

논문 2007-44TC-1-13

# PPM 변조방식의 IR-UWB 시스템에서 데이터 결정방식을 이용한 타이밍 추적기

(Data Decision Aided Timing Tracker in  
IR-UWB System using PPM)

고 석 준\*

(Seokjun Ko)

## 요 약

본 논문에서는 Maximum Likelihood(ML) 알고리즘을 변형한 Suboptimal ML 타이밍 검출기를 제안한다. 본 논문에서 제안하는 Suboptimal ML 방식은 참조신호 생성과정이 Early-Late gate 또는 ML 방식에 비해 간단하면서도 타이밍 검출기의 이득은 거의 동일한 값을 얻을 수 있다. 또한, 타이밍 추적기는 데이터 판별을 이용하기 때문에 적은 타이밍 오차 범위만이 추적 가능하다. 즉, 펄스폭이 0.7ns인 4차 가우시안 모노사이클을 사용하였을 경우, 추적 가능한 타이밍 오차는  $\pm 0.06$ ns이다. 따라서 탐색기는 높은 정확도를 갖는 획득성능을 갖고 있어야 한다. 성능 분석은 잡음뿐만 아니라 송신기와 수신기의 펄스 생성과정에서 사용되는 오실레이터 지터를 고려한다. 컴퓨터 모의 실험 결과는 타이밍 검출기의 평균과 분산 및 타이밍 추적기의 추적 성능을 보여준다. 그리고 이동성에 의해 타이밍 오차가 점차적으로 증가하는 경우를 가정하여 추적성능을 제시한다. 본 논문은 타이밍 추적기의 성능을 제시하기 위해 하나의 복조기인 단인 상관기만을 고려한다.

## Abstract

In this paper, we propose a timing detector using suboptimal maximum likelihood method. The proposed method has a simple reference signal generator. Additionally, timing detector's gain of the proposed method is the same to Early-Late gate and ML method. We reveal that tracking range of time tracker is narrow because of using data-decision, that is, tracking range is  $\pm 0.06$ ns for the 4-order Gaussian monocycle with 0.7ns pulse width. Therefore we can find that searcher must have very accurate acquisition procedure. When estimating a performance of time tracker, we consider a jitter in transmitter and receiver's pulse generation process as well as background noise. By using computer simulation, we propose mean/variance of timing detector and tracking process. Also we consider a mobility in tracking process, i.e., timing error modeled ramp function. In order to propose a performance of time tracker, we consider only one correlation demodulator.

**Keywords:** IR-UWB, PPM, Data Decision aided timing tracker, Maximum Likelihood, Early-Late gate

## I. 서 론

미국연방통신 위원회(FCC)에서는 기존의 협대역 시스템 및 3G 셀룰러 기술로 설명되는 시스템과 구분하기 위해 20% 이상의 단편 대역폭(fractional bandwidth)을 차지하는 시스템, 혹은 500MHz 이상의

점유 대역폭을 차지하는 무선 전송 기술을 UWB라고 정의하고 있다<sup>[1]</sup>.

2004년 3월, IEEE 802.15.4a 표준화 위원회에서는 UWB를 이용하여 WPAN Low Rate Alt. PHY를 규정하여 저속 데이터를 전송하며 보다 정확한 위치 추적 기능(high-precision ranging/localization)을 제공하며 communication range와 mobility를 향상시키는 것을 주요 내용으로 하고 있다. 즉, IEEE 802.15.4a 표준화 위원회에서 언급하고 있는 목적은 802.15.4와의 호환성을 유지하면서 ultra low complexity, ultra low cost, ultra

\* 정회원, 제주대학교 전기전자공학부  
(Cheju National University)

접수일자: 2006년10월23일, 수정완료일: 2007년1월17일

low power consumption을 제공하는 alternative PHY에 대한 국제 규격을 제공하는 것이다. IEEE 802.15.4a Alt. PHY로는 IR-UWB와 Chirp Spread Spectrum 두 가지 방식이 제안되어 있다<sup>[2]</sup>.

기존 문헌에서 제시된 바와 같이, IR-UWB 시스템은 타이밍 동기가 주요 문제이다<sup>[3]</sup>. 즉, 적은 타이밍 오차가 존재하더라도 성능열화는 매우 심각하다. 만일 주변 환경이 변하거나 이동성이 존재하는 경우는 동기화된 타이밍이 어긋나는 문제가 발생한다. 본 논문에서는 탐색기가 이상적으로 동작하여 타이밍 동기가 이루어진 상태에서 잔존하는 칩 단위 이내의 타이밍 오차와 이동성에 의해 발생하는 타이밍 오차를 추적하는 타이밍 추적기를 제시한다<sup>[4,5,8]</sup>. 또한 송신기와 수신기에서 사용되는 오실레이터의 지터성분을 정규분포로 모델링하여 고려한다<sup>[6,7]</sup>.

