

2.45GHz LR-WPAN 수신기를 위한 Coherent 기반의 Symbol Detector

준회원 한 정 수*, 정회원 도 주 현*, 박 타 준**, 종신회원 최 형 진*

A Coherent-based Symbol Detector for 2.45GHz LR-WPAN Receiver

Jung-Su Han* *Associate Member,*

Joo-Hyun Do*, Tha-Joon Park** *Regular Members,* Hyung-Jin Choi* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 2.45GHz 대역 IEEE 802.15.4 LR-WPAN(Low-Rate Wireless Personal Area Network; ZigBee) 시스템의 수신기를 위한 개선된 방식의 symbol detector 알고리즘을 제안한다. 저가 구현을 지향하는 LR-WPAN 시스템의 특성상 규격에서 권고하는 frequency tolerance는 $\pm 80\text{ppm}$ (196KHz, 송수신 각각 $\pm 40\text{ppm}$)으로서 이러한 큰 주파수 오프셋 환경에서도 안정된 동작이 가능한 symbol detector 알고리즘이 요구된다. 일반적으로 LR-WPAN의 수신 모델을 위해 주파수 오프셋에 강인한 noncoherent 기반의 symbol detector 사용되나 noncoherent 방식은 I/Q 제곱 과정에서의 제곱 손실에 의해 성능 열화 및 구현의 복잡도 증가를 유발하게 된다. 따라서 본 논문에서는 단일 preamble 심볼을 이용한 주파수 오프셋 추정기를 통해 주파수 오프셋을 보상해주는 coherent 방식의 symbol detector를 제안한다. 제안된 방식은 noncoherent 방식의 제곱 손실을 제거하여 성능을 향상시킴과 동시에 복잡도를 감소시켜 초소형, 저전력, 저가를 지향하는 LR-WPAN 수신기에 보다 적합하도록 설계되었으며, 다양한 채널 환경에서의 성능 평가를 통하여 제안된 알고리즘이 differential detection 기반의 noncoherent 방식보다 1dB의 향상된 성능을 보임을 입증하였다

Key Words : LR-WPAN, IEEE 802.15.4, ZigBee, Symbol Detector

ABSTRACT

In this paper, we propose an enhanced symbol detector algorithm for 2.45GHz LR-WPAN(Low-Rate Wireless Personal Area Network) receiver. Because the frequency offset of $\pm 80\text{ppm}$ on 2.45GHz band is recommended in IEEE 802.15.4 LR-WPAN(Low-Rate Wireless Personal Area Network) specification, a symbol detector algorithm having stable operation in the channel environment with large frequency offset is required. For robustness to the frequency offset, non-coherent detection-based symbol detector algorithm is typically applied in the LR-WPAN receiver modem. However, the noncoherent symbol detector has increased performance degradation and hardware complexity due to squaring loss of I/Q squaring operation. Therefore we propose a coherent detection-based symbol detector algorithm with frequency offset compensation using a preamble symbol. The proposed algorithm is more suitable for LR-WPAN receiver aimed at low-cost, low-power and low-complexity than the non-coherent symbol detector, since it can reduce performance degradation due to squaring loss of I/Q squaring operation and implementation complexity. Simulation results show that the proposed algorithm has performance improvement of about 1dB in various channel environments.

* 성균관대학교 정보통신공학부 (hjchoi@ece.skku.ac.kr),
논문번호 : KICS2005-10-408, 접수일자 : 2005년 10월 11일

** 삼성전자 중앙연구소 (tj33.park@samsung.com)

I. 서론

최근 새로운 패러다임으로서 모든 주변 사물을 무선 네트워크로 연결하여 인간의 삶에 보이지 않게 컴퓨팅 서비스를 제공한다는 유비쿼터스 컴퓨팅(Ubiquitous Computing)의 개념이 대두되고 있다. WPAN(Wireless Personal Area Network) 기술은 이러한 유비쿼터스 환경을 실현하기 위한 주요 기술로 인식되어 본격적인 연구 개발이 진행 중이며, IEEE 802.15 WG(Working Group)에서는 WPAN에 적합한 프로토콜 및 인터페이스 규격 제정 및 보완이 지속적으로 수행되고 있다. WPAN에 대한 세부적인 연구를 위해 창설된 5개의 TG(Task Group) 중 TG 4는 소형, 저전력, 저가 및 저속의 기술인 ZigBee의 표준화 작업을 진행하여 물리 계층과 링크 계층에 대한 규격인 IEEE 802.15.4 LR-WPAN을 제정하였다^{[1]-[4]}. 현재 미국, 일본, 유럽지역 및 국내 주요 정보 통신 분야 기업들은 제품과 조직 전반에 걸친 네트워크를 전략적 화두로 내세우며 초소형, 저가, 저전력 및 저속의 무선 칩 셋을 이용한 산업, 가전기기들간의 네트워크 시대의 도래에 적극 대응하고 있다.

본 논문에서는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 규격 중 세계 범용인 2.45GHz ZigBee 시스템의 수신기 모델 구현을 위한 symbol detector 알고리즘을 제안한다. ZigBee 수신 모델에서의 symbol detector는 데이터 복조를 위해 16개의 심볼 중 하나를 detection 하는 모듈로써 저가를 지향하는 시스템의 특성상 규격에서 권고하는 frequency tolerance $\pm 80\text{ppm}$ (196KHz, 송수신 각각 $\pm 40\text{ppm}$)의 주파수 옵셋 환경에서 신뢰성 있는 동작이 가능해야 한다. 일반적으로 주파수 옵셋에 강인한 noncoherent detection 방식이 사용되나^[5] I/Q 제공 과정에 의한 제공 손실에 의해 성능 열화를 유발할 뿐 아니라 규격에서 권고하는 최대 주파수 옵셋에서 큰 성능 열화를 가진다.

