

---

# 다중 차분 필터에 의한 IEEE 802.15.4b LR-WPAN 주파수 오프셋의 개선

## Improvement of IEEE 802.15.4b LR-WAPN Frequency Offset with Multiple Differential Filter

---

정차근, 강성민

호서대학교 공과대학 시스템제어공학과

Cha-Keon Cheng(cheong@hoseo.edu), Sung-Min Kang(dsk81@daum.net)

---

### 요약

본 논문에서는 915MHz 대역 IEEE 802.15.4b LR-WPAN(Low-Rate Wireless Personal Area Network) 비동기 DSSS O-QPSK 기반 수신 시스템의 주파수 오프셋 영향을 분석하고, 차분 필터를 추가함으로써 주파수 오프셋을 보상할 수 있는 방법을 제시한다. IEEE 802.15.4b 915MHz 규격에서는 DSSS PSSS-ASK 변조방식과 DSSS O-QPSK 변조방식을 채용하여 250kbps의 전송율을 갖는 새로운 방식을 제시하고 있다. 본 논문에서 사용한 DSSS O-QPSK 변조방식은 40ppm(주파수 오프셋 36.6kHz)까지는 BER에 변화가 없으나, 그 이상의 주파수 오프셋이 발생하면 BER이 높아져 안정적인 수신이 어려운 문제가 있다. 이 문제를 해결하기 위해 DSSS O-QPSK 기반 수신기의 상관기에 MDDF(Multiple Delay Differential Filter)를 적용하여  $\pm 80$ ppm에서도 안정적인 수신이 가능함을 보인다. 제안 알고리즘의 성능을 검증하기 위해, 다양한 AWGN 및 주파수 오프셋 환경을 가정한 컴퓨터 모의실험의 결과를 제시하고, 그 유효성을 입증한다.

■ 중심어 : | 주파수 오프셋 | 차분 필터 | 전송율 | DSSS O-QPSK 변조방식 | LR-WPAN |

### Abstract

This paper analyze the effect of frequency offset for the IEEE 802.15.4b LR-WPAN(Low-Rate Wireless Personal Area Network) with 915MHz bandwidth noncoherent DSSS O-QPSK based receiver system, and presents a compensation method with addition of differential filter to the system for compensation of frequency offset problem. DSSS PSSS-ASK and DSSS O-QPSK modulation techniques are accepted within the regularization of IEEE 802.15.4b. These new method can obtain 250kbps transmission rate. The DSSS O-QPSK modulation method that is used in this paper has no BER variation below 40ppm(frequency offset 36.6kHz), but if the offset frequency become high above 40ppm, then the system cannot have stable receiving condition due to worse BER. To solve this problem, we present a more stabilized receiver system at maximum frequency offset  $\pm 80$ ppm using MDDF unti a correlator of DSSS O-QPSK modulator. Moreover computer simulation results will be presented to evaluate the performance of the proposed algorithm unde various AWGN and frequency offset environment.

■ keyword : | Frequency Offset | Differential Filter | Transmission Rate | DSSS O-QPSK Modulation | LR-WAPN |

### I. 서론

보다 지능화된 유비쿼터스 시스템의 구현은 peer-to-peer 기반의 무선망에 의해 가능하기 때문에 최근 새로운 무선 통신 프로토콜을 위한 연구개발이 활발하게 수행되고 있다. 이를 구축하는 기술로는 IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, 블루투스, IEEE 802.15.4와 같은 국제규격의 완성과 실용화를 들 수 있다[1].

무선 통신 시스템에 의한 공장 자동화와 같은 응용 시스템에서는 다량의 센서노드를 도처에 배치하여 네트워크를 구성하는 USN(Ubiquitous Sensor Network)의 경우 센서 노드의 크기는 작고, 저가이어야 하며, 저전력으로 구동되어 배터리 교체 없이 장기간 사용이 가능하여야 한다[2]. 이러한 요구를 충족시키기 위하여 2003년 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 국제 표준화가 진행되었다. 이 표준규격은 간단한 구조와 저전력으로 구동되며, 상용화시 저가로 공급이 가능한 특징을 갖는다[2]. 그러나 이상적인 환경에서는 수신 오차가  $\pm 1\%$  이하의 성능을 갖는 규격이지만 주파수 오프셋 등의 노이즈가 발생하는 환경에서는 수신에 거의 불가능에 가까운 단점이 있다[3]. 주파수 오프셋은 반송파 주파수가 송신 신호의 캐리어 주파수로부터 얼마나 벗어나 있는가의 정도를 나타낸다. 이를 해결하기 위해 새로운 LR-WPAN 규격으로 개발된 시스템이 IEEE 802.15.4b이다.

