

논문 2007-44TC-6-4

# 다중 경로 환경에 적합한 저전력 저복잡도의 IR-UWB 수신기 설계 및 구현

(A low power, low complexity IR-UWB receiver in multipath environments and its implementation)

이 순 우\*, 박 영 진\*, 김 관 호\*

(Soon-Woo Lee, Young-Jin Park, and Kwan-Ho Kim)

## 요 약

본 논문에서는 다중경로 임펄스 전파 채널 환경에서 중·저속통신에 적합한 저전력, 저복잡도의 IR-UWB 수신기를 제안하였다. 제안된 수신기는 자승기 및 적분기를 사용하여 복잡한 Rake 구조를 사용하지 않고서도 다중경로 환경 하에서 분산된 임펄스 신호의 에너지를 효과적으로 합산하였다. 또한 임펄스 신호의 검출을 위하여 1-bit Sampler를 사용하여 기존의 고속 병렬 ADC를 대체하였으며 이 과정에서 Sample Rate 을 낮추고 BER 손실을 줄이기 위하여 Sampler의 입력으로 수신 신호의 저주파 성분인 포락선을 사용하였고, 샘플 획득 후 디지털 상관기 회로를 추가하였다. 그리고 수신되는 임펄스 마다 심벌 결정 구간을 설정하여 이 구간 내에서 임펄스 심벌을 판단하는 구간동기 개념을 사용하였으며, 이로써 임펄스 신호의 동기 조건을 완화시켜 간단한 디지털 동기회로만으로 정밀한 PLL을 대체할 뿐 아니라 다중 경로 및 timing error 등의 내·외부 환경의 변화에 효과적으로 대응하였다. 제안된 수신기는 IEEE 802.15.4a에서 제안된 채널 모델을 활용하여 그 성능을 모의 검증하였고 FPGA로 구현하여 실제 환경에서 그 성능을 입증하였다.

## Abstract

In this paper, an energy detection-based low power, low complexity IR-UWB receiver in multipath impulse radio channel is presented. The proposed receiver has a simple 1-bit sampler for energy detection. Also, multipath signal received from multipath impulse radio channel is amplified and envelope of the signal is detected. Then, energy detection technique using integrator by summing multipath signals in certain period is adopted to minimize the BER loss by simple energy detection. In particular, in acquisition of a sample signal, SNR is additionally improved using a digital sampler. Symbol decision using several sampled signals is performed and thus the process of symbol synchronization is significantly simplified. Also, it is effectively designed to be compatible with influences of multipath and timing error. In addition, the proposed receiver complexity is reduced using pulse decision window. The performance of the proposed receiver is simulated based on IEEE 802.15.4a channel model and the algorithms are implemented on FPGA.

**Keywords :** IR-UWB, 1-bit sampler, pulse decision window, digital correlator, FPGA

## I. 서 론

초광대역의 임펄스(IR-UWB) 통신은 기존의 협대역 통신과 달리 반송파가 필요 없고, 낮은 Duty rate 을 갖기 때문에 저복잡도 및 저전력 통신 시스템 구현이 가

능하다. 이러한 저전력 저복잡도의 기술적 특징으로 최근 초광대역 임펄스 통신을 Low Rate Wireless Personal Area Network (LR-WPAN) 또는 Ubiquitous Sensor Network (USN) 에 응용하기 위한 연구가 활발히 진행중이다<sup>[1]</sup>.

일반적으로 다중경로 채널환경에서 IR-UWB 신호를 검출할 때 수신 성능을 높이기 위해 Rake 구조를 채택할 뿐 아니라<sup>[2]</sup>, 수백 피코초에서 수 나노초에 이르는

\* 정회원, 한국전기연구원

(Korea Electrotechnology Research Institute (KERI))  
접수일자: 2007년3월8일, 수정완료일: 2007년6월5일

매우 짧은 임펄스 신호를 검출하기 위해 수 GHz의 샘플율을 갖는 고속 ADC를 사용하고<sup>[3][4]</sup>, 임펄스의 동기를 맞추기 위하여 정밀한 PLL 등을 이용하는데<sup>[5]</sup>, 이는 초저전력으로 동작 하는 LR-WPAN, USN 등의 구성 요소로는 적합하지 않다.