본 논문에서는 3가지의 타이밍 검출기를 제시한다. 본 논문에서 제안하는 Suboptimal ML 방식은 참조신호 생성과정이 다른 방식에 비해 간단하면서도 타이밍 검출기의 이득은 거의 동일한 값을 얻을 수 있다. 타이밍 검출기의 분산은 지터에 의해 상대적으로 증가하는 현상을 보이지만 타이밍 추적기의 추적과정에서는 큰 차이를 보이지 않는다.

본 논문에서는 3가지의 타이밍 검출기 및 추적기의 성능이 4차 가우시안 모노펄스를 사용하였을 때 추적 가능한 타이밍 오차는  $\pm 0.6\text{ns}$  이내이다. 만일 이 구간을 벗어났을 때는 정확한 데이터 복구가 불가능하다. 따라서 탐색기에 의해 신호가 획득되었을 때 타이밍 오차는 반드시  $\pm 0.6\text{ns}$  구간 이내에 존재하여야 한다.

타이밍 추적기의 추적 성능을 통해  $+0.6\text{ns}$  구간을 넘었을 경우는  $0.128\text{ns}$  지점으로 수렴하는 과정을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 보였다. 그리고 이동성에 의해 타이밍 오차가 점차적으로 증가하는 경우를 모델링하여 추적성능이 정확히 이루어짐을 보였다. 본 논문은 타이밍 추적기의 성능을 제시하기 위해 하나의 복조기인 단일 상관기만을 고려하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선, II장에서는 시스템 구조인 송신기와 수신기에 대해서 설명한다. III장에서는 3가지의 타이밍 검출기의 동작과 성능을 제시한다. IV장에서는 데이터 판별결과 및 지터를 고려하였을 때 컴퓨터 모의실험을 통해 타이밍 검출기와 추적기의 성능을 분석한다. 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

### 1. 송신기 모델

전형적인 TH-PPM UWB 시스템에서의 송신 신호는 다음과 같다<sup>[6,9]</sup>.

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_b} p(t - jT_f - c_j T_c - \delta d_{[j/N_s]} - \theta_j^t) \quad (1)$$

여기서  $E_b$ 는 비트에너지,  $N_s$ 는 하나의 데이터 비트를 보내는데 사용되는 펄스의 수로 반복 코드의 길이이며,  $T_f$ 는 프레임의 시간 구간으로 한 비트의 시간구간은  $T_b = N_s T_f$ 를 의미한다.  $\{C_j\}$ 는 시간도약 코드이며  $0 \leq C_j < N_s$  영역에서의 정수에 해당하는 유사랜덤값이다. 여기서  $N_h$ 는 호핑 수를 나타내며  $T_c$ 는  $N_h T_c < T_f$ 를 만족시키는 시간도약 칩폭이다. 또한  $d_{[j/N_s]}$ 는 소수점을 버린 정수로  $i = [j/N_s]$ 가 되는  $i$ -번째 데이터 비트  $d_i \in \{0, 1\}$ 이며,  $\delta$ 는 이진 PPM에서의 시간 쉬프트를 나타낸다.  $\theta_j^t$ 는 송신기에서 펄스 생성하는 오실레이터에 발생하는 지터(jitter)성분으로 평균이 "0"이고 정규분포를 갖는 랜덤 변수이다. 본 논문에서는 수식적 전개에 있어 편리성을 위해 특정 사용자만을 고려하였으며 MAI (Multiple Access Interference)를 무시하였다.

IR-UWB 시스템에서 사용되는 신호펄스  $p(t)$ 는 가우시안 펄스  $p_0(t)$ 를  $n$ 번 미분한  $n$ 차 모노사이클  $p_n(t)$ 로 표현되며 다음과 같다<sup>[10]</sup>.

$$p_0(t) = \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (2)$$

$$p_n(t) = \epsilon_n \frac{d^n}{dt^n} \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (3)$$

여기서  $\tau_p$ 는  $p_n(t)$ 의 펄스폭을 결정하는 시간 정규화 인자이며,  $\epsilon_n$ 은 신호펄스  $p_n(t)$ 의 에너지를 정규화 시키는 인자로  $\int_{-\infty}^{+\infty} p^2(t) dt = 1$ 이 되도록 설정된다.  $n$ 차 모노사이클  $p_n(t)$ 의 자기상관함수는 다음과 같다.