본 논문에서 제안하는 symbol detector 알고리즘은 주파수 옵셋 추정기 및 multiple delay differential filter를 적용함으로써 주파수 옵셋에 더욱 강인한 동작을 가능케 하였으며, multiple delay differential filter의 출력 신호에 대한 수신 신호의 상관 결과가 I-channel에 국한되는 특성을 이용하여 일반적인 noncoherent 방식 대신 coherent 방식의 correlator를 적용함으로써 noncoherent 방식의 적용에 따른 제공 손실을 제거하여 성능을 향상시킴과 동시에

복잡도를 감소시켜 초소형, 저전력, 저가를 지향하는 LR-WPAN 수신기에 보다 적합하도록 설계하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 IEEE 802.15.4 PHY(physical layer)의 기술적인 개요를 설명하였으며, 3 장에서는 일반적인 noncoherent 방식을 적용한 symbol detector 알고리즘, 주파수 옵셋의 영향을 감소시키기 위해 적용된 differential filter 및 differential filter를 적용한 noncoherent 방식의 symbol detector 알고리즘에 대해 기술하였다. 4 장에서는 본 논문에서 제안하는 주파수 옵셋 보상을 통한 coherent 기반의 symbol detector 알고리즘에 대해 설명하며, 5 장에서는 제안된 알고리즘과 noncoherent 방식의 알고리즘간의 성능 비교를 통해 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하였으며, 6 장에서는 결론을 맺었다.

II. IEEE 802.15.4 Physical layer specification

IEEE 802.15.4 WPAN은 듀얼 PHY 형태로 주파수 대역은 868/915MHz와 2.45GHz를 사용하며, DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 방식을 기반으로 하고, 20kbps에서 250kbps까지의 데이터 전송 속도를 지원한다. 사용되는 주파수 대역에 따른 파라미터를 표 1에 나타내었으며, 본 논문에서는 이 중 세계 공통 규격인 2.45GHz의 주파수 대역을 사용하는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 시스템을 기반으로 한다.

표 1. 주파수 대역에 따른 파라미터

PHY(MHz)		868/9		2450
Frequency band(MHz)		868-868	902-9	2400-2483
Spreading parameters	Chip rate (Kchip/s)	300	600	2000
	Modulation	BPSK	BPSK	OQPSK
Data parameters	Bit rate (Kb/s)	20	40	250
	Symbol rate (Ksymbol/s)	20	40	62.5
	Symbols	Binary	Binary	16-ary Orthogonal

2.45GHz LR-WPAN PHY는 ISM(Industrial Scientific Medical) 대역(band)을 사용하고 있으며, 인접한 네트워크 및 시스템과의 간섭에 강인할 수 있도록

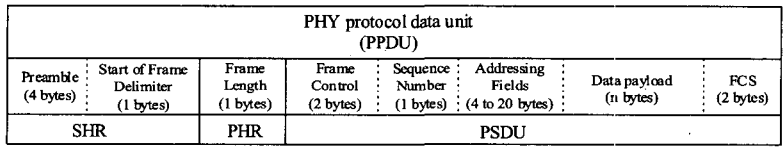


그림 1. IEEE 802.15.4 data 패킷 구조

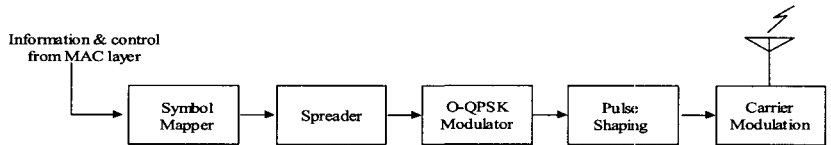


그림 2. 송신단 구조

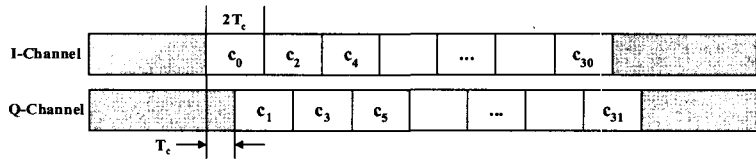


그림 3. O-QPSK 변조

O-QPSK(Offset QPSK) 변조 방식을 적용한다.

사용 목적에 따라서 Beacon 패킷, data 패킷, acknowledgment 패킷, 그리고 MAC(Medium Access Control) command 패킷의 4 가지 종류의 패킷 구조가 존재하나, 본 논문에서는 가장 사용 빈도가 높은 data 패킷 구조(그림 1)를 이용하여 성능 평가를 수행하였다. PPDU(PHY protocol data unit), 즉 하나의 data 패킷은 프리앰블 신호 4 bytes와 SFD(Start of Frame Delimiter) 1 byte로 이루어진 SHR(Synchronization Header)과 PHR(PHY Header), 그리고 PSDU(PHY Service Data Unit)로 구성되며 PHY layer에서의 information 및 control 정보는 MAC layer로부터 전달 받는다⁶⁾. 가능한 최대 PSDU 크기는 127bytes이나 본 논문에서는 Addressing Fields의 크기는 4 bytes, Data Payload의 크기는 13 bytes로 설정하여 성능 평가를 위한 전체 패킷의 사이즈를 28 bytes로 구성하였다.

그림 2는 2.45GHz의 ZigBee 시스템의 송신단 동작에 대한 블록도이다.

본 시스템에서는 16-ary quasi-orthogonal 변조(modulation) 기술이 사용되므로 상위 layer에서 생성된 250kb/s의 정보비트열은 4bit 단위로 심볼 변환되고, 변환된 각 심볼은 표 2에 제시된 chip sequence로 확산(spreading)된다.

32 개로 확산된 chip 신호는 그림 3과 같이 짝수 번 index는 I-channel로 홀수 번 index는 Q-channel로 O-QPSK 변조 과정을 거쳐 half-sine 형태의 pulse shaping을 수행한다.

