

2.45GHz LR-WPAN 수신기를 위한 Timing Estimator 알고리즘의 설계

준회원 강 신 우*, 정회원 도 주 현*, 박 타 준**, 최 형 진*

Design of a Timing Estimator Algorithm for 2.45GHz LR-WPAN Receiver

Shin-Woo Kang* *Associate Member*,

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

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 Timing estimator의 알고리즘을 제안한다. 저가 구현을 지향하는 LR-WPAN 시스템의 특성상 고가의 오실레이터를 사용할 수 없으므로 반송파 중심 주파수의 80ppm에 해당하는 주파수 오프셋 환경에서 안정된 동작이 가능한 Timing estimator 알고리즘이 요구된다. 본 논문에서는 이러한 수신 환경을 고려하여 Multiple delay differential filter를 적용함으로써 주파수 오프셋에 대한 강인성 및 수신 성능의 안정성을 증대시켰으며, Multiple delay differential filter의 출력 신호에 대한 reference 신호의 상관 결과가 I-channel에만 국한되는 특성을 이용하여 일반적인 noncoherent 방식 대신 coherent 방식의 correlator를 적용함으로써 noncoherent 방식의 제곱 손실을 제거하여 검출 성능을 향상시키고 동시에 복잡도를 감소시켜 초소형, 저전력, 저가를 지향하는 LR-WPAN 수신기에 보다 적합하도록 설계하였다. 다양한 채널 환경에서의 성능평가를 통하여 제안된 알고리즘이 differential detection 기반의 noncoherent 방식보다 평균적으로 2dB의 향상된 성능을 보임을 입증하였다.

key Words : LR-WPAN, ZigBee, Timing Estimator, Differential filter

ABSTRACT

In this paper, we propose an enhanced Timing Estimator algorithm for 2.45GHz LR-WPAN receiver. Because an expensive and highly efficient oscillator can't be used for low-cost implementation, a Timing Estimator algorithm having stable operation in the channel environment with center frequency tolerance of 80 ppm is required. To enhance the robustness to frequency offset and the stability of receiver performance, multiple delay differential filter is adopted. By utilizing the characteristic that the correlation result between the output signal of Multiple delay differential filter and reference signal is restricted on the In-phase part of the correlator output, a coherent detection scheme instead of the typical noncoherent one is adopted for Timing Estimator. The application of the coherent detection scheme is suitable for LR-WPAN receiver aimed at low-cost, low-power, and low-complexity, since it can remove performance degradation due to squaring loss of I/Q squaring operation and decrease implementation complexity. Computer simulation results show that the proposed algorithm achieved performance improvement compared with the differential detection-based noncoherent scheme by 2dB in average.

* 성균관대학교 정보통신공학부 (hjchoi@ece.skku.ac.kr),

** 삼성전기 중앙연구소 (tj33.park@samsung.com)

논문번호 : KICS2005-08-354, 접수일자 : 2005년 8월 30일, 최종논문접수일자 : 2006년 3월 6일

I. 서론

유비쿼터스(Ubiquitous) 컴퓨팅 환경이란 언제 어디서나 사용 가능하고 사람과 사물을 포함한 모든 주변 사물이 컴퓨팅과 통신 능력을 갖게 되는 보다 확장된 미래의 IT환경이라고 할 수 있다¹⁾. 자율적인 센싱, 저전력 통신 기능 제공 및 수천 개 이상의 노드 객체들로 무선 센서 네트워크를 구성하여 언제 어디서나 다양한 정보와 서비스 제공이 가능할 것으로 예상되며 향후 지능형 홈/사무 네트워크 및 산업용기기 자동화, 휴먼 인터페이스, 군사 분야 등의 다양한 컴퓨팅 환경에 대한 수요가 폭발적으로 증가할 것으로 예상되고 있다^{2), 3)}. 현재 국내 기업 및 미국, 일본, 유럽 지역의 세계 주요 정보 통신 분야 기업들은 WPAN(Wireless Personal Area Network) 관련 연구 및 개발 경쟁을 통하여 무선 칩셋을 이용한 산업/가전 기기들 간 네트워킹 시대의 도래에 적극 대응하고 있다.