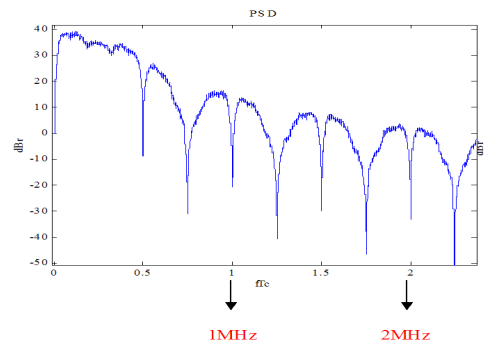
본 논문에서는 IEEE 802.15.4b 915MHz 대역의 시스템에서 수신기 주파수 오프셋의 영향을 줄여 안정적인 수신율을 보장하는 알고리즘을 제안하고 컴퓨터 모의실험을 통해 기존의 방식보다 향상된 수신 성능을 갖는 것을 입증한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 IEEE 802.15.4b 915MHz 대역의 확산/변조, 동기/비동기 방식에 대해 비교분석하고, 3장에서는 차분 필터를 사용하여 주파수 오프셋의 영향을 줄이는 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험을 통해 수신율의 성능이 향상되는 것을 검증하고, 제안방법의 유효성을 입증한다.

### II. 802.15.4b 915MHz 대역의 수신기

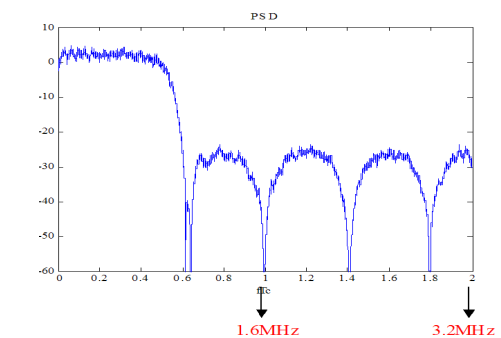
[표 1]은 IEEE 802.15.4b 시스템의 주파수 대역별 최대 전송율을 나타낸 것으로, 915MHz 대역에서는 BPSK 변조방식을 사용하는 IEEE 802.15.4보다 ASK와 O-QPSK 변조방식을 사용하여 기존 전송속도인 40kbps보다 6.25배 빠른 250kbps까지 지원한다[4].

표 1. 주파수 대역과 데이터 전송률

PHY (MHz)	frequency band (MHz)	Spreading parameters		Data parameters		
		Chip rate (kchip/s)	Modulation	Bit rate (kb/s)	Symbol rate (ksymbol/s)	Symbols
868/915	868~868.6	300	BPSK	20	20	Binary
	902~928	600	BPSK	40	40	Binary
868/915 (optional)	868~868.6	400	ASK	250	12.5	20-bit PSSS
	902~928	1400	ASK	250	50	5-bit PSSS
868/915 (optional)	868~868.6	400	O-QPSK	100	25	16-ary Orthogonal
	902~928	1000	O-QPSK	250	62.5	16-ary Orthogonal
2450	2400~2483.5	2000	O-QPSK	250	62.5	16-ary Orthogonal



(a) DSSS O-QPSK



(b) DSSS PSSS-ASK

그림 1. 915MHz 대역 신호의 PSD

[그림 1]은 915MHz대역에서 규정한 변조신호의 PSD (Power Spectral Density)를 나타낸 것이다. [그림 1](a)는 1000kcps의 칩 레이트를 가진 DSSS O-QPSK의 PSD 이고 (b)는 1600kcps의 칩 레이트를 갖는 DSSS PSSS-ASK의 PSD이다. DSSS O-QPSK 신호의 더블 사이드 대역폭은 1.2MHz이고, DSSS PSSS-ASK 신호의 더블 사이드 대역폭은 5.2MHz이다. DSSS O-QPSK와 DSSS PSSS-ASK 변조 방식의 비트율은 250kbps로 동일하므로 DSSS O-QPSK 변조신호의 대역폭 효율성이 우수하다[5].