표 2. 각 심볼에 대해 매핑되는 칩 신호

Data symbol (decimal)	Data symbol (binary) (b_0, b_1, b_2, b_3)	Chip values ($c_0, c_1, \dots, c_{30}, c_{31}$)
0	0000	1101 1001 1100 0011 0101 0010 0010 1110
1	1000	1110 1101 1001 1100 0011 0101 0010 0010
2	0100	0010 1110 1101 1001 1100 0011 0101 0010
3	1100	0010 0010 1110 1101 1001 1100 0011 0101
4	0010	0101 0010 0010 1110 1101 1001 1100 0011
5	1010	0011 0101 0010 0010 1110 1101 1001 1001
6	0110	1100 0011 0101 0010 0010 1110 1101 1001
7	1110	1001 1100 0011 0101 0010 0010 1110 1101
8	0001	1000 1100 1001 0110 0000 0111 0111 1011
9	1001	1011 1000 1100 1001 0110 0000 0111 0111
10	0101	0111 1011 1000 1100 1001 0110 0000 0111
11	1101	0111 0111 1011 1000 1100 1001 0110 0000
12	0011	0000 0111 0111 1011 1000 1100 1001 0110
13	1011	0110 0000 0111 0111 1011 1000 1100 1001
14	0111	1001 0110 0000 0111 0111 1011 1000 1100
15	1111	1100 1001 0110 0000 0111 0111 1011 1000

식 (1)의 half-sine pulse shaping filter는 Feher filter로써 non-linear amplifier에 유리하므로 하드웨어 구성 시 RF 부의 가격 경쟁력을 얻을 수 있다^{6)[7]}.

$$f(k) = \begin{cases} \sin\left(\pi \frac{k}{16}\right), & 0 \leq k \leq 15 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

마지막으로 pulse shaping 신호는 carrier modulation을 거쳐 패킷 단위로 전송된다. 각 패킷의 수신 신호 포착(acquisition) 및 동기(synchronization)를 위해 사용되는 8개의 프리앰블 심볼은 32 binary zero로 매핑된다. 본 논문에서는 시스템 구현을 위

하여 $2T_c$ 당 송신 8 over-sampling과 수신 4 over-sampling을 고려하였으므로 symbol detector를 위해 사용할 수 있는 샘플간 최소 간격은 $0.5T_c$ 가 된다.

III. Noncoherent 방식의 symbol Detector

본 시스템의 symbol detector는 데이터 복조를 위해 수신 신호와 PN 신호의 상관 특성을 이용하여 16 개의 심볼 중 하나를 detection 하는 역할을 수행한다. 저가를 지향하는 시스템의 특성상 규격에서 권고하는 frequency tolerance $\pm 80\text{ppm}(196\text{KHz})$, 송수신 각각 $\pm 40\text{ppm}$ 의 주파수 오프셋 환경에서 신뢰성 있는 동작이 가능해야 하므로 일반적으로 noncoherent 방식이 사용된다. 따라서 본 절에서는 일반적인 noncoherent 방식의 symbol detector 알고리즘과 큰 주파수 오프셋 환경에서 보다 강인한 수신 성능을 얻기 위하여 추가한 differential filter 및 이를 적용한 noncoherent 방식의 symbol detector 알고리즘에 대하여 기술한다.

3.1 일반적인 noncoherent 방식

그림 4는 일반적인 noncoherent 방식의 symbol detector의 블록도이다.

일반적인 noncoherent 방식의 symbol detector 알고리즘은 수신 신호와 16개의 PN 신호와의 상관을 위한 16개의 상관기(I/Q-channel), 전력 계산부 그리고 비교기로 구성된다. 동작 과정은 다음과 같

다. $0.5T_c$ 단위로 입력되는 수신 샘플 신호와 미리 저장되어 있던 16개의 PN 신호와 상관 전력을 비교기에서 비교하여 가장 큰 값을 가지는 것을 송신된 심볼로 결정하고 demodulation을 수행하게 된다.

식 (2)는 일반적인 noncoherent 방식의 correlator 출력을 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 Z &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} [r(k)p^*(k)] \right|^2 \\
 &= \left[\sum_{k=0}^{N_c} \cos(2\pi\Delta f k T_c) \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^{N_c} \sin(2\pi\Delta f k T_c) \right]^2 \\
 &= \left[\frac{\sin(\pi N_c \Delta f T_c)}{\sin(\pi \Delta f T_c)} \right]^2 \tag{2}
 \end{aligned}$$

여기서, 수신 sample 신호의 전력은 1로 가정하였으며, $r(k)$ 는 주파수 오프셋이 고려된 k 번째 수신 sample 신호이다. 또한 Δf 와 N_c 는 각각주파수 오차와 1 심볼의 sample 수이며, $p(k)$ 는 PN sequence 이다.

주파수 오차에 의해 correlator 출력의 크기가 감소하게 됨을 확인할 수 있다. $N_c \Delta f T_c$ 가 작을 경우에는 correlator 출력의 크기의 감소가 크지 않지만, $N_c \Delta f T_c$ 가 커질수록 correlator 출력의 크기의 감소가 심화되며, 특히 ZigBee 시스템은 주파수 오차가 큰 시스템이기 때문에, 주파수 오차에 의해 큰 성능 열화를 유발하게 된다.

그림 5는 AWGN 채널 환경에서 주파수 오프셋에 따른 BER 성능이다. 주파수 오프셋이 없는 환경에서는 우수한 성능을 나타내지만, 주파수 오프셋을 고려