WPAN의 본격적인 연구 개발과 더불어 WPAN에 적합한 프로토콜 및 인터페이스 규격 제정을 위한 IEEE 802.15 WG(Working Group)이 창설되었으며, 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^{4), 5)}.

본 논문에서는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 규격 중 세계 범용인 2.45GHz ZigBee 시스템의 수신기 모델 구현을 위한 Timing Estimator 알고리즘을 제안한다. ZigBee 수신 모델에서의 Timing Estimator는 수신 신호에 대한 포착(acquisition)을 수행하는 모듈로써 저가를 지향하는 시스템의 특성상 규격에서 권고하는 frequency tolerance $\pm 80\text{ppm}(\pm 196\text{kHz})$, 송수신 각각 $\pm 40\text{ppm}$ 의 주파수 오프셋 환경에서 신뢰성 있는 동작이 가능해야 한다. 일반적으로 수신 신호에 대한 주파수 오프셋을 고려하였을 경우 non-coherent detection 방식이 사용되나⁶⁾ ZigBee 규격

에서 권고하는 frequency tolerance ppm에 대해서는 매우 큰 성능 열화를 가진다. 따라서 본 논문에서는 수신 신호에 대한 differential filtering을 적용함으로써 주파수 오프셋에 더욱 강인한 동작을 가능케 하였으며, 추가적인 안정성 증대를 위하여 differential filter 적용시 multiple delay(multiple delay differential filter)를 고려하였다. 또한, 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 제곱 손실을 제거하여 검출 성능을 향상시키고 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 Timing Estimator 알고리즘 및 differential filter를 적용한 noncoherent 방식의 알고리즘, 그리고 본 논문에서 제시하는 알고리즘의 구조를 제시한다. 4 장에서는 제안된 Timing Estimator 알고리즘과 noncoherent 방식의 Timing Estimator의 검출 성능 비교를 통해 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하였으며, 5 장에서는 결론을 맺었다.

II. IEEE 802.15.4 PHY 개요

IEEE 802.15.4 WPAN은 듀얼 PHY 형태로 주파수 대역은 868/915MHz와 2.45GHz를 사용하며, DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 방식을 기반으로 하고 데이터 전송 속도는 20kbps에서 250kbps 까지 가능하다. 주파수 대역에 따른 파라미터를 표 1에 나타내었으며, 본 논문에서는 이 중 2.45GHz의 주파수 대역을 사용하는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN (Low-Rate Wireless Personal Area Network ; ZigBee) 시스템을 적용하였다.

표 1. 주파수 대역에 따른 파라미터

PHY(MHz)		868/915		2450
Frequency band(MHz)		868-868.8	902-928	2400-2483.5
Spreading parameters	Chip rate(kchip/s)	300	600	2000
	Modulation	BPSK	BPSK	O-QPSK
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 O-QPSK(Offset QPSK) 변조 방식을 적용한다

패킷 구조는 beacon 패킷, data 패킷, acknowledgment 패킷, 그리고 MAC(Medium Access Control) command 패킷으로 분류되며, Timing Estimator에서 수신 신호 포착을 위해 사용되는 프리앰블 신호가 포함된 SHR(Synchronization header)의 구조는 모든 패킷 구조에서 동일하다. 따라서 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 SHR과 PHR(PHY header), 그리고 PSDU(PHY service data unit)로 구성되며 PHY layer에서 information 및 control 정보는 MAC layer로부터 전달 받는다⁷⁾. 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.

PHY protocol data unit (PPDU)							
Preamble (4 bytes)	Start of Frame Delimiter (1 bytes)	Frame Length (1 bytes)	Frame Control (2 bytes)	Sequence Number (1 bytes)	Addressing Fields (4 to 20 bytes)	Data payload (n bytes)	FCS (2 bytes)
SHR		PHR	PSDU				

그림 1. IEEE 802.15.4 data 패킷 구조

표 2. 심볼에서 칩 매핑

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 1100
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

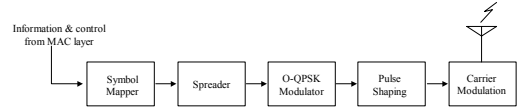


그림 2. 송신단 구조

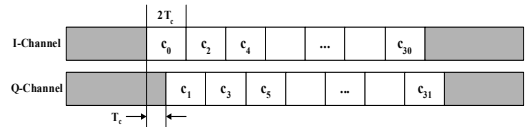


그림 3. O-QPSK 변조

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 정보비트 열은 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.