이러한 문제들을 해결하기 위하여 중·저속 통신에 적합한 비동기식 에너지 검출 기반의 수신기가 제안되었으며<sup>[6]-[8]</sup>, 기존의 동기 방식에 비하여 간단하면서도 다중경로 환경 및 timing error에 효과적으로 대처할 수 있는 구조를 가진다. 그러나 [6][7]에서는 병렬 구조를 채택하고 ADC, 고속 타이머 등의 사용으로 하드웨어적인 복잡도가 여전히 높으며, [8]에서는 이론적인 분석 이외의 실제적인 구현에 있어서는 부족하다. 이에 본 논문에서는 다중경로 채널 및 중·저속통신에 적합한 저전력, 저복잡도의 IR-UWB 통신 시스템 제작을 위하여 적합한 변복조 방식을 채택하고 새로운 수신기 구조를 제안하였으며 또한 FPGA를 이용하여 baseband 칩 제작을 위한 프로토타입을 개발하였다.

본 논문에서는 임펄스 검출을 위하여 수십 Msps (sample per second)급의 1-bit Sampler를 사용하여 수 Gbps 급의 ADC를 대체하였으며, 이 과정에서 BER 손실을 최소화하기 위하여 비동기식 에너지 누적 검출 방식을 채택하였다. 이를 위해 수신기에서 적분기를 사용하고 적절한 적분기간 설정을 통하여 복잡한 Rake 구조를 사용하지 않고서도 다중경로 환경 하에서 분산된 신호를 합산하여 1-bit Sampler 사용에 따른 BER 손실을 줄였으며, 이에 따라 고주파가 제거된 신호의 적분값 즉, 포락선을 검출함으로써 신호검출을 위해 필요한 Sample rate를 낮출 수 있었다. 그리고 샘플 획득 후 디지털 프로세싱을 통하여 추가적으로 SNR을 향상시켰으며, 심벌 결정은 특정한 하나의 샘플이 아닌 수신되는 임펄스 주변으로 설정된 구간 내의 다수개의 샘플에 의해 판단함으로써 안정적인 수신이 가능하도록 하였다. 수신되는 매 펄스에 대하여 이러한 판단 구간을 설정하기 위하여 간단한 디지털 회로로 구간의 동기 획득 및 추적을 하며, 이는 정확한 동기 시점을 찾는 기존의 PLL 방식과는 달리 대략적인 동기 구간만을 획득하고 추적함으로써 다중경로 환경 및 각종 timing error에 대하여 효과적으로 대처할 수 있다.

본 논문의 II장에서는 Rake 구조 및 고속 ADC를 대체하기 위해 제안된 수신기의 전반적인 구조에 대해 설명하고 그 성능을 이론적으로 분석하며, III장에서는 정밀한 PLL을 대체하기 위해 제안된 심벌 동기방식을 소

개하고, IV장에서 모의실험을 통해 제안된 구조의 성능을 분석한다. 이어서 V장에서는 디지털 수신부의 하드웨어 구조와 FPGA 구현 방식을 소개하고 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 사용되는 수신기 구조로서 대역통과 필터, 자승기, 적분기로 이루어지는 아날로그 수신부와 1-bit Sampler, 전처리부, 심벌 검출 및 동기부로 이루어지는 디지털 수신부로 구성된다.

본 논문에서 제안하는 수신기 구조에 적합한 변조방식으로 OOK(On Off Keying) 방식을 사용하였으며 하나의 송신 펄스는 하나의 심벌에 대응되기 때문에 추가적인 waveform modulation이나 다중사용자를 위한 확산코드사용은 고려하지 않는다. OOK 방식으로 변조되어 송신단에서 방사되는 IR-UWB 신호  $s(t)$ 는 식 1과 같이 나타낼 수 있으며,

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i p(t - iT_{PRI}) \quad (1)$$

여기서  $p(t)$ 는 송신된 IR-UWB 펄스이고  $d_i$ 는 전달하려는 정보로써 0 또는 1의 값을 가지며,  $T_{PRI}$ 는 펄스 간격 (Pulse Repetition Interval ; PRI)을 의미한다. 수신단으로 입력되는 신호  $y(t)$ 는 식 2와 같다.

