

논문 2006-43TC-1-7

유비쿼터스 센서 네트워크를 위한 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 베이스 밴드 설계 및 검증

(Design and Verification of IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz
Base-band for Ubiquitous Sensor Network)

이승열*, 김동순**, 김현식**, 정덕진***

(Seung-Yerl Lee, Dong-Sun Kim, Hyun-Sick Kim, and Duck-Jin Chung)

요약

본 논문에서는 2003년 표준화된 저속, 저전력, 저가의 근거리 무선 통신망(WPAN, Wireless Personal Area Network)기술로서 유비쿼터스 센서 네트워크를 위한 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 표준의 2.4GHz 대역의 물리계층에 대한 설계 및 검증에 관해 기술하였다. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 표준에서 제시하는 주파수 tolerance 인 $\pm 40 ppm$ 을 만족하는 반송파 주파수 읍셋 보상 방법과 다양한 유비쿼터스 센서 네트워크 환경에 적절하게 반응하기 위한 임계값 재 설정 방법의 적용형 정합 필터에 기반한 심볼 동기부를 설계하였다. 본 논문에서 제안한 방법에 의해 동기를 위한 연산량이 i, q 위상에서 각각 1/16으로 감소가 되었으며, 약 0.5dB의 성능 향상을 얻을 수 있었다. 하드웨어 구현은 verilog HDL을 사용하였고, FGPA를 이용한 테스트 보드를 통해 성능 검증을 수행하였다.

Abstract

This paper describes the design and the verification of IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz Physical layer for Ubiquitous Sensor Network(USN). We designed the Carrier Frequency Offset(CFO) compensation satisfied the frequency tolerance of IEEE 802.15.4 LR-WPAN and the adaptive matched filter that re-setting of the threshold for the symbol synchronization of the various USN environment. The multiplications is reduced 1/16 by this method each other at i, q phases and has 0.5dB performance improvement in detection probability. Proposed baseband system is designed with verilog HDL and implemented using FPGA prototype board.

Keywords : IEEE 802.15.4 LR-WPAN, CFO, Adaptive matched filter, Sensor network

I. 서 론

유비쿼터스 컴퓨팅 네트워크는 인간이 생활하는 모든 환경의 사물에 컴퓨터를 장착하여, 그 사물이 지능화 및 자동화 되어 상호간의 네트워크를 형성, 여러 가지 서비스에 관한 정보를 주고받을 수 있는 환경을 의

미한다. 이러한 유비쿼터스 컴퓨팅 네트워크에서 각 사물에 센서와 무선통신망을 부여하여 네트워크를 구성하는 센서 네트워크는 센서가 인간의 오감을 대체할 수 있는 디바이스라는 점에서 관심의 초점이 되고 있다.

유비쿼터스 센서 네트워크에서 사용되는 센서와 이를 구동시키는 센서 노드는 사람이 직접 소지하여 이를 제어할 수도 있으나, 사람의 제어가 되기 전에 주변의 환경에 맞게 최적의 서비스가 제공이 되어야 하며, 또한 사람이 접근하기 힘든 환경에 제공이 되어 직접적인 제어가 불가능할 수도 있다. 또한 다양한 센서노드를 도처에 배치하여 네트워크를 구성해야 할 경우 그 센서

* 학생회원, *** 종신회원 인하대학교 정보통신공학과
(Dept. of Information and Communication Engineering, Inha University)

** 정회원, 전자부품연구원
(Korea Electronics Technology Institute)

접수일자: 2005년12월15일 수정완료일: 2005년1월19일

노드의 크기는 작고, 저가이여야 하며, 저 전력으로 구동되어 배터리 교체 없이 수년 동안 사용이 가능하여야 한다는 제약이 있다^[2].

지난 수십 년 동안 무선 통신망은 고속 데이터 전송과 원거리의 어플리케이션에 초점에 맞춰 개발이 되어 왔다. WLAN(Wireless Local Area Network)을 기준으로 데이터 전송률은 1~2Mbps에서부터 100Mbps 이상의 고속 전송률로 발전이 되어 왔으나, 이러한 무선 통신망은 저전력 및 소형화라는 면에서 유비쿼터스 센서 네트워크를 구성하기 위한 기본 통신망으로는 부적합하다. 이와는 다르게 2003년 표준화가 제정된 IEEE 802.15.4 LR-WPAN은 간단한 구조를 갖으며, 저 전력의 구동 및 향후 상용화가 될 경우 저가로 공급이 가능해 유비쿼터스 센서 네트워크에 적절한 무선 통신망으로 주목을 받고 있다.

IEEE 802.15.4 LR-WPAN은 스타, 클러스터-트리, 그리고 메쉬 등 다양한 토폴로지를 지원하여 다양한 센서 네트워크 응용에 사용될 수 있으며, 무엇보다도 중요한 특징으로서 수퍼 프레임이라는 비컨을 사용하는 동기식 네트워크 방식을 지원한다. 이러한 수퍼 프레임은 비컨 주기 동안 일정시간만 활성화되고 나머지 시간은 비활성화 됨으로서, 배터리 기반의 센서노드의 전력 소모를 최소화할 수 있다^{[2][3]}. 표 1은 이러한 IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 주요 특징을 보여 준다^[1].