식 (1)의 half-sine pulse shaping filter는 Feher filter로써 non-linear amplifier에 유리하므로 하드웨어 구성시 RF 부의 가격 경쟁력을 얻을 수 있다^{7), 8)}.

$$p(t) = \begin{cases} \sin(\pi \frac{t}{2T_c}), & 0 \leq t \leq 2T_c \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

마지막으로 pulse shaping 신호는 carrier modulation을 거쳐 패킷 단위로 전송된다. 각 패킷의 수신 신호 포착(acquisition) 및 동기(synchronization)를 위해 사용되는 8 개의 프리앰블 심볼은 32 binary zero로 매핑된다. 본 논문에서는 시스템 구현을 위하여 2Tc 당 송신 8 over-sampling과 수신 4 over-sampling을 고려하였으므로 Timing Estimator에서 포착을 위해 사용할 수 있는 샘플간 최소 간격은 0.5Tc가 된다.

III. Timing Estimator

본 시스템의 Timing Estimator는 PN 코드의 상관 특성을 이용하여, 프리앰블 신호에 대한 상관 결과와 threshold간의 비교를 통해 수신 데이터 신호의 포착을 수행한다^[9].

3.1 일반적인 noncoherent 방식

2.45GHz ZigBee 시스템에서 권고하는 oscillator의 정확도는 ±40ppm이므로 수신단에서는 송신단과 수신단을 모두 고려하여 최대 ±80ppm(196kHz)의 주파수 오프셋이 발생할 수 있다^[7]. 여기서 주파수 오프셋이란 주로 잔류 주파수 오프셋(residual frequency offset)이라 불리는 송신기와 수신기간의 오실레이터(oscillator)의 부정합을 의미한다.

그림 4는 일반적인 noncoherent 방식의 Timing Estimator의 블록도이다. 일반적인 noncoherent 방식의 Timing Estimator 알고리즘은 프리앰블 신호에 대한 상관을 위한 상관기(I/Q-channel)와 전력 계산부로 구성된다. 동작은 다음과 같다. 0.5Tc 단위로 입력되는 수신 샘플 신호에 대해 미리 저장되어 있던 PN 신호와의 상관 전력이 임계치 이상의 값을 가지면 수신 신호가 검출된 것으로 간주하여 시작시점을 알리고, 작으면 다음 수신 샘플 신호에 대한 입력에 대해 반복적으로 동작한다.

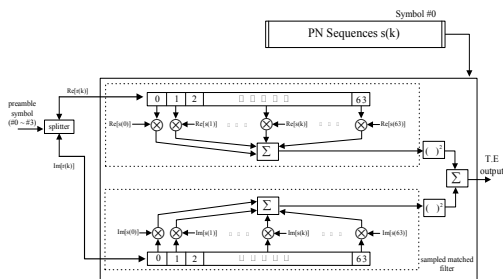


그림 4. 일반적인 Noncoherent 방식

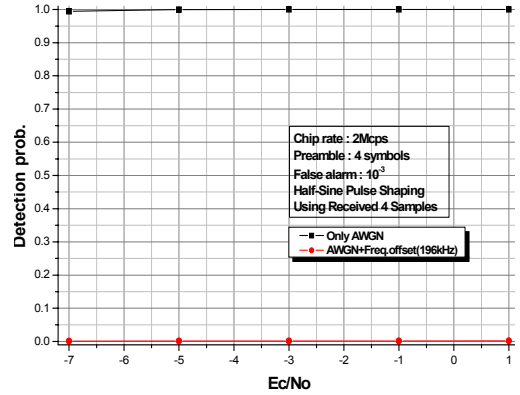


그림 5. AWGN채널의 0k/196k(Hz) 주파수 오프셋 환경에 따른 검출 성능

그림 5는 AWGN 채널환경에서 최대 주파수 오프셋의 유무에 따라 각각의 검출 성능을 나타내었다. 주파수 오프셋이 없는 환경에서는 우수한 검출 성능을 나타내지만, 최대 주파수 오프셋을 고려한 환경에서의 검출 성능이 1% 미만이므로 주파수 오프셋에 대한 성능 감쇄를 감소시키는 알고리즘이 요구된다.