$$y(t) = r(t) + n(t) \quad (2)$$

where,  $r(t) = w(t) * h(t)$

여기에서  $w(t)$ 는 송신신호  $s(t)$ 의 일차 미분형태로서, 안테나 효과를 고려한 것이며  $h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답을 나타내고  $n(t)$ 는 백색잡음을 의미한다. 이어서 수신기 내에서 대역통과필터, 자승기 및 적분기를 통과한 신호  $Y(t)$ 는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t y_B^2(\tau) d\tau \quad (3)$$

식 3에서  $T$ 는 적분구간을 나타내고,  $y_B(t)$ 는 BPF에

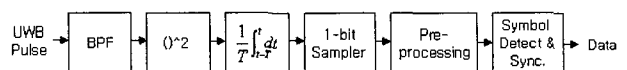


그림 1. 제안된 수신기 구조  
Fig. 1. Proposed receiver structure.

의해 band limit된 수신신호  $y(t)$ 를 의미한다. 적분구간은 ISI(Inter Symbol Interference)를 방지하고 직교성(Orthogonality)을 유지하기 위해 펄스 간격  $T_{PRI}$  이하이어야 하며 동시에 채널상의 다중경로로 인해 확산된 펄스 에너지를 모을 수 있을 만큼 충분히 길게 설정되어야 한다<sup>[8]</sup>. 수신기 성능의 분석을 위하여 식 3에서  $(0, T)$ 의 구간만을 고려하고 BPF의 통과대역폭을  $W$ 로 가정할 경우 신호처리 이론에 의해 band limit된 신호는  $2TW$  개의 샘플값으로 근사시킬 수 있다. 또한 본 논문에서 OOK 변조를 사용하기 때문에 적분기를 통과한 신호는  $(0, T)$  구간에서 노이즈 성분만 존재하는 경우  $V_0$  와 순수 신호 성분과 노이즈 성분이 동시에 존재하는 경우  $V_1$ 로 나누어 각각 식 4-a 및 식 4-b로 나타낼 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$V_0 = \int_0^T n_B^2(t) dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} a_i^2 \quad (4-a)$$

$$V_1 = \int_0^T (r_B(t) + n_B(t))^2 dt = \frac{1}{2W} \sum_{i=1}^{2TW} (a_i + \alpha_i)^2 \quad (4-b)$$

BPF에 의해 band limit된 노이즈의 two-sided noise spectral density를  $N_{o2}$ 라고 하면, 식 4-a 및 식 4-b에서  $a_i$ 는 노이즈 성분으로 모든  $i$ 에 대하여 평균 0, 분산  $2N_{o2}W$ 을 갖는 가우시안 확률변수이며, 식 4-b에서  $\alpha_i$ 는 BPF에 의해 band limit된 순수한 신호 성분의 샘플  $r_B(i/2W)$ 을 의미한다. 따라서  $V_0$ 는 chi-square 분포를,  $V_1$ 은 noncentral chi-square 분포를 가지며 noncentrality parameter  $\lambda$ 는 식 5와 같다.

$$\lambda = \frac{1}{2WN_{o2}} \sum_{i=1}^{2TW} \alpha_i^2 = \frac{1}{N_{o2}} \int_0^T r_B^2(t) dt \quad (5)$$

여기서  $r_B(t)$ 는 BPF에 의해 band limit된 순수 신호 성분이며  $\lambda$ 는 신호 대 잡음비로 볼 수 있다. 식 4-a 및 식 4-b의 확률모델을 기반으로  $2TW$ 의 값이 큰 경우, ( $>250$ ) central limit theorem에 의하여  $V_0$  및  $V_1$ 은 가우시안 확률변수로 근사할 수 있으며 각각  $N(2TW, 4TW)$  및  $N(2TW + \lambda, 4(TW + \lambda))$ 으로 표현할 수 있다. 본 논문의 수신기에서 1-bit Sampler에서의 임계값(threshold)을  $V_T$ 로 가정하고 BSC(Binary Symmetric Channel)를 가정하면 false alarm 확률  $p_f$ 과 detection 확률  $p_d$ 은 식 6-a와 6-b로 주어

진다<sup>[9]</sup>.

$$p_f = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{V_T - 2TW}{2\sqrt{2}\sqrt{TW}} \right] \quad (6-a)$$

$$p_d = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \frac{V_T - 2TW - \lambda}{2\sqrt{2}\sqrt{TW + \lambda}} \right] \quad (6-b)$$

이때 적분기에서 적절한 적분구간의 설정과 1-bit Sampler의 샘플 주기설정을 통하여 1-bit Sampler에서 임계값( $V_T$ ) 이상의 값을 갖는 샘플이 매 펄스 당 평균  $N_c$ 개가 되도록 한다.