본 논문은 이러한 IEEE 802.15.4 LR-WPAN에서 250kbps의 데이터 전송률을 갖는 2.4GHz 대역의 송신부와 수신부의 설계 및 원활한 데이터 복구를 위한 수신부의 동기부에 관한 성능 분석을 하였다. 설계는 verilog 언어로 하였으며, quartus II와 테스트 보드를 통해, 설계한 IEEE 802.15.4 LR-WPAN을 검증하였다.

II장에서는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 계층 구조의 특성을 기술하였고, III장에서는 설계한 2.4GHz 대역의 송신부와 수신부 구조 및 이에 관한 특성과 수신부의

표 1. IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 특징

Table 1. Characteristic of IEEE 802.15.4 LR-WPAN.

data rate	868MHz(20kbps), 915MHz(40kbps), 2.45GHz(250kbps)
range	10~100m
latency	<15ms
channels	868MHz(1), 915MHz(10), 2.45GHz(16)
addressing	short 8bit, 64bit
channel access	CSMA-CA
temperature	-40~+85C

동기부분 및 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역의 성능 분석을 하였다. IV장에서는 이러한 성능을 바탕으로 설계한 송신부와 수신부를 Atera사의 EP1S40F780C6 FPGA를 이용한 동작 검증을 기술하였으며, 마지막으로 V장에서 결론을 맺도록 한다.

II. IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 계층 구조

IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 계층별 구조는 그림 1과 같이 크게 상위 계층, 데이터 링크 계층, 물리 계층으로 구분이 된다. 상위 계층에서는 무선 네트워크 구축을 목적으로 산업용 컨트롤러나 모니터링 그리고 가정 내습도나 온도에 대한 무선 센서나 스마트 배지나 태그와 같은 자동 센서 등과 같은 응용 분야를 위한 application 계층과 유선 네트워크 계층이나 다른 IEEE 802 그룹에서와 마찬가지로 topology를 구성하고 유지하며 어드레싱과 라우팅 그리고 보안 등의 역할을 수행하는 네트워크 계층이 포함이 된다^[4].

데이터 링크 계층은 크게 MAC(Medium Access Control)과 LLC(Logical Link Control)의 하위 계층으로 구성된다. MAC은 Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance (CSMA-CA) 메카니즘을 통하여 채널에 접속하도록 되어있다. 즉 상위 계층에서 통신이 요구될 때 네트워크의 반송파를 감지하고 있다가 사용 가능한 채널에 접속하도록 조정하고 활성화 및 비활성화, Acknowledged frame delivery, channel access mechanism, frame validation, network synchronization, guaranteed time slot management 그리고 beacon

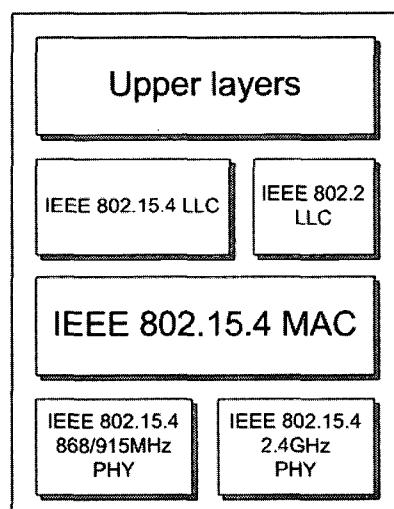


그림 1. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 계층별 구조
Fig. 1. IEEE 802.15.4 LR-WPAN architecture.

management 등의 역할을 수행하며^[1], LLC 계층은 네트워크 계층과 MAC 계층간의 인터페이스를 제공한다. 또한 데이터 통신을 위해서 bit-oriented PDU(Protocol Data Unit) 통신 과정을 정의하며 네트워크 계층과 MAC 부 계층으로의 서비스 정의, LLC 부 계층 관리 정의, 네트워크 계층으로의 다양한 서비스를 제공한다.