3.2 Differential filter

본 논문에서는 주파수 오프셋 환경에서의 보다 안정적인 수신 성능 보장을 위해 differential filtering을 우선적으로 적용하였다.

수신기에서 수신된 신호 중 k번째 수신 샘플 $r(k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = s(k)e^{j2\pi\Delta f k(0.5T_c)} + n(k) \quad (2)$$

$$= s(k)e^{j\pi\Delta f k T_c} + n(k)$$

여기서 $s(k)$ 는 송신 신호, Δf 와 $n(k)$ 는 각각 주파수 오프셋과 AWGN을 나타낸다.

그림 6의 differential filter 구조는 수신 신호 $r(k)$ 와 N sample만큼 지연된 $r(k-N)$ 신호에 대한 complex conjugate 연산의 결과로써 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며, 상관시 사용될 differential PN 신호는 식 (4)와 같다.

$$D_r(k) = r(k)r^*(k-N)$$

$$= s(k)s^*(k-N)e^{j\pi\Delta f k T_c}$$

$$\cdot e^{-j\pi\Delta f (k-N) T_c} + N(k)$$

$$= s(k)s^*(k-N)e^{j\pi\Delta f N T_c} + N(k)$$

$$D_s(k) = s(k)s^*(k-N) \quad (4)$$

여기서 $N(k) = s(k)n^*(k-N)e^{j\pi\Delta f k T_c} + n(k) \cdot s^*(k-N)e^{-j\pi\Delta f(k-N)T_c} + n(k)n^*(k-N)$ 는 differential filter 출력의 잡음 성분을 나타내고, N 은 delay된 수신 sample 수를 의미한다.

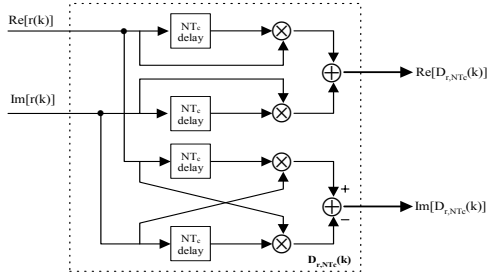


그림 6. Differential filter 구조

식 (3)에서 주파수 오프셋 없을 경우 공액 복소 (complex conjugate) 곱에 의해 잡음 성분의 영향이 가중되어 검출 성능이 열화가 예상되나 수신 신호가 differential filter를 통과하면서 주파수 오프셋의 영향이 상수값 $\Delta f N T_c$ 으로 변환되므로 주파수 오프셋에 의한 영향을 감소시킬 수 있다.

3.3 Differential filter를 적용한 non-coherent 방식

그림 7은 differential filter를 사용한 noncoherent 기반의 Timing Estimator 구조이다. 이 알고리즘은 수신 샘플에 대해 $1T_c$ 간격의 differential filtering을 수행한 후, $1T_c$ 간격의 differential PN 신호와 복소 상관을 수행하였다. 마지막으로 주파수 오프셋에 의한 영향을 제거하기 위한 전력 계산을 수행한다.

여기서 사용하는 noncoherent 방식에서는 전력 계산을 통해 주파수 오프셋의 영향이 완전히 제거되므로 differential filtering 되는 두 샘플 간의 간격에 의한 성능 차이는 없다. 따라서 샘플 간 간격을 N 이라고 하면 differential filter를 사용한 non-

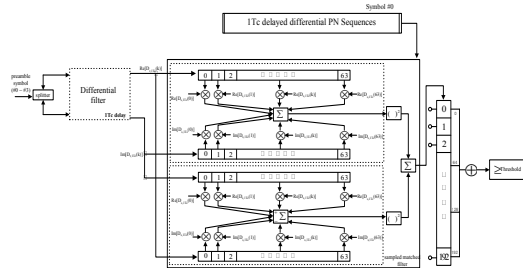


그림 7. Differential filter를 사용하는 Noncoherent 방식

coherent 방식의 Timing Estimator 출력 값을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Z &= \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} [D_r(k)D_s^*(k)] \right|^2 \\
 &= \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \{s(k)s^*(k-N)e^{j\pi\Delta f N T_c} + N(k)\} \cdot \{s(k)s^*(k-N)\}^* \right|^2 \\
 &= \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} [e^{j\pi\Delta f N T_c} + v(k)] \right|^2 \\
 &= [N_c \cos(\pi\Delta f N T_c) + \sum_{k=0}^{N_c-1} v_I(k)]^2 \\
 &\quad + [N_c \sin(\pi\Delta f N T_c) + \sum_{k=0}^{N_c-1} v_Q(k)]^2 \quad (5)
 \end{aligned}$$