DSSS O-QPSK 변조의 수신기는 동기(coherent) 방식만을 사용할 수 있는 DSSS PSSS-ASK 변조방식에 비해 비동기(non-coherent) 방식의 수신기 구현이 가능하다. DSSS O-QPSK 변조의 동기식 수신기는  $\pm 40\text{ppm}$  이상의 캐리어 주파수 위상변화에 기인한 드리프트 때문에 일반적인 캐리어 복구 방식으로는 완전한 에러보정이 불가능하여 수신 성능이 현저히 저하되는 문제가 있다[6]. 그러나 비동기 수신인 DSSS O-QPSK에서는 차등 검파를 이용하여 칩 데이터간의 위상차를 검출하여 드리프트 문제를 해결할 수 있다.

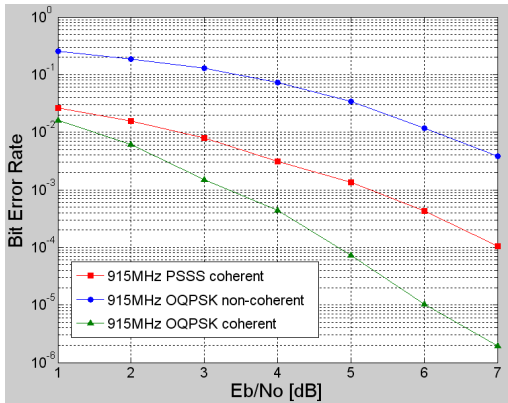


그림 2. 주파수 오프셋이 없는 경우의 BER 변화

[그림 2]는 주파수 오프셋의 영향이 없을 때의 DSSS PSSS-ASK 동기식 수신기와 DSSS O-QPSK 변조 방식의 동기식 및 비동기식의 수신기에 대한 SNR에 따른 BER의 변화를 나타낸 것이다. [그림 2]의 모의실험 결과는 주파수 오프셋의 영향이 없는 경우의 비동기식

DSSS O-QPSK 변조방식의 수신 성능이 가장 나쁜 것을 확인할 수 있다.

비동기식의 검출성능은  $\pm 40\text{ppm}$  이하의 주파수 오프셋까지는 수신 성능이 변화되지 않지만, 40ppm 이상의 주파수 오프셋에서는 성능열화가 심화되는 문제가 있다. 그리고 동기식 검출의 경우에는 약  $\pm 20\text{ppm}$ 의 반송과 주파수 오프셋 에러가 발생하면 수신에 불가능하게 된다.

O-QPSK 변조방식은 PSSS-ASK 변조방식에 비해 대역폭 효율성이 우수하고, 차등 검파 기반의 비동기 수신도 가능하여 PSSS-ASK에 비해서 저가격 구조로 통신 시스템을 구현할 수 있다. 이러한 비동기 수신 특성으로 인해 우수한 성능의 통신 시스템 구성이 가능하므로, 본 논문에서는 비동기 기반의 DSSS O-QPSK 변조방식과  $\pm 40\text{ppm}$  이상의 주파수 오프셋 환경을 고려한 통신 시스템을 취급한다.

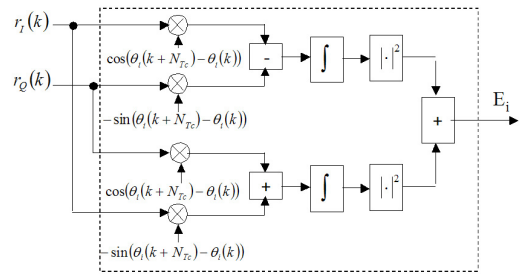


그림 3. DSSS O-QPSK 변조의 비동기 수신을 위한 상관기 구조

[그림 3]은 DSSS O-QPSK 비동기 수신을 위한 상관기의 구조도이다. 비동기식 수신기는 수신 샘플 신호와 미리 저장되어 있던 16개의 기준 신호와의 상관 전력을 비교기에서 비교하여 가장 큰 값을 갖는 수신 샘플을 송신된 심볼로 결정하고 복조를 수행하게 된다. [그림 3]의 비동기 수신을 위한 상관기 구조에서 상관 에너지  $E_i$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_i = \left| \int r(t) b^*(t) \right| \tag{1}$$

이 때 수신된 DSSS O-QPSK 변조신호  $r(t)$ 는 식 (2)와 같이 복소함수로 표현하고,  $b(t)$ 는 식 (3)으로 주

어지는 기준신호이다.