IEEE 802.15.4 물리계층은 PHY data service, PHY management service와 6개의 request primitive, 6개의 confirm primitive와 1개의 indication primitive를 제공하며^[1], 직접 대역 확산 방식에 기반을 두고, 주파수 영역에 따라 크게 두 가지 물리계층으로 구분된다. 사용 대역에 따라 전송 속도가 다르며, 2.4GHz 대역에서는 O-QPSK 변조 방식에 의해 250kbps의 전송 속도를 제공하고, 868/915MHz 대역은 BPSK 변조 방식에 따라 각각 20kbps, 40kbps 전송 속도를 제공한다. IEEE 802.15.4 LR-WPAN은 총 27개의 채널을 사용한다. 868MHz 대역에서는 1개의 채널, 915MHz 대역에서 10개의 채널, 2.4GHz 대역에서 16개의 채널을 사용하며, center frequency는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_c &= 868.3\text{MHz} && \text{for } k=0 \\ F_c &= 906 + 2(k-1)\text{MHz} && \text{for } k=1, 2, \dots, 10 \\ F_c &= 2405 + 5(k-11)\text{MHz} && \text{for } k=11, 12, \dots, 26 \end{aligned}$$

IEEE 802.15.4 물리계층에서는 무선 영역의 활성화 및 비활성화 구간의 서비스와 현재 사용하는 채널에서 에너지 검출과 노드 사이의 전송 특성을 나타내기 위한 LQI(Link Quality Indication) 사용 및 CSMA/CA를 사용하기 위한 CCA(Channel Clear Assessment) 지원 및 채널 주파수 선택 기능을 지원하고 데이터 송신과 수신을 지원한다^[5]. IEEE 802.15.4 물리 계층의 패킷은 그림 2와 같이 동기를 위한 preamble 구간, 패킷의 시작을 알리는 SFD(Start of Frame Delimiter) 구간, PSDU의 길이를 나타내는 Frame length 구간과 가변 길이로서 실질적인 데이터를 나타내는 PSDU로 구성된다^[1].

III. IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 물리계층 설계와 성능 분석

octets : 4	1	1		variable
preamble	SFD	frame length(7bit)	reserved (1bit)	PSDU

그림 2. IEEE 802.15.4 packet format
Fig. 2. IEEE 802.15.4 packet format.

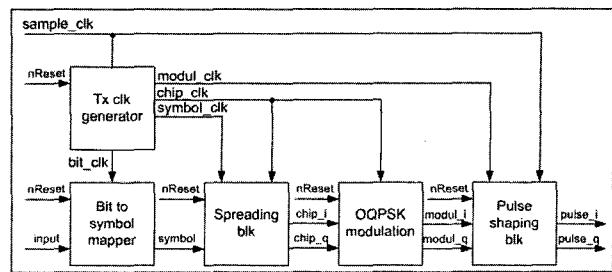


그림 3. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz 송신기 구조
Fig. 3. Transmitter structure of IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz.

1. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz 송신부

그림 3의 구조를 갖는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz 대역 송신기 구조는 DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum)와 OQPSK(Offset QPSK), half-sine pulse shaping을 통하여 변조가 이루어 진다. 이렇게 송신기에서 변조가 된 후, 반송파에 실려 채널로 전송되어지는 신호는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$s(t) = \sin\left(\pi \frac{t}{2 T_c}\right) \exp(j(2\pi f_c t + \theta(t))) \quad (1)$$

식 (2)에서 $\sin\left(\pi \frac{t}{2 T_c}\right)$ 은 half-sine pulse shaping을 의미하며, f_c 는 반송파 주파수를 의미한다. 그리고, $\theta(t)$ 는 DSSS와 OQPSK에 의해 변조된 i, q 채널의 위치를 나타내며, IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역은 표 2와 같이 확산된다^[1].

표 2. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 확산
Table 2. Spreading of IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz.

input bit	chip value
0000	11011001110000110101001000101110
1000	11101101100111000011010100100010
0100	00101110110110011100001101010010
1100	00100010111011011001110000110101
0010	01010010001011101101100111000011
1010	001101010010001011101101100111000
0110	11000011010100100010111011011001
1110	10011100001101010010001011101101
0001	10001100100101100000011101111011
1001	10111000110010010110000001110111
0101	01111011100011001001011000000111
1101	01110111101100011001001011000000
0011	0000011101111011000110010010110
1011	0110000001110111101100011001001
0111	1001011000000111011110110001100
1111	1100100101100000011101111011000

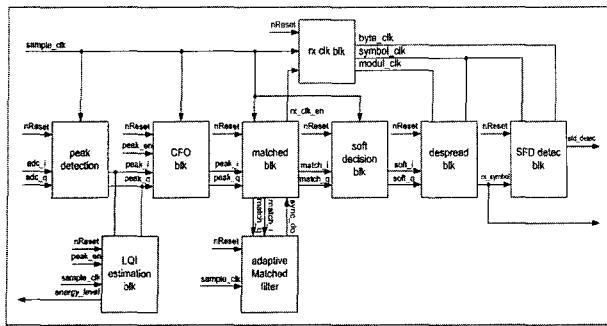


그림 4. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz 대역 수신부 구조

Fig. 4. Receiver structure of IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz.

2. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz 수신부

ADC를 통과한 신호는 반송파 옵셋(Δ), 시간지연(τ), 잡음($n(t)$)에 의해 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sin\left(\pi \frac{t-\tau}{2 T_c}\right) e^{j(2\pi f(t-\tau) + \theta(t-\tau))} \\ e^{-j2\pi(\Delta)(t-\tau)} + n(t) \quad (2)$$

수신부는 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역에서 유효한 신호의 유무를 판단하는 신호 검출 블록, 신호의 세기를 측정하는 LQI 블록, 반송파 주파수 옵셋을 보상하는 CFO 블록, 심볼의 시작점을 측정하는 정합 필터를 포함하는 동기부와 soft decision 블럭, 역 확산 블록 및 IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 패킷의 SFD를 찾는 SFD detection 블록의 기본 복조 블록으로 구성되며, 이러한 수신부의 구조는 그림 4와 같다.

다음 각 항에서는 수신부에서 신호 복구 성능을 크게 좌우하는 동기부의 신호 검출 블록, 반송파 주파수 옵셋 보상 블록, 정합 필터 블록의 설계와 그에 관한 성능에 대하여 자세히 기술하였다.

가. 신호 검출 블록

신호 검출 블록은 식 (3)과 같이 이중 슬라이드 윈도우 구조를 사용하여 입력되는 신호의 세기를 측정하여 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역에 유효한 신호의 시작점을 검출하게 된다. 표본화된 값으로 표현하기 위해 n 이 수신되는 신호의 순서를 나타낸다면 식 (2)의 t 는 nT_{sam} (T_{sam} : ADC 표본화 구간)으로 표현이 가능하다.

$$a_n = \left(\sum_{n=M}^{2M-1} r_n \cdot r_n^* \right) \quad b_n = \left(\sum_{n=0}^{M-1} r_n \cdot r_n^* \right) \quad (3)$$

$$p_n = a_n/b_n > \text{threshold for peak detection}$$

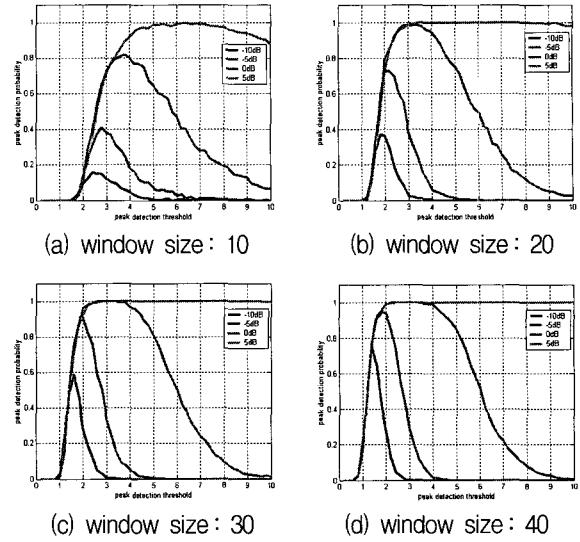


그림 5. 원도우 크기와 Eb/No에 따른 신호 검출 성능

Fig. 5. Peak detection Performance as window size and Eb/No.

그림 5는 이러한 이중 슬라이드 윈도우 구조를 AWAN환경에서 원도우 크기와 Eb/No에 따른 성능을 나타낸다. 윈도우 사이즈가 커질수록 신호 검출 성능은 좋아지는 것을 볼 수 있으나, 30과 40의 성능의 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 또한, 신호 검출을 위한 임계값은 Eb/No가 0dB이상에서 2~4사이의 값을 가지면 100%에 가까운 신호 측정 성능을 갖으며, -5dB에서는 임계값이 2에서 90%정도의 신호 측정 성능을 가진다는 것을 알 수 있다. 이러한 시뮬레이션을 통해 윈도우 사이즈는 30으로, 신호 검출을 위한 임계값은 2.5로 설정하여 신호 검출 블록을 설계하였다.

나. 반송파 주파수 옵셋 보상 블록

반송파 주파수는 발진기의 불안정으로 인해 송신부와 수신부에서 발생하는 반송파 주파수의 차이에 의해 발생한다. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 표준에서는 송신부, 수신부 각각 40ppm의 주파수 tolerance를 제시하고 있다. 본 논문에서는 2차 루프 필터를 이용한 최대 우도 측정법을 사용하여 이 조건을 만족하게 설계하였으며 그림 6은 이러한 반송파 주파수 옵셋 보상 블록을 나타낸다.

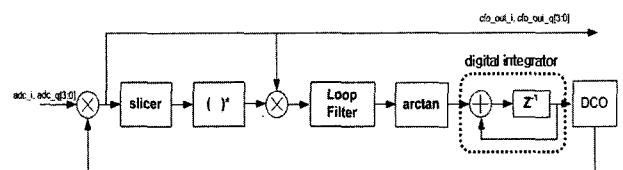


그림 6. 반송파 주파수 옵셋 보상 블록

Fig. 6. Carrier Frequency Offset Compensation block.