여기서 수신 샘플 전력은 '1'로 가정하였으며, N_c 는 프리앰블 1심볼에 해당하는 샘플 수, $v(k) = N(k)[s(k)s^*(k-N)]^* = v_I(k) + jv_Q(k)$ 는 잡음 성분이다.

본 논문에서는 보다 안정되고 향상된 검출 확률을 얻기 위하여 multiple delay differential filter를 적용하였다. Multiple delay differential filter 적용에 따라 상관기의 개수가 증가하면 검출 성능이 향상되지만, 저가를 목표로 하는 ZigBee 시스템을 고려하여 본 논문에서는 $1T_c$, $2T_c$, $3T_c$ delay differential 신호에 대한 상관만을 고려하였다.

Multiple delay differential filter가 적용된 non-coherent 방식의 Timing Estimator는 주파수 오프셋과 무관하게 동작할 수 있다는 장점을 가지고 있으나, 주파수 오프셋이 적은 경우 식 (5)에서 확인할 수 있듯이 imaginary(Q-branch)신호의 상관 결과는 잡음

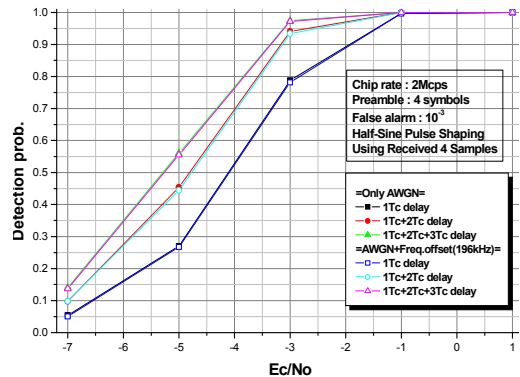


그림 8. Differential filter 수에 따른 Noncoherent Timing Estimator 성능

영향이 대부분이므로 성능 열화를 초래하며, 또한 제곱 연산을 통해 잡음의 영향이 가중되는 현상이 발생하는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 복잡도 감소 및 검출 성능이 향상된 알고리즘을 다음절에서 제안한다.

3.3 제안하는 coherent 방식의 Timing Estimator

본 논문에서 제안하는 Timing Estimator 알고리즘의 구조를 그림 9에 나타내었다. 제안하는 Timing Estimator는 0.5/1/1.5Tc 단위의 differential filtering을 수행하는 multiple delay differential filter와 각 Tc 지연에 대한 differential PN 신호와의 상관부(I-channel only), 그리고 각 Tc 지연에 대한 상관 출력을 결합하는 결합부로 구성된다. 제안하는 알고리즘은 주파수 오프셋에 대한 영향을 줄이기 위해 differential filtering을 위한 샘플간 간격을 수신 샘플 간격인 0.5Tc로 설정하였으며, 0.5/1/1.5 Tc 간격의 differential filter 출력에 대한 상관 값을 결합하는 방식을 적용하였다.

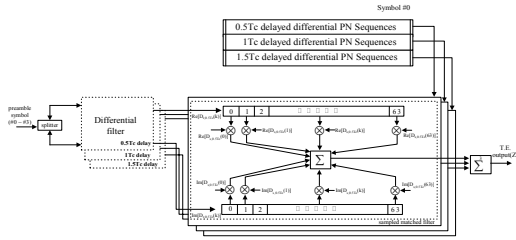


그림 9. 제안된 coherent 방식의 Timing Estimator

샘플 단위의 differential filter 출력에 관한 상관기 출력 Z_N 은 식 (6)과 같으며 각 Tc간의 상관기 출력이 결합된 최종 출력은 식 (7)과 같다.