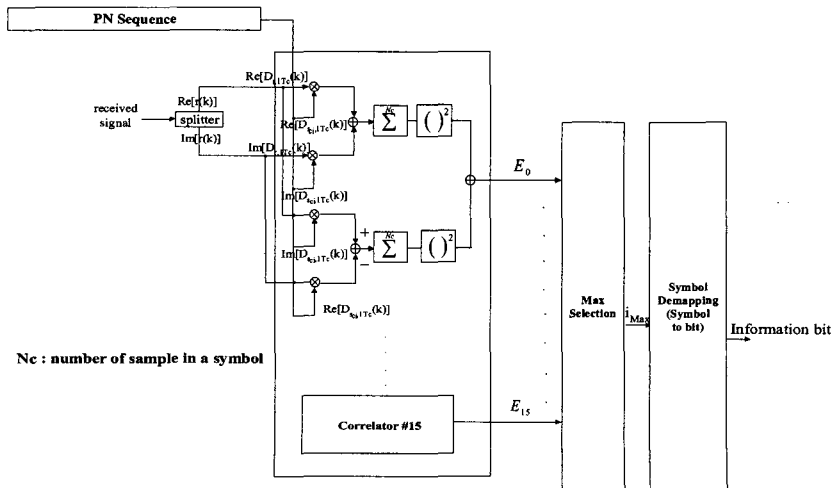


그림 4. 일반적인 noncoherent 방식의 구조

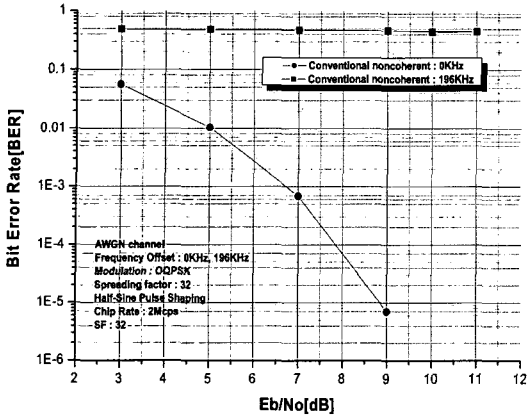


그림 5. 일반적인 noncoherent 방식의 성능

한 환경에서는 큰 성능 열화를 보임을 확인할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 주파수 오프셋 환경의 성능 열화를 최소화하고, 안정적인 수신 성능 보장을 위해 differential filter를 우선적으로 적용하였다.

3.2 Differential filter

저가를 지향하는 ZigBee 시스템에서는 정확도가 높은 고가의 오실레이터를 사용할 수 없으므로 2.45GHz ZigBee 규격에서는 oscillator의 정확도를 $\pm 40\text{ppm}$ 로 권고하고 있다. 따라서 수신단에서는 송신단과 수신단의 오실레이터 정확도를 모두 고려하여 최대 $\pm 80\text{ppm}$ (196KHz)의 주파수 오프셋이 발생할 수 있다^[6]. 여기서 주파수 오프셋이란 주로 잔류 주파수 오프셋(residual frequency offset)이라 불리는 송신기와 수신기간의 오실레이터(oscillator)의 부정합을 의미하며, 이러한 큰 주파수 오프셋 환경에서도 안정적으로 동작 가능하기 위해 differential filter의 적용이 필요하다. 그림 6은 differential filter의 구조를 나타낸다.

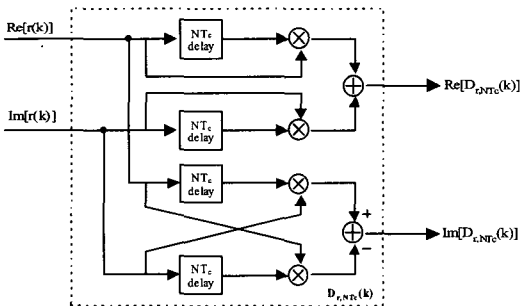


그림 6. Differential filter 구조

주파수 오프셋과 AWGN이 고려된 k 번째 수신 sample 신호는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = s(k)e^{j2\pi\Delta f k T_c} + n(k) \quad (3)$$

여기서, $s(k)$ 는 전송된 k 번째 sample 신호이며, Δf 와 $n(k)$ 는 각각 주파수 오차와 AWGN이다

Differential filter의 출력 신호는 수신 신호 $r(k)$ 와 N 샘플 지연된 $r(k-N)$ 신호의 complex conjugate 된 신호로서 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며, 상관 시 사용되는 differential PN 신호는 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} D_r(k) &= r(k)r^*(k-N) \\ &= s(k)s^*(k-N)e^{j2\pi\Delta f N T_c} e^{-j2\pi\Delta f (k-N) T_c} \\ &\quad + n(k)s^*(k-N)e^{-j2\pi\Delta f (k-N) T_c} \\ &\quad + n^*(k-N)s(k)e^{j2\pi\Delta f k T_c} + n(k)n^*(k-N) \\ &= s(k)s^*(k-N)e^{j2\pi\Delta f N T_c} + N(k) \end{aligned} \quad (4)$$

$$D_s(k) = s(k)s^*(k-N) \quad (5)$$

여기서, $N(k) = s^*(k-N)n(k)e^{-j2\pi\Delta f (k-N) T_c} + s(k) \cdot n^*(k-N) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_c} + n(k)n^*(k-N)$ 로서 AWGN이다.

식 (4)에서 differential filter의 출력 신호의 주파수 오프셋의 영향이 시간에 따라 변화하지 않고 sample interval인 N 에 의존하는 상수 값으로 변화함을 확인할 수 있으며, 이에 따라, differential filter를 수신 입력단에 적용함으로써 주파수 오프셋의 영향을 감소시킬 수 있다.

3.3 Differential filter를 적용한 noncoherent 방식

그림 7은 differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 symbol detector의 구조이다. Differential filter를 적용한 noncoherent 방식은 수신 신호의 주파수 오프셋의 영향을 줄이기 위한 differential filter와 수신 신호와 16개의 PN 신호와의 상관을 위한 16개의 상관기(I/Q-channel), 전력 계산부 그리고 비교기로 구성된다.

Differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 symbol detector에 대한 correlator의 출력은 식 (6), 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