$$R_n(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_n(t)p_n(t-x)dt \quad (4)$$

$$= (-1)^n \frac{d^{(2n)}R_0(x)}{dx^{2n}}$$

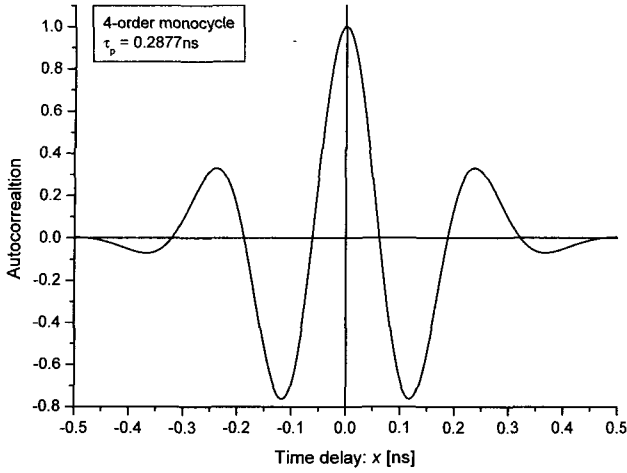


그림 1.  $\tau_p = 0.2877ns$ 일때 4차 가우시안 모노사이클 신호의 자기상관 함수

Fig. 1. Autocorrelation of the 4-order gaussian monocycle for  $\tau_p = 0.2877ns$ .

그림 1은 식 (4)에서  $\tau_p = 0.2877ns$  일때 4차 모노사이클 신호의 자기상관 함수를 나타낸다.

식 (1)에서 시간 쉬프트  $\delta$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\delta = \delta_{opt} \equiv \arg \min_{\delta} R_n(\delta) \quad (5)$$

여기서  $\tau_p = 0.2877ns$ 인 4차 모노사이클 신호의  $\delta_{opt}$ 는 그림 1로부터 0.118ns임을 알 수 있다.

## 2. 수신기 모델

AWGN 무선채널을 통과한 후, 수신기에서의 수신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \cdot s(t - \tau_l) + n(t) \quad (6)$$

여기서  $n(t)$ 는 전력스펙트럼 분포가  $N_0/2$ 인 AWGN이며,  $L$ 은 채널의 총 전파경로 수를 나타낸다.  $\alpha_l$ 은  $l$ -번째 채널경로에서 발생하는 진폭 감쇄를 나타내며,  $\tau_l$ 은  $l$ -번째 채널경로에 의한 지연과 송수신기간 타이밍 오차를 포함한다.

안테나는 미분성질을 포함하고 있기 때문에, 송신 신호에서 사용된 펄스  $p(t)$ 는 송신 안테나와 수신 안테나를 거치면서 2번의 미분과정을 포함하게 된다. 즉, 송신 신호  $p(t)$ 가 2차 모노사이클이면 수신신호의 펄스  $p(t)$ 는 4차 모노사이클이 된다. 본 논문에서는 수학적 전개를 간략화하기 위해 식 (1)에서의  $p(t)$ 는 송신 안테나와 수신 안테나를 통과한 후의 신호펄스로 가정한다.

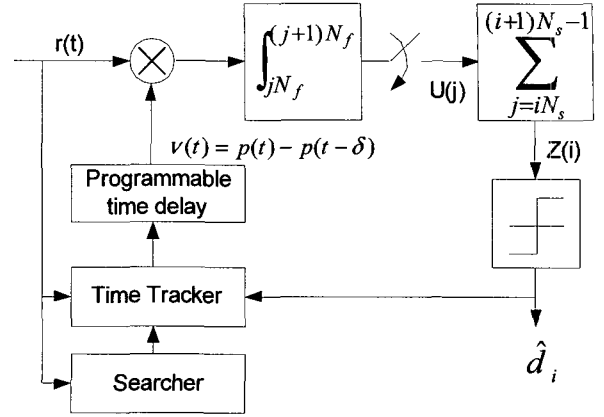


그림 2. PPM-UWB 시스템의 단일상관 수신기 구조

Fig. 2. Structure of correlation receiver in PPM-UWB.