$$Z_N = \sum_{k=0}^{N_c-1} Re [D_r(k)D^*(s)]$$

$$= N_c \cos(\pi \Delta f N T_c) + \sum_{k=0}^{N_c-1} v_{I,N}(k) \quad (6)$$

where $N = 1, 2, 3$

$$Z = \sum_{N=1}^3 Z_N = N_c [\cos(\pi \Delta f T_c) + \cos(2\pi \Delta f T_c) + \cos(3\pi \Delta f T_c)] + \sum_{k=1}^{N_c-1} [v_{I,1}(k) + v_{I,2}(k) + v_{I,3}(k)] \quad (7)$$

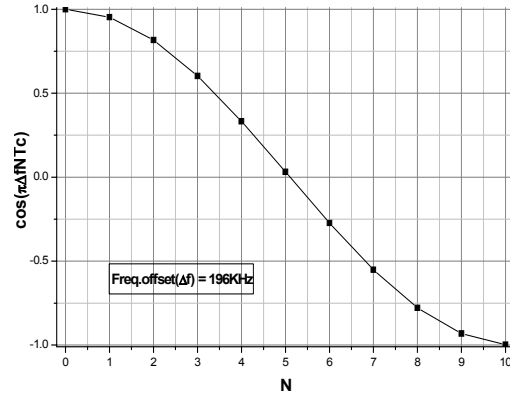


그림 10. 최대 주파수 오프셋 환경에서 differential filtering을 위한 샘플 간격에 따른 상관기 출력 신호의 감쇄 비율

식 (5)와 (6)의 비교를 통하여 제안된 방식이 noncoherent 기반의 방식에 비하여 잡음에 강인함을 확인할 수 있다. 하지만 식 (6)에서 상관 출력이 값이 주파수 오프셋에 의해 감소하며 이러한 영향은 differential filter를 위한 샘플간 간격 N의 값이 증가함에 따라 가중된다. 이는 N의 값이 증가함에 따라 그림 10에 샘플 간격에 따른 상관기 출력 신호의 감쇄 비율을 나타내었다.

그림 11은 다양한 샘플간 간격을 가지는 differential filter 출력에 대한 상관 값들 간의 조합을 고려한 Timing Estimator의 검출 성능이다. 여기서 주파수 오프셋은 최대 발생가능한 주파수 오프셋인 196kHz를 고려하였다. 제안된 Timing Estimator는 coherent 방식이므로 주파수 오프셋의 영향을 받는다. 또한, differential filter의 샘플간 간격이 증가할수록 주파수 오프셋에 의한 상관 출력의 감쇄가 증가하기 때문에 2샘플 간격(Tc)의 배수에 해당하는 differential

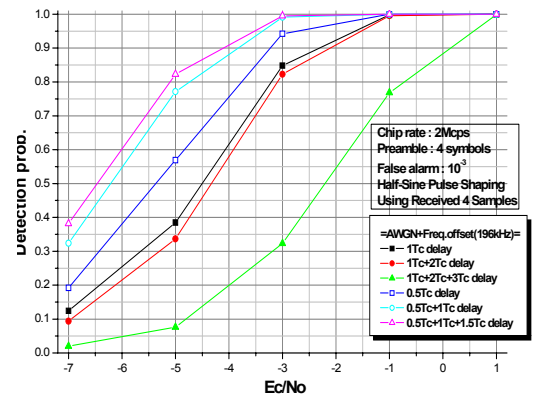


그림 11. 샘플 간격 변화에 따른 differential filter 출력의 상관 결과 결합시 성능

filter 출력의 상관을 조합할 경우 검출 성능이 크게 열화됨을 확인할 수 있다. 그러나, 1 샘플 간격(0.5Tc)의 배수에 해당하는 differential filter 출력의 상관을 조합하는 경우는 성능이 향상됨을 확인할 수 있으며, 조합되는 differential filter의 샘플 간격이 증가되면 성능의 향상 정도가 감소함을 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 최대 주파수 육셋 환경에서 제일 우수한 성능을 보이는 0.5Tc, 1Tc, 1.5Tc 간격의 differential filter 출력에 대한 상관 값들을 결합하여 Timing Estimator의 출력으로 사용한다.