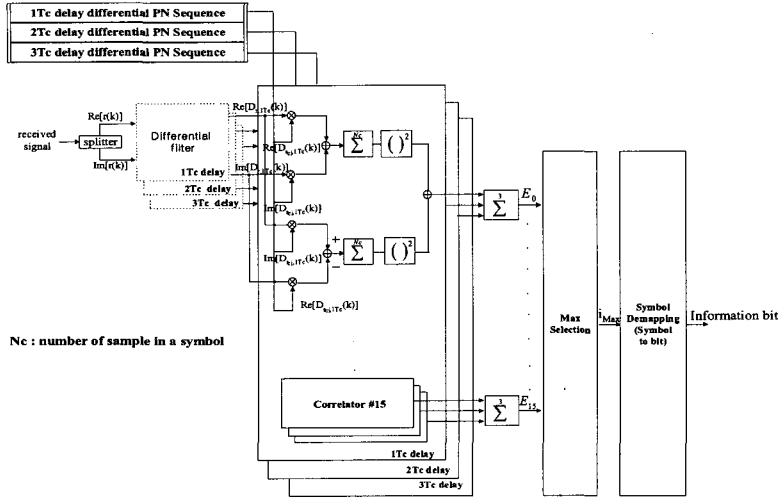


그림 7. Differential filter를 적용한 noncoherent 방식의 구조

$$\begin{aligned}
 Z &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} [D_s(k) D_s^*(k)] \right|^2 \\
 &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} \left[\{s(k) s^*(k-N) e^{j2\pi\Delta f N T_c} + N(k)\} \cdot \{s(k) s^*(k-N)\}^* \right] \right|^2 \\
 &= \left| \sum_{k=0}^{N_c} \left[e^{j2\pi\Delta f N T_c} + v(k) \right] \right|^2 \\
 &= \left[N_c \cos(2\pi\Delta f N T_c) + \sum_{k=0}^{N_c} v_I(k) \right]^2 \\
 &\quad + \left[N_c \sin(2\pi\Delta f N T_c) + \sum_{k=0}^{N_c} v_Q(k) \right]^2 \tag{6}
 \end{aligned}$$

$$v(k) = N(k) [s(k) s^*(k-N)]^* = v_I(k) + j v_Q(k) \tag{7}$$

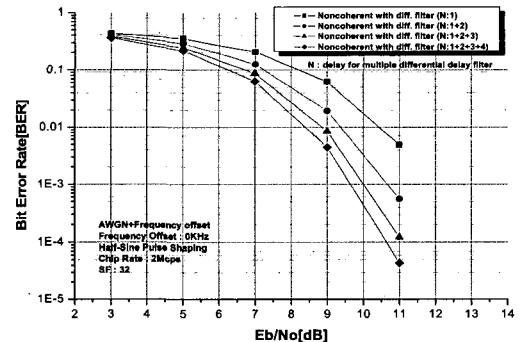
여기서, 수신 sample 신호의 전력은 1로 가정하였으며, N_c 는 1 심볼의 sample 수이고 $v(k)$ 는 AWGN이다.

Differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 symbol detector는 전력 계산을 통해 주파수 오프셋의 영향이 완전히 제거될 수 있음을 식 (6)에서 확인할 수 있다. 이에 따라 differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 symbol detector는 주파수 오프셋과 무관하게 동작할 수 있다는 장점이 있으나, 제곱 과정에서 잡음의 영향이 가중되는 단점이 있다.

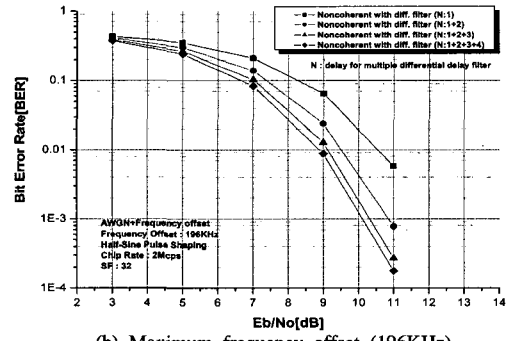
본 논문에서는 보다 안정되고 향상된 성능을 얻기 위하여 그림 7에서 보듯이 multiple delay differential filter를 적용하였다. 1개 이상의 differential filter에서 출력되는 각 T_c delay에 따른 상관 전력 값을 더하게 되면, 원하는 심볼에 대한 상관 전력 값과 그 이외의 15개의 상관 전력 값 차이가 커지

고, 이에 따라 성능을 향상시킬 수 있다.

그림 8은 AWGN 환경에서 주파수 오프셋 및 적용된 differential filter의 수에 따른 differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 symbol detector의 성능이다.



(a) No frequency offset (0KHz)



(b) Maximum frequency offset (196KHz)

그림 8. Differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 symbol detector 성능

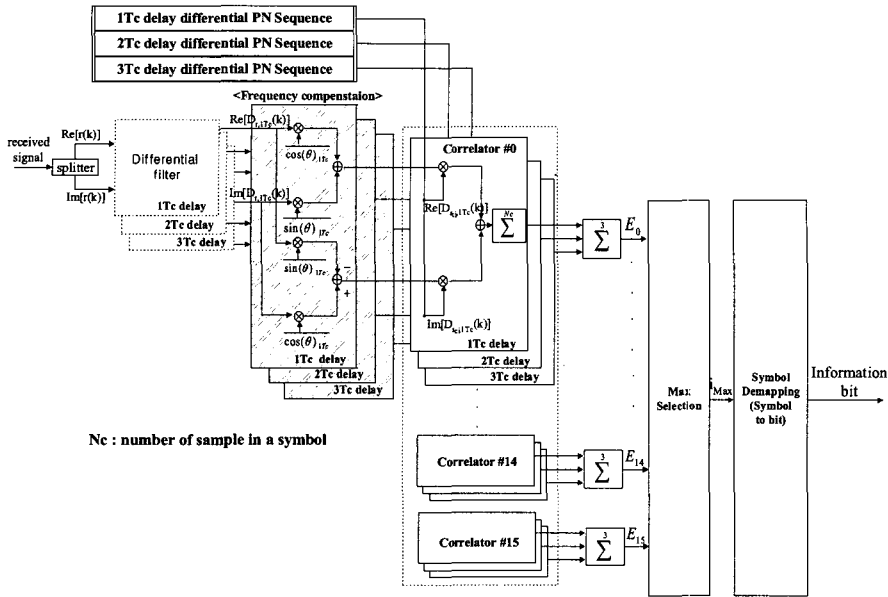


그림 9. Coherent 기반의 symbol detector 구조

Differential filter의 수가 증가할수록 성능이 향상되지만, 성능 향상의 폭은 줄어들게 되며, 1Tc, 2Tc, 3Tc, 4Tc delay의 differential filter의 성능은 1Tc, 2Tc, 3Tc delay의 differential filter의 성능과 비교하여 약 0.1dB의 성능 향상만을 보임을 그림 8을 통해 확인할 수 있다. Differential filter의 수가 증가하게 되면, 하드웨어의 복잡도가 증가하기 때문에, 저가를 목표로 하는 ZigBee 시스템 특성을 고려하여 1Tc, 2Tc, 3Tc delay differential 신호에 대한 상관만을 고려하는 것이 성능과 복잡도 면에서 가장 적절하며, 따라서 본 논문에서는 1Tc, 2Tc, 3Tc delay differential 신호에 대한 상관만을 고려하였다.