수신기는 상관기 또는 정합필터를 사용할 수 있다. 그러나 정합필터를 사용할 경우는 칩 단위로 샘플링을 해야 하므로 고속 ADC가 필요하다. 하드웨어 구현상의 문제점을 고려하여 프레임 단위 샘플링을 하는 상관기를 사용하였을 경우, 수신기에서  $j$ -번째 프레임 샘플은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$U(j) = \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r(t) \nu(t) dt \quad (7)$$

여기서  $\nu(t)$ 는 수신기에서 데이터 복조를 위해 사용되는 템플릿 신호이며 아래와 같다.

$$\nu(t) = p_r(t - \theta_j^r) - p_r(t - \delta - \theta_j^r) \quad (8)$$

여기서  $\theta_j^r$ 는 수신기에서 펄스 생성하는 오실레이터에 발생하는 지터(jitter)성분으로 송신기에서와 같이 평균이 "0"이고 정규분포를 갖는 랜덤 변수이다.

본 논문에서는 타이밍 추적기의 성능을 제시하기 위해 탐색기에 의해 특정 경로의 신호가 이상적으로 검출된 상황을 가정하였다. 따라서 탐색기에 의해  $l$ -번째 경로 신호가 검색되었다고 가정하면, 템플릿 신호로 사용된  $p_r(t)$ 는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$p_r(t) = p(t - jT_f - c_j T_c - \phi - \theta_j^r) \quad (9)$$

탐색기가 검색할 수 있는 해상도가 칩 단위라고 가정한다면, 탐색과정 후 발생하는 타이밍 오차  $\phi$ 는 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\phi = \tau_l - \hat{\tau}_l \in [0, T_c] \quad (10)$$

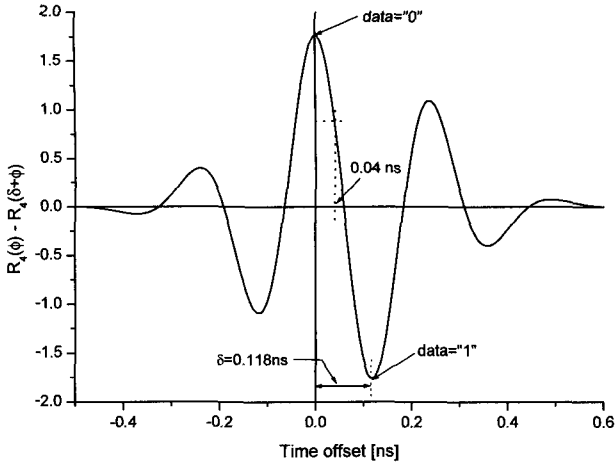


그림 3. 지터성분을 무시하였을 경우, 식 (11)에서 정규화된 신호 성분  $R_4(\phi) - R_4(\delta + \phi)$

Fig. 3. When jitter is ignored, the normalized signal term in equation (11):  $R_4(\phi) - R_4(\delta + \phi)$ .

여기서  $\hat{\tau}_l$ 는  $l$ -번째 경로신호를 탐색기가 추정하는 타이밍 지연이다. 그림 2는 상관기를 이용한 IR-UWB 수신기의 구조를 보여주고 있다. 그림 2에서의 상관 수신기를 하나의 핑거라고 가정하였을 때, 여러 개의 상관 수신기 구조를 이용하여 RAKE수신기를 만들 수 있다.

식 (6)에서 첫째 경로 신호만을 복조하는 단일 상관 수신기 구조를 고려하였을 때의  $i$ -번째 데이터에 대한 판별기의 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z(i) = \sum_{j=iN_s}^{(i+1)N_s-1} \alpha_0 \sqrt{E_b} (R_n(\phi + \theta_j) - R_n(\delta + \phi + \theta_j)) + n'(j) \quad (11)$$

여기서 신호를 생성하는데 사용되는 오실레이터에 의한 지터는  $\theta_j = \theta_j^i + \theta_j^r$ 이며, 잡음성분은 다음과 같다.

$$n'(j) = \int_{jT_s}^{(j+1)T_s} n(t) \nu(t) dt \quad (12)$$

식 (11)과 (12)에서 오실레이터에 의한 지터성분을 무시하였을 경우 신호성분은 그림 3과 같으며, 잡음성분의 분산은  $(R_n(0) - R_n(\delta))N_s N_0$ 가 된다.

PPM 변조방식을 사용하는 IR-UWB 시스템의 성능은 여러 참고문헌 [3, 4, 5, 8]에서 언급되는 것처럼 타이밍 오차에 매우 민감하게 영향을 받는다. 그림 3에서 타이밍 오차가 0.04ns일 경우 신호 성분이 50%이상 감소하게 됨을 알 수 있다.