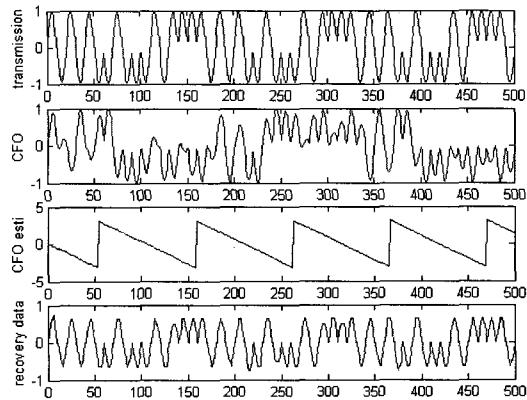


그림 7 반송파 주파수 옵셋 측정 및 보상 결과
Fig. 7. Offset estimation and compensation of carrier frequency offset.

수신된 신호인 식 (2)에서 반송파 주파수 옵셋을 측정한 값을 $\hat{r}(t)$ 이라 하면, 반송파 주파수 옵셋을 측정하기 위한 최대 우도 측정방식은 식 (4)와 같다^[6].

$r(t)$ 에서 잡음항과 시간지연을 무시한다면, 위의 식은 $\theta = \arg\left(\sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot \hat{r}(n)\right) = \Delta n$ 일 때 최대값이 되고, 반송파 주파수 옵셋 Δn 을 측정할 수 있게 된다.

$$L(\theta) = \operatorname{Re}\left(\sum_{n=0}^{N-1} r(n) \cdot \hat{r}(n) \cdot e^{-j\theta}\right) \quad (4)$$

이러한 과정에서 잡음항의 영향을 최소화하기 위한 2차 루프 필터는 식 (5)의 과정과 같으며, 시간이 지날수록 누적되는 반송파 옵셋을 추적하기 위한 디지털 적분기와 DCO의 사용으로 반송파 주파수 옵셋의 보상을 수행한다.

$$\begin{aligned} y(n) &= k_p \cdot x(n) + k_i \cdot x(n-1) \\ &+ y(n-1) - k_p \cdot x(n-1) \end{aligned} \quad (5)$$

그림 7은 반송파 주파수 옵셋 보상 블럭에 입력된 신호와 40ppm의 반송파 주파수 옵셋의 영향을 받았을 때의 변형된 신호와 위와 같은 방법으로 측정한 반송파 주파수 옵셋값과 그 값을 통해 수신된 신호를 보상하여 복구한 신호의 파형을 보여 준다.

다. 심볼 동기를 위한 정합 필터 블럭

반송파 주파수 옵셋이 정확히 복구가 되었다면, 식 (2)는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다. pulse shaping factor인 $\sin\left(\frac{t-\tau}{2T_c}\right)$ 와 시간 지연에 의한 반송파의 잔

$$r(t) = \sin\left(\frac{t-\tau}{2T_c}\right) e^{j2\pi f_c t} \cdot e^{-j2\pi f_c \tau} + n(t) \quad (6)$$

여 성분인 $\exp(-j2\pi f_c \tau)$ 는 수신된 신호의 시변 크기를 나타내므로, A(t)로 표현하였으며, 식 (6)을 표본화의 값으로 표현하기 위해 $t = mT_{sym} + nT_c + lT_{sam}$ 로 변환하면 식 (7)와 같다. T_{sym} 는 심볼의 주기이며, T_c 는 칩의 주기, T_{sam} 는 표본값의 주기를 나타낸다. 각 주기의 계수는 식 (7)에 표기한 것과 같이 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.45GHz 대역에 맞게 설정하였다.

$$\begin{aligned} r(t) &= A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot e^{j2\pi f_c (nT_c - \tau)} \\ r_i(t) &= A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot \cos(nT_c - \tau) \\ &= A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot c_i(nT_c - \tau) \\ r_q(t) &= A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot \sin(nT_c - \tau) \\ &= A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot c_q(nT_c - \tau) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} m &= 0, 1, 2, \dots, 7 \\ n &= 0, 1, 2, \dots, 15 \\ l &= 0, 1, 2, \dots, 9 \\ T_{sym} &= 16T_c \\ T_c &= 10T_{sam} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (6)에서 i, q 위상을 나타내는 $\exp(j\theta(t - \tau))$ 는 하나의 칩 구간동안 같은 값이고, 심볼이 다르더라도 프리앰블 구간에서 같은 위치의 칩이라면 같은 값을 갖게 되므로 표본화의 값으로 매핑할 때 mT_{sym} 와 kT_c 는 삭제 하였고, 수식의 간단화를 위해 잡음항은 무시하였다.