$$r(t) = r_I(t) + jr_Q(t) \tag{2}$$

$$b(t) = \cos(\theta_i(t + N_{Tc}) - \theta_i) + j\sin(\theta_i(t + N_{Tc}) - \theta_i(t)) \tag{3}$$

표 2. 16-chip symbol-to-chip mapping sequence

Data symbol (decimal)	Data symbol (binary) ( $b_0 b_1 b_2 b_3$ )	Chip values ( $c_0 c_1 \dots c_{14} c_{15}$ )
0	0 0 0 0	0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1
1	1 0 0 0	0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1
2	0 1 0 0	0 1 0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 0
3	1 1 0 0	1 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0 0 0
4	0 0 1 0	0 0 1 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1 1 1 1 0
5	1 0 1 0	1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 1
6	0 1 1 0	1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 1 1
7	1 1 1 0	1 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0
8	0 0 0 1	0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 0
9	1 0 0 1	0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0
10	0 1 0 1	0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 1 1
11	1 1 0 1	1 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1
12	0 0 1 1	0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1
13	1 0 1 1	1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0
14	0 1 1 1	1 0 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 0
15	1 1 1 1	1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 1

차등 검파 기반의 비동기 수신이므로 기준 신호  $b(t)$ 는 검출을 위한 상관 신호로, 차등 검파의 시간지연이  $N_{Tc}$ 인 경우 식 (3)과 같이 나타낸다. DSSS O-QPSK 변조방식에서는 [표 2]와 같이 정해진 16개의 PN 시퀀스를 규정하여 심볼을 칩 신호로의 변환에 사용한다.

### III. 주파수 오프셋 개선

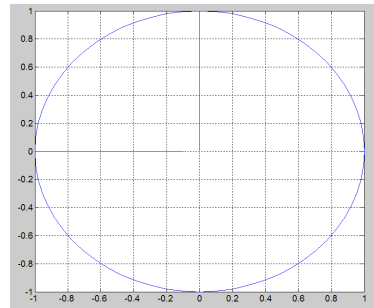
#### 1. 주파수 오프셋에 의한 수신 성능 열화

IEEE 802.15.4b 시스템의 수신 모델은 저가를 지향하는 시스템의 특성상 규격에서 권고하는 최대 허용치  $\pm 80\text{ppm}$ (=73.2kHz)의 주파수 오프셋 환경에서도 높은 신뢰성으로 수신이 가능해야 한다.

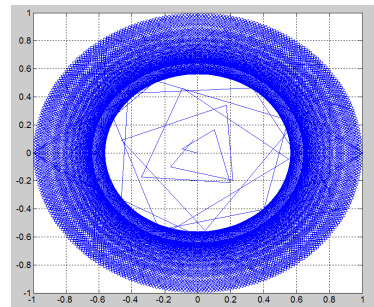
IEEE 802.15.4b의 수신 모델에서는 수신 데이터가 검출되면 코드 획득 후 입력 신호의 위상차를 극복하기 위해 차등 검파 과정을 수행한다. 다음으로 데이터 복조를 위해 수신신호와 PN 신호의 상관 특성을 이용하

여 차등 검파 결과와 비교하여 최대 에너지를 갖는 심볼을 최종 수신된 심볼로 결정한다[7][8].

주파수 오프셋의 영향이 커질수록 상관기 출력의 감소가 심화되어 수신 성능의 열화가 발생한다.



(a) 주파수 오프셋이 0Hz 일때



(b) 주파수 오프셋이 73.2kHz 일때

그림 4. 아이(eye) 패턴

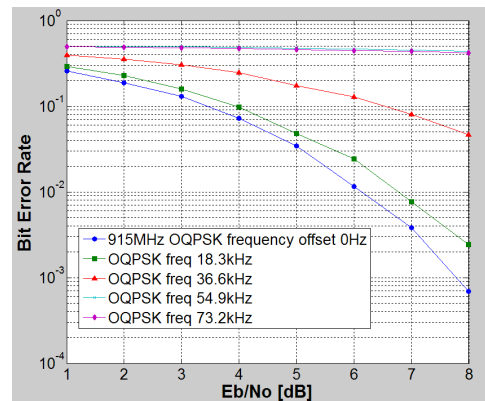


그림 5. 주파수 오프셋이 고려된 비동기 방식의 BER

[그림 4](a)는 주파수 오프셋이 없는 경우의 DSSS

O-QPSK 변조 신호의 아이 패턴이고, [그림 4](b)는 주파수 오프셋이 80ppm(=73.2kHz)인 경우의 아이 패턴을 나타낸 것이다. [그림 4]의 결과에서 알 수 있는 바와 같이 주파수 오프셋 값이 커지게 되면 아이 패턴의 분산이 커져 정상적인 심볼의 검출이 불가능하다.