적분기를 지나 1-bit Sampler로 디지털화 된 신호는 SNR 향상을 위하여 전처리부에서 크기 1, 길이  $N_c$ 인 rectangular 형태의 디지털 상관기(correlator)를 통과한다. 이어서 상관값(Correlation Value)으로 심벌을 판단하며, 이때 심벌 즉 IR-UWB 펄스의 검출은 그림 2와 같이 하나의 샘플이 아닌 펄스 주변  $N_{PDW}$ 개의 연속된 상관값을 종합적으로 판단한다. 본 논문에서는 이 구간을 PDW(Pulse Decision Window)로 정의한다. PDW의 위치는 심벌 동기를 통하여 매 펄스간격 마다 갱신된다(III 장 참고).

PDW가 설정되면 PDW 내의 상관값이  $N_c$ 인 샘플이 한 개 이상 존재할 경우 "1 (pulse on)" 그렇지 않을 경우 "0 (pulse off)"으로 판단한다. 최종적으로 심벌 검출부에서 false alarm 확률  $P_f$ 과 detection 확률  $P_d$ 은 식 7-a와 식 7-b과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_f = (N_{PDW} - N_c + 1) p_f^{N_c} \quad (7-a)$$

$$P_d = p_d^{N_c} \quad (7-b)$$

여기서  $p_d$ 가 1에 가깝고 ( $> 0.9$ ),  $p_f$ 가 0 근처인 경우 ( $< 0.1$ ) 간단한 전처리 프로세서에 의해 detection 확률  $P_d$ 은 대부분 유지한 채, false alarm 확률  $P_f$ 이 상당히 낮아져 높은 신호 대 잡음 비(SNR)를 얻을 수 있다.

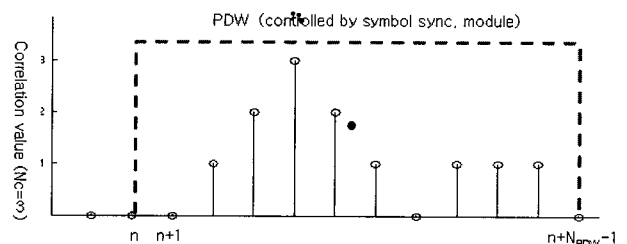


그림 2. 펄스 판별 윈도우

Fig. 2. Pulse Decision Window (PDW).

### III. 심벌 동기

II장에서 서술한 바와 같이 심벌 결정을 위하여 매 펄스간격(PRI)으로 PDW가 설정된다. 따라서 PDW의 위치선정과 적절한 길이  $N_{PDW}$ 의 설정이 필요하며, 무엇보다도 PDW의 중심이 수신되는 IR-UWB 펄스와 동기 되어야 한다. 심벌 동기는 초기 심벌 동기 획득 과정과 이후에 시스템의 timing error 누적 등에 의해 발생하는 동기화 실패를 극복해 주는 심벌 추적과정으로 구분된다. 저자의 이전 논문 [10]에서 구간동기 개념을 이용한 심벌 동기 방식을 제안하였으며, 여기서는 제안된 알고리즘을 요약하고 IIR 필터를 사용하여 노이즈 문제를 개선한 부분을 간단히 언급한다.

#### 1. 초기 심벌 동기 획득 과정

초기 동기 획득(symbol acquisition) 구간 동안 송신 데이터는 항상 "1"이며 따라서 펄스간격  $T_{PRI}$ 으로 계속해서 펄스가 수신된다. 동기 획득은 동기 시점 가정에 이어 가정한 동기 시점을 검증하는 두 단계 과정으로 이루어진다. 전처리부 (그림 1 참고)에서 길이  $N_c$ 의 상관기를 통과한 신호는 최소 0, 최대  $N_c$ 의 값을 갖는 샘플로 구성된다.