정합 필터에서는 '0000'심볼이 8개로 구성된 프리앰블에 해당하는 대역 확산 코드와 입력되는 신호와의 상관값을 통하여 심볼 동기를 측정하게 된다. 식 (8)은 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역의 프리앰블에 해당하는 '0000'심볼의 대역확산코드를 나타낸다. 식 (9)은 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역에 맞게 i, q 채널로 구분을 하여 심볼이 m 번째이고, 표본값이 l 번째 일 때 상관값이다.

$$\begin{aligned} C_i(n) &= [1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, \\ &\quad , 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1] \\ C_q(n) &= [1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, \\ &\quad 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1] \end{aligned} \quad (8)$$

$$m_i(n) = \sum_{n=0}^{15} A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot c_i(nT_c - \tau) \cdot C_i(n) \quad (9)$$

$$m_q(n) = \sum_{n=0}^{15} A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot c_i(nT_c - \tau) \cdot C_i(n)$$

본 논문에서는 심볼 동기의 성능과 정합 필터의 연산량을 줄이기 위한 방법으로, 기존의 정합 필터에 적응형 정합 필터를 추가하였고, IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역에 맞게 정합 필터를 수정하였다.

$$s_i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot c_i(nT_c - \tau) \quad (10)$$

$$s_q(t) = \sum_{l=0}^{L-1} A(mT_{sym} + nT_c + lT_{sam} - \tau) \cdot c_q(nT_c - \tau)$$

적응형 정합 필터는 식 (10)과 같이 soft decision된 값을 프리앰블에 해당하는 대역 확산 코드들과의 비교 과정을 통하여 심볼 동기를 위한 구간을 측정한다. 표 3은 이러한 적응형 정합 필터를 사용하여 심볼 동기를 정확히 측정하는 방법을 나타낸다.

기존의 정합 필터에 soft decision된 값을과의 비교가만 추가하게 되고, 또한 심볼 동기를 측정하기 위한 구간이외에서는 기존의 정합 필터를 비활성화하게 함으로서, 표 4에서 보는 것과 같이 기존의 정합 필터에 비해 연산량을 줄일 수가 있다.

표 3. 적응형 정합 필터와 고정된 정합 필터를 이용한 신호의 시작점 측정 방법

Table. 3. Detection method of timing synchronization using adaptive matched filter and fixed matched filter.

- 1) 적응형 정합 필터에서 발생하는 심볼 동기를 측정하기 위한 첫 번째 구간에서 처음에 설정한 임계값과 그 구간에서의 상관값들과 비교를 한다.
- 2) 그 구간에서 상관값들이 처음에 설정한 임계값이상이면 심볼 동기를 측정한 것이고, 작다면 측정이 실패한 것이며 그 구간의 최대값을 심볼 동기 측정을 위한 새로운 임계값으로 재 설정한다.
- 3) 심볼 동기를 측정하기 위한 두 번째 구간에서, 그 전의 구간에서 재 설정된 임계값과 상관값들을 비교를 한다. 신호의 시작점을 측정할 때까지 2)와 3)의 과정을 반복 한다.

표 4. 기존의 정합 필터와 제안된 적응형 정합 필터 와의 비교

Table. 4. Comparison between Conventional matched filter and proposed adaptive matched filter

- (1) register
- (2) multiplication(or 2's complement)
- (3) addition.

	CDMF ^[7]	DDMF ^[7]	proposed	
			modified matched filter	adaptive matched filter
(1)	NL	$(N+2)L$	NL	NL
(2)	$\frac{N^2L}{2}$	$(\frac{N}{4} + \frac{3}{4})NL$	$\frac{NL}{2}$	0
(3)	$\frac{N^2L}{2}$	$(\frac{N}{4} + \frac{5}{4})NL$	$\frac{NL}{2}$	$\frac{N^2L}{2}$

N 은 한 심볼에 해당하는 칩의 수이며, L 은 한 칩당 표본화의 개수이다. 즉, IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역에서는 i, q 위상에서 곱셈량이 각각 CDMF에 비해 1/16으로, DDMF에 비해 약 1/10으로 감소가 되어, 낮은 복잡도와 저 전력의 구동이 가능하다.

그림 8은 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역 프리앰블에 해당하는 대역 확산 코드를 고려하고, 적응형 정합 필터에 의해 발생되며 측정 구간을 나타내는 mf_en에 의해 활성화 되는 수정된 정합 필터 구조를 보여준다.

그림 9는 이러한 임계값의 재 설정을 위한 적응형 정합 필터를 사용하였을 때의 성능을 보여준다. AWGN 환경에서 시간 지연 $\tau = 10^{-4}$ 에서 SNR을 -10에서 4까지를 주었고, 기존의 고정된 정합 필터를 사용하였을 때에는 임계값을 15, 20, 25, 30을 주어 matlab으로 시뮬레이션을 하였으며, 결과는 적응형 정합 필터를 사용하였을 때, 약 0.5dB의 성능 향상이 있는 것을 확인할 수 있었다.

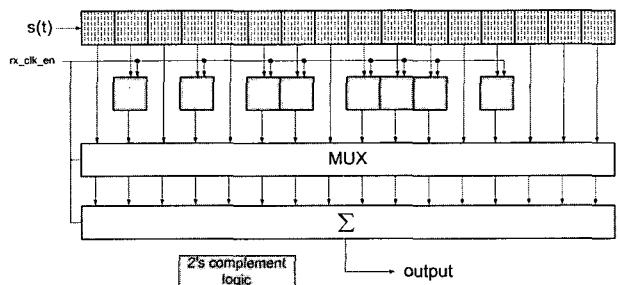


그림 8. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역에 맞게 수정된 정합 필터

Fig. 8. Modified matched filter which is appropriate IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz.