[그림 5]에 AWGN 채널환경에서 주파수 오프셋에 따른 BER 성능을 나타낸다. 비동기 방식의 DSSS O-QPSK 기반 915MHz 대역 수신 시스템에서, 주파수 오프셋의 영향이 없는 환경에서는 우수한 BER 성능을 나타내지만, 주파수 오프셋이 36.6kHz(40ppm)부터 급속한 성능 열화를 보이기 시작하고, 54.9kHz(60ppm) 이상에서는 BER이 매우 높아 수신이 거의 불가능함을 알 수 있다.

## 2. 차분 필터

AWGN 채널 환경에서 주파수 오프셋이 고려된 k 번째 수신샘플을  $r(k)$ 라 하면, 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = s(k)e^{j2\pi\Delta f k T_c} + n(k) \quad (5)$$

여기서  $s(k)$ 는 송신 심볼이고,  $\Delta f$ 는 주파수 오프셋, 그리고  $n(k)$ 는 AWGN이다.

$$\begin{aligned} D_r(k) &= r(k)r^*(k-N) \\ &= (s(k)e^{j2\pi\Delta f k T_c} + n(k)) \\ &\quad \times (s^*(k-N)e^{-j2\pi\Delta f (k-N) T_c} + n^*(k-N)) \\ &= s(k)s^*(k-N)e^{j2\pi\Delta f N T_c} + W(k) \end{aligned} \quad (6)$$

k번째 수신 샘플이 차분 필터를 거쳐 나오는 출력신호는 수신신호  $r(k)$ 와 N 샘플 지연된 신호의 복소 공액된 신호로서 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다. 이 때  $W(k)$ 는 잡음성분에 해당되는 것으로 식(7)과 같이 주어지고, 상관기에서 사용되는 차분 PN 신호  $D_s(k)$ 는 식 (8)로 나타낸다.

$$\begin{aligned} W(k) &= s^*(k-N)n(k)e^{-j2\pi\Delta f (k-N) T_c} \\ &\quad + s(k)n^*(k-N)e^{j2\pi\Delta f k T_c} + n(k)n^*(k-N) \end{aligned} \quad (7)$$

$$D_s(k) = s(k)s^*(k-N) \quad (8)$$

식 (6)에서 보듯이 주파수 오프셋이 없을 경우에는 복소공액 곱에 의해 잡음 성분인  $W(k)$ 의 영향이 가중되어 검출 성능의 열화가 예상되지만 수신 신호가 차분 필터를 통과하면서 주파수 오프셋의 영향이 상수값인  $\Delta f N T_c$ 로 변환되므로 주파수 오프셋에 의한 영향을 감소시킬 수 있다.

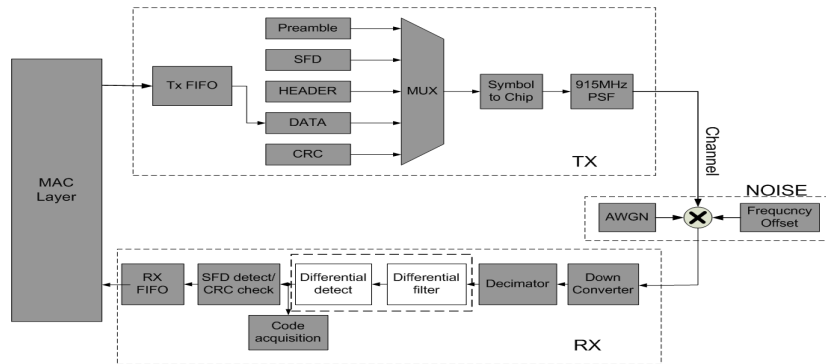
## 3. 주파수 오프셋 개선을 위한 차분 필터 기반 수신기

[그림 6]은 주파수 오프셋의 영향을 줄이기 위한 시스템의 구성을 나타낸 블록도이다. [그림 6](a)는 IEEE 802.15.4b 송수신 시스템의 전체 블록도이고, [그림 6](b)는 주파수 오프셋의 영향을 줄이기 위해 사용한 차분 필터 구조이다. 또한 [그림 6](c)는 차분 필터를 적용한 차등 검파의 세부 블록을 나타낸 것이다. 상관된 수신샘플  $D_r(k)$ 에 대해  $T_c$  간격의 차분 필터링을 수행한 후,  $T_c$  간격의 차분 PN 신호와 복소 상관을 수행한다. 샘플간 간격을 N이라 하면 차분 필터를 적용한 상관기의 출력  $Z$ 는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