첫 번째 과정으로 이 샘플 중에서 그림 3과 같이 독립적, 혹은 연속적으로 0이 아닌 값을 갖는 sample 집단을 *island*, *island* 내에서  $N_c$  값을 갖는 첫 번째 sample을 *flag*라 정의하고 *flag*가 존재하는 첫 번째 *island*의 *flag* 인덱스를 동기 시점(pivot)으로 가정한다. 다음으로 가정한 동기 시점을 검증하기 위하여 그림 3과 같이 설정된 동기 시점(pivot)으로부터  $n_i T_{PRI}$ ,  $n_i \in \{1, 2, \dots, N_I\}$  이후의 시점을 중심으로 하는  $N_I$ 개의 PDW를 설정하고, PDW 내에서 심벌을 판단하여 모두 "1"이면 가정한 동기시점이 맞다고 판단하여 동기 획득을 종료하고, 그렇지 않을 경우 첫 번째 과정부터 다시 시작한다.

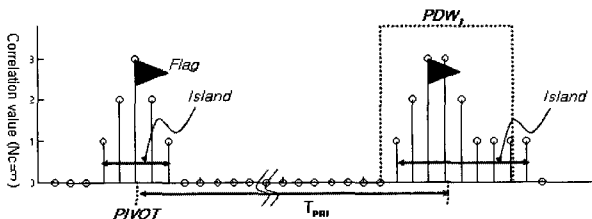


그림 3. 초기 심벌 동기 획득 과정  
Fig. 3. Initial symbol acquisition process.

#### 2. 심벌 추적 과정

초기 동기 획득이 성공 했더라도 데이터 전송 중 채널환경의 변화와 송수신기 내의 각종 timing error로 인하여 심벌 추적(symbol tracking)이 필요하다. 심벌 추적을 위해 초기 동기 획득이후  $k+1$ 번째 심벌에 대한  $PDW_{k+1}$ 는 식 8과 같이 이전  $PDW_k$ 의 시점으로부터 펄스간격  $T_{PRI}$  뿐 아니라  $PDW_k$ 에서 얻어진 오프셋  $\Delta_k$ 을 고려한다.

$$PDW_{cen, k+1} = (PDW_{cen, k} + T_{PRI}) + \Delta_{k, IIR}$$

$$\Delta_k = n_{flag, k} - PDW_{cen, k}$$

$$\Delta_{k, IIR} = (1 - \beta)\Delta_k + \beta\Delta_{k-1, IIR}, 0 < \beta < 1$$
(8)

식 8에서  $k$ 번째 오프셋  $\Delta_k$ 은 그림 4와 같이  $PDW_k$  내 *flag*의 인덱스  $n_{flag, k}$ 와  $PDW_k$  중심 인덱스  $PDW_{cen, k}$ 의 차이로 정의하며 이는 채널 환경의 변화 및 송수신기 내의 각종 timing error를 반영한다. 여기서 노이즈에 의한 오프셋  $\Delta_k$ 의 급격한 변화를 막기 위해 실제로는 feedback 계수  $\beta$ 를 갖는 1차 IIR 필터를 통과한 오프셋  $\Delta_{k, IIR}$ 을 사용한다. 만일  $k$ 번째  $PDW_k$ 내에 수신 펄스가 존재하지 않아 *flag*를 찾을 수 없는 경우에는 오프셋  $\Delta_k$ 은 0으로 간주한다. 이로써 심벌 추적을 위한 별도의 추가 데이터 없이도 효율적으로 심벌을 추적할 수 있다.

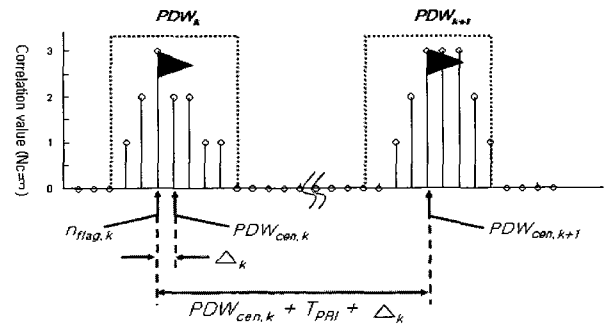


그림 4. 심벌 추적 과정  
Fig. 4. Symbol tracking process.