IV. 개선된 방식의 symbol Detect

그림 9는 본 논문에서 제안하는 coherent 방식의 symbol detector의 구조이다.

제안된 방식은 주파수 오프셋 보상기, 16개의 상관기 그리고 비교기 및 추가적으로 주파수 오프셋 추정기로 구성되어 있다. 동작 과정은 noncoherent 방식과 유사하나, 제안된 방식은 주파수 오프셋 추정기를 이용해 주파수 오프셋을 보상해주기 때문에 noncoherent 방식에서의 전력 계산부가 필요 없으며, 이에 따라 correlator의 Q-branch 또한 필요 없게 된다.

그림 10은 주파수 오프셋 추정기의 구조이다.

수신된 preamble 신호는 식 (4)와 동일한 과정을

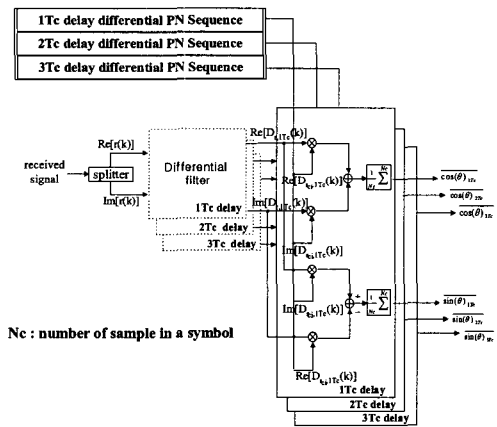


그림 10. 주파수 오프셋 추정기 구조

결계 되며, 수신된 preamble 신호와 differential PN 신호와 complex conjugate된 신호를 $C_{pre}(k)$ 라 하면, 추정된 주파수 오프셋 $f_{est}(k)$ 은 preamble 한 symbol의 sample을 누적 평균한 값으로써 식 (8)과 같다.

$$f_{est}(k) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{k=M-1} C_{pre}(k) = \frac{\cos(2\pi\Delta fNTc) + j\sin(2\pi\Delta fNTc)}{\quad} \quad (8)$$

여기서, 수신된 sample 신호는 1로 가정되었으며, M 은 preamble 한 심볼의 sample 수이고, AWGN

인 $\frac{1}{M} \sum_{k=0}^{k=M-1} N(k) \cong 0$ 이다.

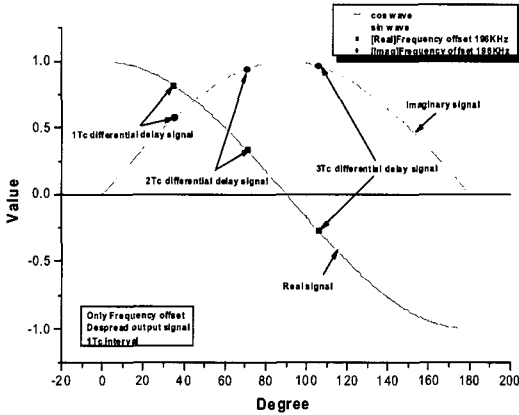
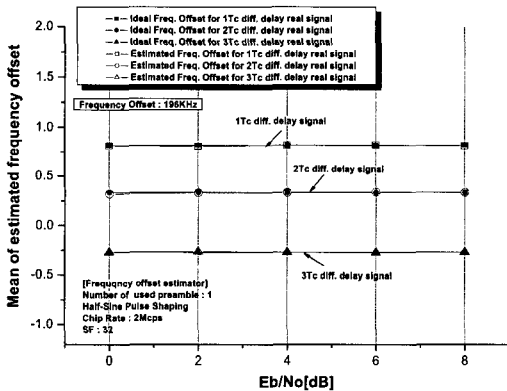
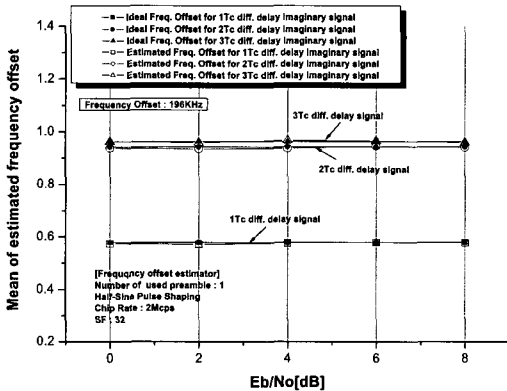


그림 11. 196KHz의 주파수 오차 환경에서의 신호 크기 변화



(a) 추정된 frequency offset real 신호의 mean 성능



(b) 추정된 frequency offset imaginary 신호의 mean 성능

그림 12. 추정된 frequency offset 신호의 mean 성능

그림 11은 196KHz의 주파수 오차 환경에서 Tc delay에 따른 주파수 오프셋 추정기 출력 신호의 real과 imaginary에 대한 그래프이다.

196KHz의 주파수 오차가 발생하게 되면, real과 imaginary 신호는 식 (4)와 같이 각 Tc delay에 따라 각각 $\cos(2\pi\Delta fNTc)$, $\sin(2\pi\Delta fNTc)$ 의 신호 크기 변화가 있음을 그림 11을 통해 확인할 수 있다.

그림 12는 196KHz의 주파수 오차가 있는 환경에서 preamble 1 심볼을 이용하여 각 Tc delay에 따른 추정된 frequency offset 신호의 mean 성능이다. 그림 11에 나타난 196KHz의 주파수 오차 환경에서 추정되어야 할 각 Tc delay에 따른 $\cos(2\pi\Delta fNTc)$ 과 $\sin(2\pi\Delta fNTc)$ 신호를 거의정확하게 추정함을 그림 12를 통해 확인할 수 있다.