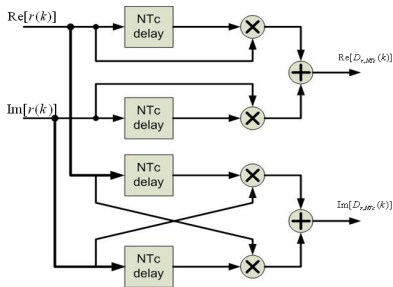
$$\begin{aligned} Z &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} [D_r(k)D_s^*(k)] \right|^2 \\ &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} [(s(k)s^*(k-N)e^{j2\pi\Delta f N T_c} + W(k)) \right. \\ &\quad \left. \times (s(k)s^*(k-N))^*] \right|^2 \\ &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} [Ae^{j2\pi\Delta f N T_c} + n(k)[s(k)s^*(k-N)]^*] \right|^2 \\ &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} [Ae^{j2\pi\Delta f N T_c} + v(k)] \right|^2 \\ &= \left| A N_c e^{j2\pi\Delta f N T_c} + \sum_{k=0}^{N_c} v(k) \right|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에서는  $N_c$ 는 한 심볼의 샘플수이고,  $A$ 는  $(s(k)s^*(k-N)) \times (s(k)s^*(k-N))^*$  연산결과인 상수 값이며,  $v(k)$ 는  $n(k)[s(k)s^*(k-N)]^*$ 로 주어지는 잡음성분이다. 식 (9)에서 확인할 수 있듯이 차분 필터링을 거친 상관기 출력  $Z$ 는  $\Delta f$ 를 포함한 상수값으로 변환되어 수신 데이터는 주파수 오프셋의 영향을 전혀 받지 않고 출력되는 것을 확인할 수 있다.

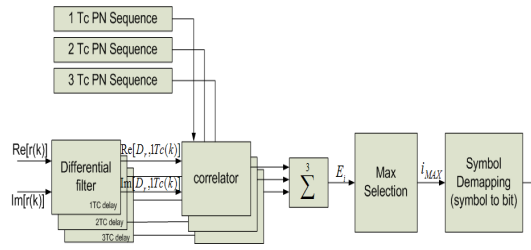
본 논문에서는 송신 심볼 검출의 안전성과 신뢰성을



(a) 시스템의 전체 블록도



(b) 차분 필터



(c) 차분 필터를 사용한 차등 검파 구성

그림 6. 주파수 오프셋을 줄이기 위한 시스템의 전체 블록도

높이기 위해 [그림 6](c)의 MDDF (Multiple Delay Differential Filter)를 적용한 검출기를 사용한다. 각각의 지연시간( $T_c$ )에 따른 차분 필터의 출력인  $D_{r,1T_c}(k)$ ,  $D_{r,2T_c}(k)$ ,  $D_{r,3T_c}(k)$ 가 각각의 상관기에서 상관 전력 값을 더하게 되어 원하는 심볼에 대한 상관 전력값과 그 이외의 15개의 상관 전력값 차이가 커지고, 이에 따라 하나의 차분 필터를 사용할 때 보다 성능이 향상된다.

#### IV. 컴퓨터 모의실험 결과

IEEE 802.15.4b에는 사용 목적에 따라 비콘 패킷, 데이터 패킷, ACK 패킷, 그리고 MAC 명령 패킷의 총 4 가지 종류의 패킷 구조가 있으나, 본 논문에서는 가장 사용 빈도가 높은 데이터 패킷 구조를 사용하고 MATLAB을 이용하여 모의실험을 수행했다. PPDU의

구성은 [표 3]과 같이 4 바이트의 프리앰블 신호와 1 바이트의 SFD로 이루어진 SHR 과 PHR, 그리고 PSDU로 구성되고 PHY 계층의 데이터 필드 정보 및 제어 정보는 MAC 계층으로부터 전달 받는다. 가능한 최대 PSDU의 크기는 127 바이트이지만 본 논문에서는 4 바이트의 어드레싱 필드와 64 바이트의 데이터 페이로드로 설정하여 전체 패킷의 사이즈를 79 바이트로 구성하여 컴퓨터 모의실험을 수행했다. 프리앰블, SFD 등 PPDU에 관한 모의실험 환경을 정리한 것이 [표 4]이다.