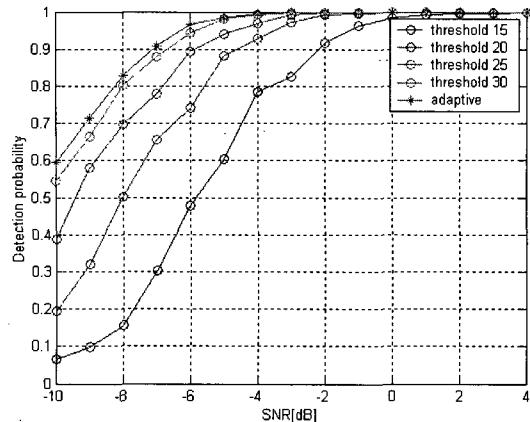


그림 9. 적응형 정합 필터와 고정된 정합 필터의 측정 가능성

Fig. 9. Detection probability of adaptive matched filter and fixed matched filter

IV. IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 테스트 및 검증

이 절에서는 설계한 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역의 테스트 및 검증을 하였다. 테스트는 Altera EP1S2048C5가 장착된 보드를 사용하였으며, 송수신 테스트를 하여 Quartus II Signal Tap II Logic Analyzer를 타이밍 시뮬레이션을 하였다. 그림 10은 테스트를 위한 FPGA보드이며, 그림 11은 타이밍 시뮬레이션 결과이다.

그림 11(a)에서 adc_i, adc_q는 수신부에 입력되는 신호로서, 신호 검출 블록에서 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz에 유효한 신호의 시작점을 검출한 후에 (peak_en이 '1'로 상승) 반송파 주파수 옵셋 보상 블록으로 입력된다. 2차 루프 필터의 계수인 k_p , k_i 를 16과 1로 주었을 때, esti_value_i, esti_value_q, phase_esti 값을 보면 송신부와 수신부에서 발생하는 반송파 주파수 옵셋을 추적하는 것을 볼 수 있다. 그림 11(b)에서는

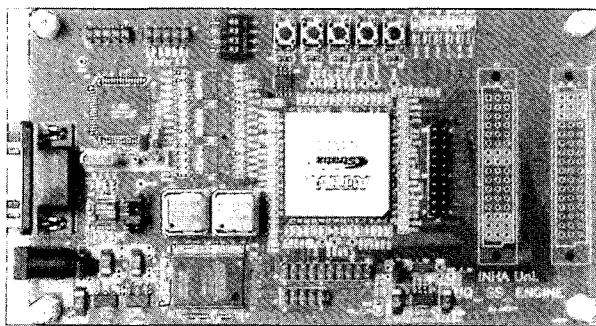
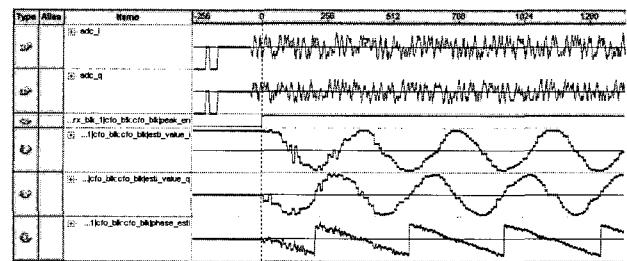
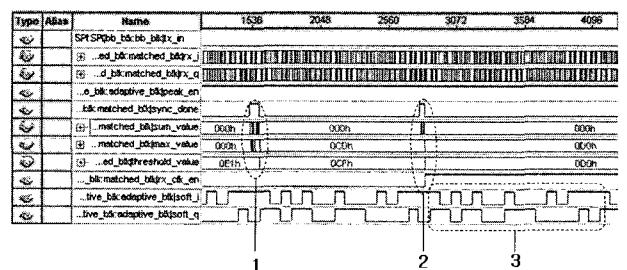