그림 13은 주파수 오프셋 추정을 위해 사용하는 preamble 수를 증가시켰을 경우의 성능이다. 주파수 오프셋 추정을 위한 preamble수를 증가시켜도 성능은 거의 유사하며, preamble 1 symbol만을 이용하여 주파수 오프셋을 추정하여도 거의 정확한 추정이 가능함을 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 주파수 오프셋 추정을 위해서 한 심볼의 preamble만을 사용하였다.

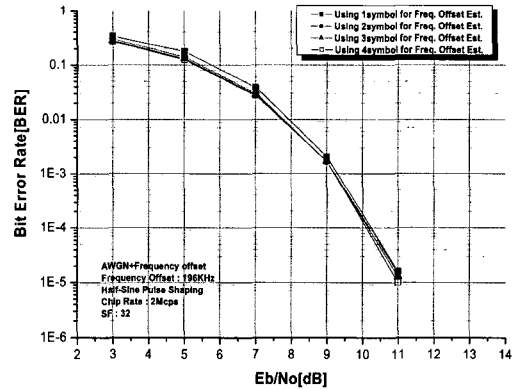


그림 13. 추정에 사용하는 preamble 수에 따른 성능

제안된 방식의 correlator 출력은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z = \sum_{k=0}^{N_c} \text{Re} [D_r(k)D_s^*(k)f_{est}^*(k)]$$

$$= N_c + \sum_{k=0}^{N_c} v_{r,N}(k) \quad \text{where } N=1, 2, 3 \quad (9)$$

제안된 방식의 correlator 출력식인 (8)과 non-coherent 방식의 correlator 출력식인 (6)의 비교를 통해 AWGN의 영향이 적음을 확인할 수 있으며, 이는 제안된 방식의 경우 전력 계산부와 Q-channel

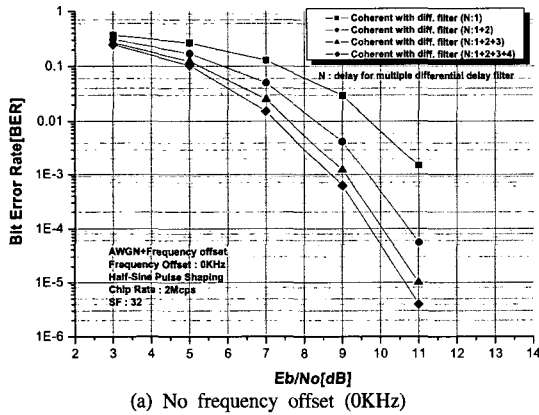
을 제거하여 제곱 손실이 발생하지 않기 때문이다.

그림 14는 AWGN 환경에서 주파수 오프셋 및 differential filter의 수에 따른 coherent 기반의 symbol detector의 성능이다.

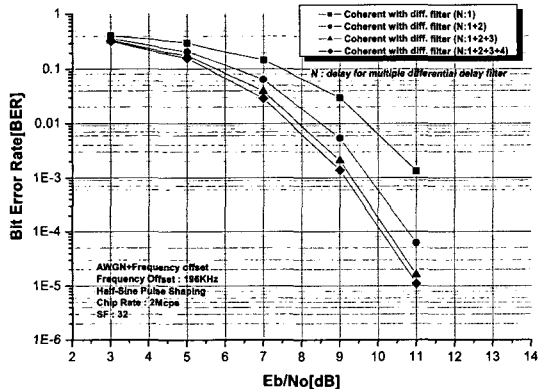
Differential filter를 적용한 noncoherent 방식과 마찬가지로 differential filter의 수가 증가할수록 성능이 향상되지만, 1Tc, 2Tc, 3Tc, 4Tc delay의 differential filter의 성능은 1Tc, 2Tc, 3Tcdelay의 differential filter의 성능과 비교하여 약 0.1dB의 성능 향상만을 보이기 때문에 하드웨어의 복잡도 증가를 고려하여 본 논문에서는 1Tc, 2Tc, 3Tc delay differential 신호에 대한 상관만을 사용하였다.

제안된 방식은 간단한 주파수 오프셋 추정기를 추가하는 대신 그림 7에 도시한 noncoherent 방식에서 Q-channel branch와 전력 계산부를 제거하였기 때문에 하드웨어의 복잡도 또한 감소시켰다.

표 3은 Differential filter를 적용한 noncoherent 방식과 제안된 방식의 복잡도를 비교한 것이다.



(a) No frequency offset (0KHz)



(b) Maximum frequency offset (196KHz)

그림 14. Differential filter를 적용한 coherent 기반의 symbol detector 성능

표 3. 복잡도 비교

	Proposed algorithm			Noncoherent algorithm
	Freq.Offset Est.	Freq.Offset Compensator	Correlator	
# of adder	6	6	48	144
# of multiplier	12	12	96	288

제안된 방식이 differential filter를 적용한 noncoherent 방식에 비해 84개의 adder와 168개의 multiplier가 적음을 확인할 수 있다.

V. 컴퓨터 모의 실험 결과

제안된 방식과 noncoherent 기반의 알고리즘과의 성능 비교를 위해 적용된 파라미터를 표 4에 정리하였다. 동일한 조건에서의 성능 평가를 위하여 제안된 방식과 noncoherent 방식 모두 differential filter의 샘플간 간격을 1/2 Tc 로 설정하였으며, 제안된 방식의 주파수 오프셋 추정을 위한 preamble을 1 심볼만을 사용하였다. 또한 fading 환경에서의 이동체 속도 및 multipath channel model의 각 path의 전력 및 지연은 ETSI에서 권고하는 Hyper/LAN2의 indoor model A를 적용하였다.

표 4. 컴퓨터 모의 실험 환경

Parameter	Value
Chip rate	2Mcps
Frame structure	Data frame (802.15.4)
Modulation	OQPSK
Spreading Factor	32
Tc delay for multiple differential delay filter	1Tc, 2Tc, 3Tc
Channel	AWGN channel & Fading channel(single path & multipath -18paths)
Mobile speed (Doppler frequency)	10.8km/h (24.5Hz)
Frequency offset	0KHz, 10KHz, 100KHz, 150KHz, 196KHz
Tx oversampling rate	16 oversamples / 2Tc
Rx oversampling rate	4 oversamples / 2Tc

그림 15는 AWGN 환경에서의 주파수 오프셋에 따른 성능 비교이다.