표 3. IEEE 802.15.4b 데이터 패킷 구조

PPDU (PHY Protocol Data Unit)							
Preamble	Start of Frame Delimiter	Frame Length	Frame control	Sequence Number	Addressing Fields	Data Payload	FCS
SHR		PHR	PSDU				

표 4. 컴퓨터 모의실험 파라미터

Parameter	Value
Tx oversampling	6 oversampling
Rx oversampling	2 oversampling
Chip rate	1000 kcps
Modulation	O-QPSK
Frame structure	Data frame
Tc delay	3Tc
Frequency offset	0Hz, 36.6kHz, 54.9kHz, 73.2kHz

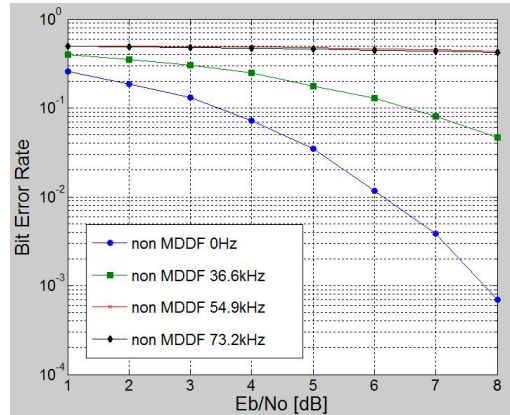
[그림 7](a)는 MDDF를 적용하지 않았을 때의 주파수 오프셋의 변화에 따른 BER 결과이고, [그림 7](b)는 MDDF를 적용하였을 때의 주파수 오프셋 변화에 따른 BER 결과이다. MDDF에서는  $3T_c$  PN 시퀀스 구조의 차분 필터를 사용했다.

[그림 7]의 결과로부터 일반적인 비동기 방식의 O-QPSK 변조방식의 비동기식 수신기에 비해 MDDF 구조의 차분 필터 구조에 의한 O-QPSK 변조방식의 비동기식 수신기는 높은 주파수 오프셋에서도 수신 성능이 저하되지 않는 것을 알 수 있다. [그림 8]은  $E_b/N_0$ 비가 8인 경우, 주파수 오프셋의 연속적인 변화에 대한 MDDF의 수신 성능의 개선을 나타낸 것으로 주파수 오프셋이 높아지면 BER 특성이 저하된다. 그러나 차분 필터를 사용하지 않는 비동기식 O-QPSK 방식과 달리 수신 심볼의 검출이 가능한 것을 알 수 있다.

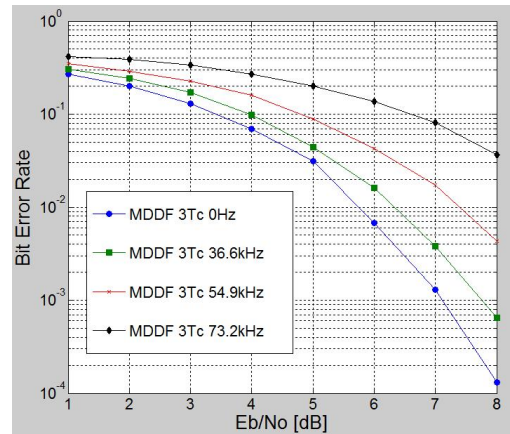
### V. 결론

본 논문에서는 IEEE 802.15.4b의 915MHz 대역의 비동기 방식의 DSSS O-QPSK의 시스템에 주파수 오프셋에 따른 성능 열화를 보상하기 위해 MDDF를 적용한 수신 시스템을 제안하고, 다양한 주파수 오프셋 환경에서 수신 성능이 개선됨을 컴퓨터 모의실험으로 입증하였다.