### IV. 모의실험

II, III 장에서 제안된 IR-UWB 수신기의 성능을 검증하기 위하여 IEEE 802.15.4a의 UWB 채널 모델<sup>[11]</sup> CM4 (Office NLOS)을 이용하여 모의실험을 하였다.

모의실험 환경은 다음과 같다. 먼저 그림 1의 수신기 구조에서 BPF는 ideal BPF (3.1Ghz-5.1Ghz)로 가정하

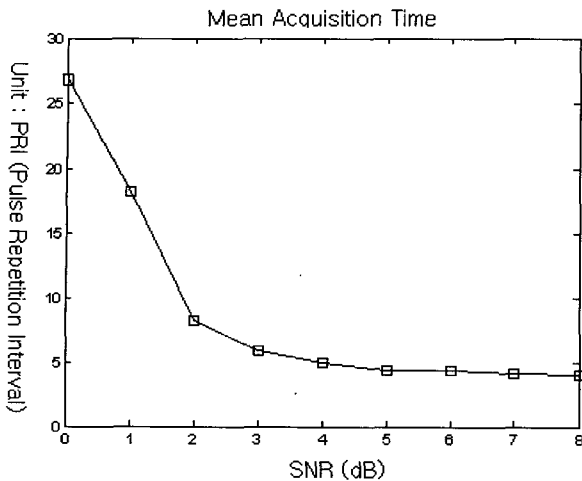


그림 5. 초기 심벌 동기 획득 시간 (단위 : PRI)  
Fig. 5. Initial symbol acquisition time. (Unit : PRI)

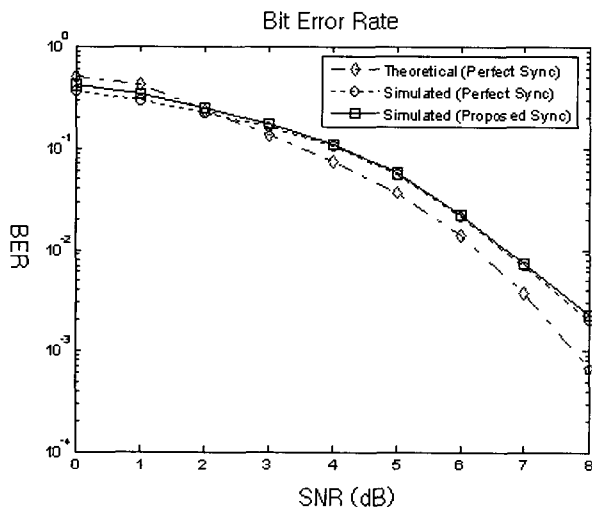


그림 6. 비트 에러율 : 이론적 모델, 완벽한 동기를 가정한 모의실험, 제안된 동기를 이용한 모의실험  
Fig. 6. Bit Error Rate : Theoretical (Perfect Sync.), Simulated 1 (Perfect Sync.), Simulated 2 (Proposed Sync).

고, 수신기 내 적분기의 적분 주기는 다중경로 환경 및 PRI(Pulse Repetition Interval)을 고려하여 50nsec로 설정하였으며<sup>[8]</sup>, 1-bit Sampler의 샘플 주기는 100MSPs, 전처리부에서 상관기의 길이  $N_c$ 는 3으로 설정 하였다. 데이터 전송속도는 1Mbps, 채널 환경 및 송수신기의 timing error를 감안하여 PDW의 길이  $N_{PDW}$ 는 0.2msec (PRI의 약 20%)로 설정하였다. 또한 송신 UWB 펄스는 제작된 초광대역 임펄스 발생기의 실측 파형<sup>[12]</sup>을 사용하였다.

그림 5는 SNR에 따라 초기 심벌 동기 획득에 소요 되는 시간을 나타낸 그래프이며, 단위는 펄스간격

(PRI)이다. 동기 획득 시 가정한 동기 시점의 검증을 위해 PDW의 반복 횟수  $N_I$ 를 4로 정했기 때문에 SNR이 3dB 이상이면 평균 동기 획득 시간이 5 PRI로 유지됨을 알 수 있다.