제안된 방식이 다양한 주파수 오프셋 환경에서 differential filter를 적용한 noncoherent 방식에 비해

약 1dB의 향상된 성능을 보임을 확인할 수 있다.

그림 16은 단일다중 경로 페이딩 환경에서의 주파수 오프셋에 따른 성능 비교이다. 페이딩 환경에서 역시 제안된 방식이 다양한 주파수 오프셋 환경에서 differential filter를 적용한 noncoherent 방식에 비해 약 1dB의 향상된 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다.

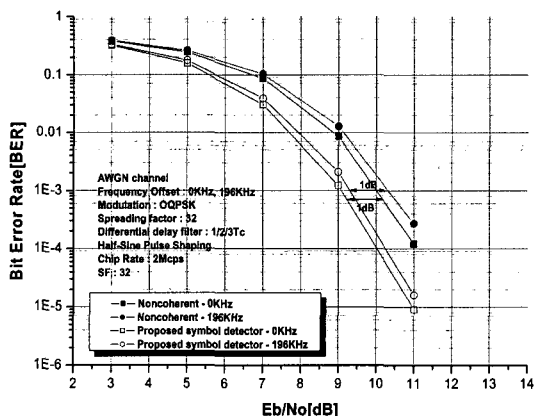


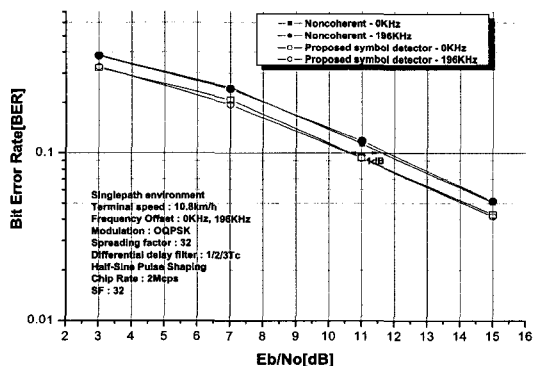
그림 15. AWGN 환경에서 주파수 오프셋에 따른 성능 비교

VI. 결론

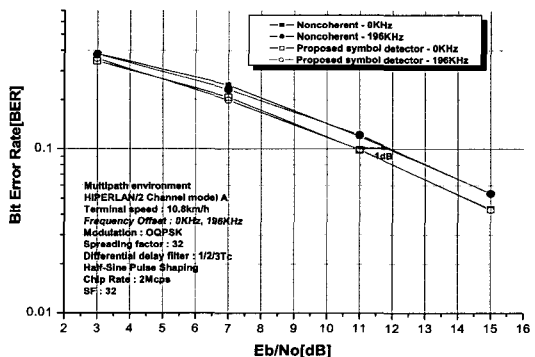
본 논문에서는 2.45GHz ZigBee 시스템의 모뎀 구현을 위한 개선된 symbol detector 알고리즘을 제안하고 noncoherent 기반의 알고리즘과의 비교를 통하여 그 우수성을 입증하였다. 제안된 알고리즘은 주파수 오프셋에 대한 강인성 및 수신 성능의 안정성을 증대시키기 위하여 multiple delay differential filter를 적용하였으며, multiple delay differential filter를 거친 수신 신호에 대한 상관 결과가 I-channel에만 국한되는 특성을 이용한 coherent 방식의 correlator를 적용함으로써 기존의 noncoherent 방식 기반의 알고리즘에서 발생하는 제곱 손실 (Squaring loss)을 제거하여 성능을 향상시키고 동시에 구현 복잡도를 감소시켰다. 본 논문에서 제안한 symbol detector는 ZigBee 시스템의 모뎀 구현을 위하여 FPGA testing 중이며, 금년 중으로 제품화 될 것으로 예상된다.

참고 문헌

- [1] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>
- [2] Chris Evans-pughe, "Is the ZigBee wireless standard, promoted by an alliance of 25 firms, a big threat to Bluetooth," IEEE review, Mar. 2003.
- [3] Jae-jo Lee, Joon Heo, Choong Seon Hong, Dae-Young Lee, "Low-Rate WPAN에서 경로탐색을 위한 위치기반 라우팅 메커니즘," 한국통신학회 논문지 제29권 9B호, 2004년, 09월 발행, Vol 29, No 9B
- [4] Mark Weiser, "The Computer for the Twenty-First Century," Scientific American, pp.94-101, September 1991
- [5] A.J. Viterbi, "CDMA Principles of Spread Spectrum Communication," Addison Wesley, 1995.
- [6] IEEE 802.15.4-2003 IEEE Standard for Information Technology-Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical layer (PHY) Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs), 2003.
- [7] Kamilo Feher, Digital Communications, Prentice-Hall. 1983.



(a) Single-path fading channel



(b) Multi-path fading channel

그림 16. 페이딩 환경에서 주파수 오프셋에 따른 성능 비교

한 정 수 (Jung-Su Han)

준회원



2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2004년 3월~현재 성균관대학교 전자공학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, MODEM 동기화 기술

박 타 준 (Tah-Joon Park)

정회원



1992년 2월 한국과학기술원 전 전자공학과 석사
1995년 2월 한국과학기술원 전 전자공학과 박사
1995년 3월~현재 삼성전기 중앙연구소
<관심분야> 전자공학

도 주 현 (Joo-Hyun Do)

정회원



2001년 2월 성균관대학교 전자공학과 졸업
2003년 2월 성균관대학교 전자 및 컴퓨터 공학과 석사
2003년 3월~현재 성균관대학교 전자공학과 박사과정
2006년 3월~ 삼성전자 TN총괄

통신연구소

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
1974년 2월 한국과학기술원 전 전자공학과 석사
1976년 3월~1976년 3월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
1979년 9월~1982년 12월 미국

University of Southern California 전기공학과 (공학박사)

1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술