표 3은 제안된 방식과 differential filter를 사용하는 noncoherent 방식의 하드웨어 복잡도 비교를 위한 각각의 adder 및 multiplier 수이다. 제안된 방식은 noncoherent 방식에서 Q-branch 및 제곱항을 제거하므로 noncoherent 방식에 비해 adder 수는 65개, multiplier 수는 130개 감소하여 결과적으로 하드웨어 복잡도 절반 이상 감소하는 것을 알 수 있다.

표 3. 복잡도 비교

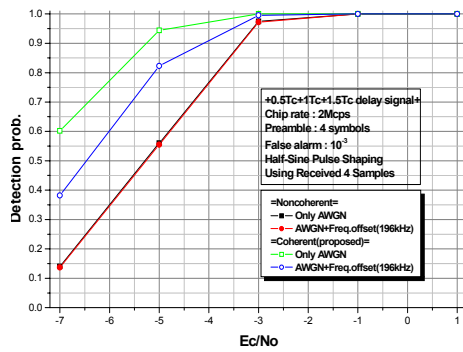
	Proposed algorithm	Noncoherent algorithm
Number of adder	64	129
Number of multiplier	128	258

IV. 시스템 성능

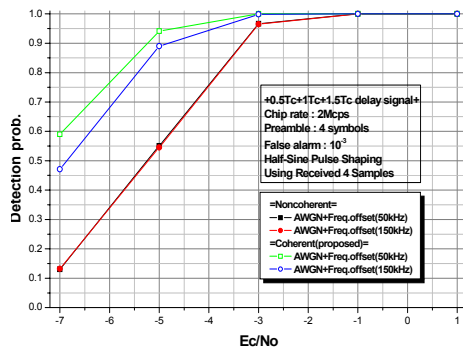
제안된 방식과 noncoherent 기반의 알고리즘과의 성능 비교를 위해 적용된 파라미터를 표 4에 정리하였다. 동일한 조건에서의 성능 평가를 위하여 diff-

표 4. 주파수 대역에 따른 파라미터

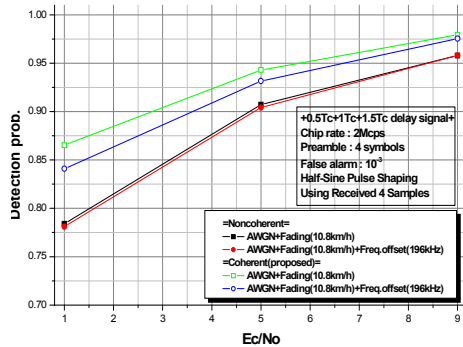
Channel environment	AWGN/Fading channel
Carrier frequency	2.45GHz
Chip rate	2Mchip/s
Modulation	OQPSK
Doppler frequency	24.5Hz(10.8km/h)
Mobile speed	10.8km/h
Ec/No	-7dB, -5dB, -3dB, -1dB, 1dB, 5dB, 9dB
Frequency offset	0k/50k/150k/196k(Hz)
False alarm	10 ⁻³
Path number	Single-path/Multi-path(18path)
Preamble symbol	4 symbols
Tx/Rx oversampling rate(2Tc당)	8/4 over-sampling



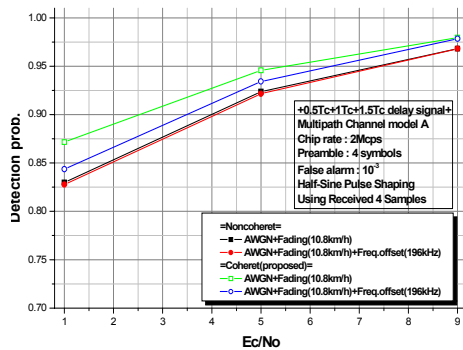
(a) AWGN channel(0k/196k)



(b) AWGN channel(50k/150k)



(c) Single path fading channel(0k/196k)



(d) Multipath fading channel(0k/196k)

그림 12. 검출 성능 비교

erential filter의 샘플간 간격을 0.5/1/1.5Tc로 설정하였으며, 데이터 영역 프리앰블 심볼에 대한 샘플링 주파수 및 주파수 오프셋의 보상을 고려하여 8 심볼의 프리앰블 중 4 심볼만을 Timing Estimator에 의한 패킷 포착에 할당하였다. 또한 fading 환경에서의 이동체 속도 및 multipath channel model의 각 path의 전력 및 지연은 ETSI에서 권고하는 Hyper/LAN2의 indoor model A를 적용하였다.

