Chen, T. Y. Yang, and G. K. Ma, "A 14-band Frequency Synthesizer for MB-OFDM UWB Application," in *Proc. IEEE ISSCC 2006*, pp 428-437, Feb. 2006.

김길환 (Kilhwon Kim)

정회원



2006년 연세대학교 전기전자공학과 졸업
 2008년 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2009년~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 <관심분야> 고속 OFDM 통신 시스템, 모뎀SoC설계

정윤호 (Yunho Jung)

종신회원



1998년 연세대학교 전자공학과 졸업
 2000년 연세대학교 전기전자공학과 석사
 2005년 연세대학교 전기전자공학과 박사
 2005년~2007년 삼성전자 책임연구원

2007년~2008년 연세대학교 연구교수
 2008년~현재 한국항공대학교 조교수
 <관심분야> MIMO/OFDM 통신시스템, VLSI신호처리, 모뎀SoC설계

김재석 (Jaeseok Kim)

정회원



1977년 연세대학교 전자공학과 졸업
 1979년 연세대학교 전기전자공학과 석사
 1988년 Rensselaer Polytechnic Institute, NY. 박사
 1988년~1993년 AT&T Bell Lab. 연구원

1993년~1996년 한국전자통신연구원 책임연구원
 1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수
 <관심분야> 통신SoC설계, 고속멀티미디어IP설계