그림 6은 SNR 변화에 따른 BER(Bit Error Rate) 그래프이며 심벌 동기가 완전하게 이루어진다고 가정하면 이론적으로 식 7-a 및 7-b에 의해 BER ( $P_e$ )은 식 9와 같고, 그림 6과 같이 모의 실험결과와 거의 일치한다. 또한 모의 실험결과 제안된 동기방식의 BER이 완벽히 동기를 가정한 경우의 BER에 근접함을 알 수 있다.

$$P_e = \frac{(1 - P_d) + P_f}{2} \tag{9}$$

### V. FPGA 구현

제안된 수신기 구조를 실제 환경에서 테스트하기 위하여 FPGA로 구현하였으며, 그림 1의 수신기 구조에서 디지털 회로로 이루어지는 1-bit Sampler, 전처리부, 심벌 결정부 및 심벌 동기부를 HDL (Hardware Description Language)로 설계하였다. 그림 7은 설계된 디지털 수신기 동기부의 FSM (finite state machine)을 나타내며, III장의 심벌 동기 알고리즘과 같다. 디지털 수신기의 구조는 그림 8과 같으며 추후 ASIC으로 제작 시 소비전력 절감을 위하여 1-bit Sampler와 전처리부 (pr-processor)는 PDW가 활성화될 때에만 동작하도록

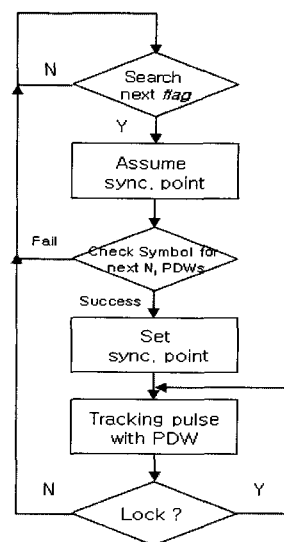


그림 7. 심벌 동기부 FSM  
Fig. 7. FSM for symbol synchronization.

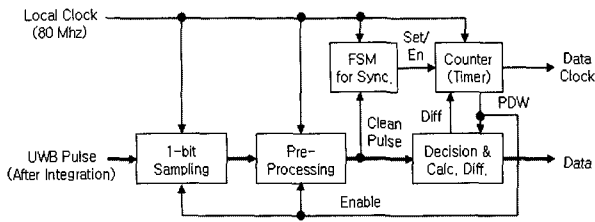


그림 8. 디지털 수신부 구조  
Fig. 8. structure of digital receiver.

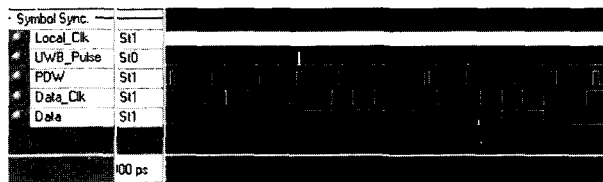


그림 9. 디지털 수신부 주요 출력 신호의 파형  
Fig. 9. signal waveform of digital receiver.

하였다. 최종 출력되는 Data 및 Data Clock은 real-time MP3 재생을 위하여 256Khz로 동작한다.

설계된 디지털 수신기의 주요 출력 파형은 그림 9와 같다. 그림에서 UWB\_Pulse는 수신된 IR-UWB 신호이고 OOK 방식으로 변조되었다. 그림과 같이 제안된 동기 회로에 의해 매 펄스간격으로 PDW가 갱신되고, Data 및 Data\_Clk이 복원된다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 기존의 Rake 구조, 고속 ADC, 고정밀 PLL 을 대체하여 저전력, 저복잡도 구성으로 다중경로 환경에 효과적으로 대처할 수 있는 IR-UWB 수신기 구조를 제안하였다. 또한 수학적 모델링 및 컴퓨터 모의 실험을 통해 성능을 분석하였으며, FPGA 구현을 통해 실제 환경에서 제안된 수신기를 검증하였다. 향후, 추가적인 SNR 향상 및 다중사용자 지원을 위하여 제안된 수신기 구조에 높은 cost-performance를 갖는 확산코드 사용 및 waveform 변복조, FEC 등이 연구되어야 할 것이다.