앞에 언급한 바와 같이 Noncoherent 방식은 differential filtering을 위한 샘플간 지연에 영향이 없으므로 그림 8과 그림 12(a)의 결과가 동일함을 확인할 수 있다. 그림 12은 주파수 오프셋의 변화에 따른 AWGN 채널 환경에서 검출 성능 및 Single/Multi-path fading 채널 환경에서 최대 주파수 오프셋의 적용 유무에 따른 검출 확률을 비교한 것이다. 이때, 오보확률은 10^{-3} 을 기준으로 하였다. 먼저 모든 채널 환경에 대해서 noncoherent 기반의 알고리즘은 주파수 오프셋에 무관한 성능을 보임을 확인할 수 있으며, 제안된 알고리즘은 이와 반대로 주파수 오프셋에 의하여 성능 열화가 발생하나 여전히 noncoherent 기반의 알고리즘보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 검출 확률 90%를 기준으로 최대 주파수 오프셋의 유무에 따른 성능 비교 결과를 통하여 제안된 Timing Estimator 알고리즘이 모든 채널 환경에서 약 0.5~2dB 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있으며, Q-branch와 전력 계산부가 필요 없으므로 구현 복잡도 측면에서도 약 2 배정도 우수함을 확인할 수 있다. 따라서 저가, 저전력, 초소형을 지향하는 ZigBee 시스템에 더욱 적합한 구조라고 할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 2.45GHz ZigBee 시스템의 모델 구현을 위한 개선된 Timing Estimator 알고리즘을 제안하고 기존 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 동기 지점의 상관 결과가 I-channel에만 국한되는 특성을 이용한 coherent 방식의 correlator를 적용함으로써 기존의 noncoherent 방식 기반의 알고리즘에서 발생하는 제곱손실(Squaring loss)을 제거하여 검출 성능을 향상

시키고 동시에 구현 복잡도를 감소시켰다. 본 논문에서 제안한 Timing Estimator는 ZigBee 시스템의 모델 구현을 위하여 FPGA testing 중이며, 금년 중으로 제품화될 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] 오수현, 광진, “유비쿼터스 환경에 적합한 사용자 프라이머시 보호 기능을 제공하는 RFID 시스템,” 한국통신학회 논문지, 제29권 12C호, pp.1729-1738, 2004년 12월.
- [2] 신요안, 양석철, 오종욱, “IEEE 802.15 WPAN 기술 표준화 동향,” Telecommun. Review(무선통신·방송의 표준 기술 특집호), 제87호, pp.131-148, 2003년 11월.
- [3] E. Callaway, P. Gorday, L. Hester, J.A. Gutierrez, M. Naeve, B. Heile and V.Bahl, “Home Networking with IEEE 802.15.4: A Developing Standard for Low-Power Low-Cost Wireless Personal Area Networks,” IEEE Communications, Vol. 40, no. 8, Aug. 2002, pp.70-77
- [4] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>
- [5] Chris Evans-pughe, “Is the ZigBee wireless standard, promoted by an alliance of 25 firms, a big threat to Bluetooth?,” IEEE review, Mar. 2003.
- [6] A.J. Viterbi, “CDMA Principles of Spread Spectrum Communication,” Addison Wesley, 1995. 6
- [7] 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.
- [8] Kamilo Feher, Digital Communications, Prentice-Hall. 1983.
- [9] A.W. Lam and S. Tantaratana, Theory and Applications of Spread-Spectrum Systems, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 1994.

강 신 우 (Shin-Woo Kang)

준회원



2005년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2005년 3월~현재 성균관대학교 전자공학과 석사과정
<관심분야> 이동통신, MODEM 동기화 기술

박 타 준 (Tah-Joon Park)

정회원



1992년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
1995년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 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
2006년 2월 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학과 박사
2006년 3월~현재 삼성전자 TN

총괄 통신연구소

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

정회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 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