MDDF를 적용한 비동기 기반의 시스템은 주파수 오프셋의 영향을 크게 받지 않고 동작할 수 있다는 장점이 있으나, 주파수 오프셋이 전혀 없을 때에는 제곱 과정의 영향으로 인해 잡음 성분이 가중되어 MDDF를 사용하지 않았을 때 보다 성능이 저하되는 문제가 있다.



(a) MDDF를 적용하지 않았을 때



(b) MDDF를 적용 하였을 때

그림 7. 주파수 오프셋과 MDDF에 따른 BER 결과

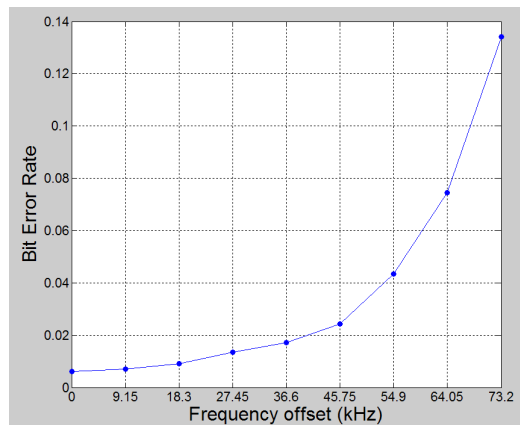


그림 8.  $E_b/N_0$ 비 8에서의 연속적인 주파수 오프셋의 변화에 대한 MDDF의 수신 성능개선



향후 잡음 영향의 제거와 지연시간에 따라 MDDF의 성능 변화를 확인하여 미분 필터의 최적값을 구하고 하드웨어 설계에 의한 시스템의 성능을 검증하는 연구가 필요하다.

Symposium, pp.327-330, 2006(1).

**참 고 문 헌**

[1] 최동훈, 배동수, 최규태. *지그비 기술과 활용*, 도서출판 세화, 2007.

[2] 김기형, 정원도, 박준성, 서현근, 박승민, 김홍남, "IEEE 802.15.4 기반의 유비쿼터스 센서 네트워크 기술", *대한전자공학회지*, Vol.31, No.12, pp.78-84, 2004(12),

[3] 임재원, "LR-WPAN 비동기 기반 DSSS O-QPSK 모뎀 구조 개선에 관한 연구", 호서대학교 대학원 시스템 제어 공학과, 석사논문, 2007(1),

[4] Revision of IEEE Standard 802.15.4-2003 IEEE Standard for Information Technology-Part 15.4b : "Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," Draft P802.15.4REVb/D4, 2006(3).

[5] H. Schwedick and A. Wolf, "PSSS-parallel sequence spread spectrum a physical layer for RF communication," *Proc. of IEEE Symp. on Consumer Electronics*, pp.262-265, 2004(9).

[6] 한밭대학교, "IEEE 802.15.4b 기반 PHY 구현에 관한 연구", 한국전자통신연구원, 최종연구보고서, 2005(12).

[7] W.-C Lin, K.-C Liu, and C.-K Wang, "Differential matched filter architecture for spread spectrum communication systems," *Electronics Letters*, Vol.32, No.17, pp.1539-1540, 1996(8).

[8] Iskander. C.-D., "Performance Analysis of IEEE 802.15.4 Noncoherent Receivers at 2.4GHz under Pulse Jamming," *IEEE trans. Radio and Wireless*

**저 자 소 개**

정 차 근(Cha-Keon Cheong)

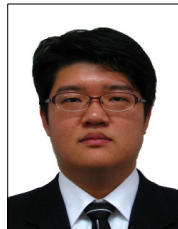
정회원



- 1984년 2월 : 서울대학교 전기공학과(공학석사)
- 1993년 2월 : 일본 동경대학 전기공학과(공학박사)
- 1984년 1월 ~ 1997년 8월 : LG종합기술원 책임연구원
- 1995년 4월 ~ 1996년 3월 : 일본 방송통신기구 초빙연구원
- 2002년 1월 ~ 2002년 4월 : 일본 동경대학 초빙교수
- 1997년 9월 ~ 현재 : 호서대학교 시스템제어공학과 <관심분야> : 디지털 통신, 영상처리 및 부호화, 지능형 차량제어, Machine Vision

강 성 민(Sung-Min Kang)

준회원



- 2007년 2월 : 호서대학교 시스템제어공학과(공학사)
- 2007년 3월 ~ 현재 : 호서대학교 시스템제어공학과 석사 과정

<관심분야> : 무선통신, 자동제어, 반도체