## 참 고 문 헌

[1] IEEE 802.15 WPAN low rate alternative PHY TG 4a [Online].  
<http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>  
[2] B. Mielczark, M. O. Wessman, A. Svensson, A. "Performance of coherent UWB Rake receivers with channel estimators", in VTC 2003-Fall, Vol.

3, pp. 1880-1884, 6-9 Oct. 2003.  
[3] E. A. Homier and R. A. Scholtz, "Rapid acquisition of ultra wideband signals in the dense multipath channel," in IEEE UWBST 2002, pp. 105-109, Baltimore, MD., May 2002.  
[4] Puneet P. Newaskar et. al, "A/D precision requirements for an ultra-wideband radio receiver", in Proc. of the 2002 IEEE Workshop on SIPS, 2002.  
[5] R. Blazquez, et al. "A baseband processor for pulsed ultra-wideband signals", proceedings of the IEEE 2004 Custom Integrated Circuits Conference, pp. 587-590, Oct. 2004.  
[6] L. Stoica, A. Rabbachin and I. Oppermann, "A Low-Complexity Noncoherent IR-UWB Transceiver Architecture With TOA Estimation", in IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 54, no. 4, pp. 1637-1645, April 2006.  
[7] A. Rabbachin, I. Oppermann, "Synchronization Analysis for UWB Systems with a Low-Complexity Energy Collection Receiver", in Int. Workshop Ultra Wideband Systems (IWUWBS) combine with Conf. Ultra Wideband Ssystems and Technologies (UWBST), Kyoto, Japan, May 2004, pp. 288-292.  
[8] M. Weisenhorn and W. Hirt, "Robust noncoherent receiver exploiting UWB channel properties." Int. Workshop Ultra Wideband Systems (IWUWBS) & Conf. Ultra Wideband Ssystems and Technologies (UWBST), Kyoto, Japan, May 2004, pp. 156-160.  
[9] H. Urkowitz, "Energy detection of unkwon deterministic signals", Proc. IEEE, vol. 55, no 4, pp. 523-531, April 1967.  
[10] 이순우, 박영진, 김관호, "Bit Decision 윈도우를 이용한 Noncoherent IR-UWB 수신기의 심벌 동기화에 관한 연구", 대한전자공학회 논문지 제44권 TC편 제2호, February, 2007.  
[11] IEEE 802.15 TG4a Channel Modeling Sub Committee, "Proposed UWB channel model", <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>  
[12] J.-W. Lee and Y.-J. Park, et al., "System-On-Package Ultra Wideband Transmitter using CMOS Impulse Generator" IEEE Trans. Microwave theory and techniques, vol. 54, no. 4, pp. 1667-1673, April 2006.

## 저 자 소 개



이 순 우(정회원)  
 2001년 부산대학교 전자공학과  
 학사 졸업  
 2003년 한국과학기술원  
 전기전자과 석사 졸업  
 2004년~2005년 Hynix 반도체  
 2005년~현재 한국전기연구원  
 전기정보망기술연구그룹  
 근무.

<주관심분야 : 통신 및 영상 신호처리, VLSI 설  
 계>



박 영 진(정회원)  
 1997년 중앙대학교 전자공학과  
 학사 졸업  
 1999년 한국과학기술원  
 전기전자과 석사 졸업  
 2002년 University of Karlsruhe  
 전기전자과 박사 졸업  
 2002년 11월~현재 한국전기연구원 전기정보망  
 기술연구그룹 근무.

<주관심분야: Impulse radio propagation, UWB  
 image radar, short range automotive radar,  
 digital beam forming, power line communications  
 (PLC)>



김 관 호(정회원)  
 1978년 숭전대학교 전자공학과  
 학사 졸업  
 1980년 연세대학교 전자공학과  
 석사 졸업.  
 1980년~1983년 한국전력공사.  
 1983년~현재 한국전기연구원  
 전기정보망 기술연구그룹  
 그룹장.

<주관심분야 : 전파통신, 전력선통신시스템, 무선  
 에너지 전송, UWB 레이더 및 센서>