그림 10. FPGA 테스트 보드



(a) 반송파 주파수 옵셋 보상 동작 타이밍 시뮬레이션



(b) 적응형 정합 필터의 동작 타이밍 시뮬레이션

그림 11. IEEE 802.15.4 LR-WPAN 동작 검증을 위한 타이밍 시뮬레이션

Fig. 11. Timing simulation for the verification of IEEE 802.15.4 LR-WPAN

적응형 정합 필터에서 발생하는 심볼 동기를 측정하기 위한 sync_done신호 구간에 맞추어 상관값(sum_value)을 구한 후, 초기 임계값(threshold_value)와 비교를 한다. 첫 번째 구간(표시 1)에서 임계값 이상의 값이 발생되지 않았으므로 threshold_value 신호에서 임계값이 재 설정되는 것을 확인할 수 있다. 그리고, 심볼 동기를 측정 하기 위한 두 번째 구간(표시 2)에서는 재 설정된 임계값 이상의 상관값이 수정된 정합 필터에서 발생되었으므로, rx_clk_en 신호가 '1'로 상승하는 것을 확인할 수 있다. 심볼 동기의 측정을 나타내는 rx_clk_en 신호의 상승 후, soft_i, soft_q값들은 역학산 블록의 입력값들이 된다. 표시 3을 보면 soft_i는 '1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1'값을, soft_q는 '1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0'값을 갖는다는 것을 알 수 있다. 이 값들로 역학산 과정을 수행하면 프리앰블의 심볼값에 해당하는 정확히 수행된다는 것을 검증할 수가 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 간단한 구조를 갖으며, 저가, 저 전력, 저속을 목적으로, 표준이 제정된 IEEE 802.15.4 LR-WPAN의 물리 계층 중 OQPSK변조와 250Kbps의 데이터 전송률을 갖는 2.4GHz 대역의 송신부, 수신부

설계 및 이에 관한 성능 측정과 FPGA를 이용한 동작 검증을 하였다. 설계한 반송파 주파수 옵셋 보상 블록은 2차 루프 필터를 적용한 최대 우도 측정법에 의해 표준에서 제시하는 주파수 tolerance인 $\pm 40 ppm$ 을 만족하였으며, 다양한 환경에서 심볼 동기를 측정하기 위한 임계값의 재 설정이 가능한 적응형 정합 필터를 제안하였다. 이러한 설계는 기존의 정합 필터보다 곱셈량이 1/16, 1/10으로 줄어들었으며, 0.5dB의 측정 성능 향상을 얻을 수 있었다. 이는 저가, 저속, 저 전력의 구동이 요구 되는 유비쿼터스 센서 네트워크에서 사용이 가능하며, 다양한 환경에서 높은 수신율을 확보할 수가 있다.

설계된 IEEE 802.15.4 LR-WPAN 2.4GHz 대역의 송신부와 동기부를 포함한 수신부는 altera사의 EP1S40F780C6을 이용하여 구현 및 동작 검증을 완료하였다.

참 고 문 현

- [1] IEEE Std 802.15.4, Part 15.4: Wireless MediumAccess control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications for Low-rate Wireless Personal Area Networks(LR-WPANs)

- [2] 김기형, 정원도, 박준성, 서현곤, 박승민, 김홍남, “IEEE 802.15.4 기반의 유비쿼터스센서네트워크 기술”, 전자공학회지, 제 31권, 제 12호, 74~84쪽, 2004년 12월
[3] J. A. Gutierrez, E.H. Callaway, and R. L. Barrerr, "Low-Rate Wireless Personal Area Networks", IEEE Press, 2004
[4] E. Callaway, P. Gorday, Lance Hester, J.A. Gutierrez, Marco Naeve, B. Heile and V. Bahl, "Home Networking with IEEE802.15.4: A Developing Standard for Low-Rate Wireless Personal Area Networks", IEEE Communications, Vol. 40, no 8, Aug. 2002, pp. 70-77.
[5] 전호인, “IEEE 802.15.4 WPAN 기술”, 전자공학회지, 제32권, 제 4호, 87~104쪽, 2005년 4월
[6] Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, and Stefan A. Fechtel, "Digital Communication Receivers", JOHN WILLEY & SONS, INC., pp.311~313, 1998
[7] W. C. Lin, K. C. Liu, and C. K. Wang, "Differential matched filter architecture for spread spectrum communication systems", Electorn. Lett., vol. 32, no. 17, pp.1539-1540, 1996

저 자 소 개



이 승 열(학생회원)
2003년 인하대학교 반도체공학과 학사
2005년 인하대학교 정보통신 공학과 석사
2005년~현재 인하대학교 정보통신공학과 박사 과정

<주관심분야 : 통신 시스템 설계, WPAN, WLAN, VLSI 설계>



김 현 식(정회원)
2002년 인하대학교 전기공학과 학사
2004년 인하대학교 정보통신 공학과 석사
2004년~전자부품연구원 DxB 통신융합 연구센터

<주관심분야 : 통신, DMB, VLSI 및 SoC 설계>



김 동 순(정회원)
1997년 인하대학교 전자재료 공학과 학사
1999년 인하대학교 전자재료 공학과 석사
2005년 인하대학교 정보통신 공학과 박사

1999년~전자부품연구원 DxB 통신융합 연구센터
<주관심분야 : 통신, DMB, VLSI 및 SoC 설계>



정 덕 진(종신회원)
1997년 인하대학교 전자재료 공학과 학사
1999년 인하대학교 전자재료 공학과 석사
2005년 인하대학교 정보통신 공학과 박사

1999년~전자부품연구원 DxB 통신융합 연구센터
<주관심분야 : 통신, DMB, VLSI 및 SoC 설계>