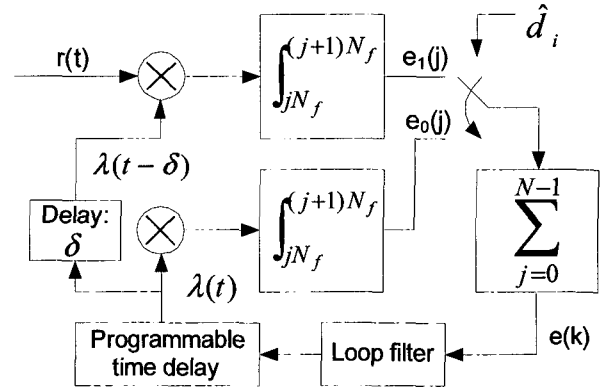


그림 4. 타이밍 추적기 구조  
Fig. 4. Structure of the time tracker.

### III. 타이밍 추적기

본 논문은 탐색기에 의해 검색된 특정 경로신호에서 나타나는 칩 단위이내의 타이밍 오차를 보상하는 추적기를 설계하는 것이다.

#### 1. 타이밍 검출기 구조

그림 4에서 타이밍 검출기는 참조신호와 두 개의 상관기를 갖고 있으며 데이터 판별값에 따라 상관기 출력을 결정하게 된다. 타이밍 검출기는 참조신호의 형태에 따라 성능이 결정된다. 본 논문에서는 3가지의 타이밍 검출기에 대해 제시한다.

##### 가. Early-Late gate 방식

기존의 Early-Late gate 방식은 수신신호와 참조신호  $p_r(t)$ 와의 콘볼루션 결과를  $\Delta/2$  만큼 앞서 샘플된 값과  $\Delta/2$  만큼 후에 샘플된 값과의 차를 이용한다<sup>[6]</sup>. 이와 같이 정합필터 출력신호의 샘플을 이용하기 위해서는 오버샘플(over-sample)을 고려한 칩 단위 이상의 매우 고속인 ADC를 이용해야 한다. 따라서 이와 등가인 상관기 구조로 변형하면 수신신호와 아래의 참조신호 간 상관 값을 얻는 구조와 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda(t) = (p(t - \Delta/2) - p(t + \Delta/2)) \quad (13)$$

##### 나. ML(Maximum Likelihood) 방식

ML방식은 타이밍 오차를 검출하기 위해 수신기에서 참조신호로 아래와 같은 신호를 사용한다<sup>[11]</sup>.

$$\lambda(t) = -\dot{p}(-t) \quad (14)$$

#### 다. Suboptimal ML 방식

ML방식은 송신 신호  $p(t)$ 를 미분한 후의 신호를 상관기의 참조신호로 사용하기 때문에 송신 신호의 차수보다 1차수가 높은 모노사이클 신호가 된다. 식 (3)으로부터, 짝수차수의 모노사이클은 우함수이며 홀수 차수의 모노사이클은 기함수이다. 송신 신호로 사용된  $p(t)$ 가 우함수이면 참조신호는 1차수 높은 기함수가 되고,  $p(t)$ 가 기함수이면 참조신호는 1차수 높은 우함수가 된다<sup>[12]</sup>. 따라서 출력신호는 우함수와 기함수간의 상관값으로 기함수가 되기 때문에 타이밍 검출기의 S-Curve를 생성하게 된다. 그러나 참조신호가 1차수 높아지면서 펄스폭이 줄게 되며 하드웨어적으로 신호 생성과정이 복잡하게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 제안하는 suboptimal ML방식은 송신 신호의 차수에 따라 가장 차수가 낮은 우함수인 가우시안 모노사이클 또는 기함수인 1차 모노사이클을 사용한다. 제안하는 타이밍 검출기 방식은 수신기에서 참조신호로 아래와 같은 신호를 사용한다.

$$\lambda(t) = \begin{cases} -p_0(t), & \text{if } p(t) \text{ is odd} \\ p_1(t), & \text{if } p(t) \text{ is even} \end{cases} \quad (15)$$

여기서 참조신호 펄스  $\lambda(t)$ 의 진폭은 자기상관함수가  $R_{\lambda\lambda}(0) = 1$ 이 되도록 정규화되어 있다.

그림 5는 4차 모노사이클인  $p(t)$ 를 사용하였을 경우 참조신호  $\lambda(t)$ 를 나타낸다.

#### 2. 타이밍 검출기의 성능분석

프레임 단위로 샘플링된 타이밍 검출기 출력 신호는 아래와 같은 상관 결과로 나타낼 수 있다.

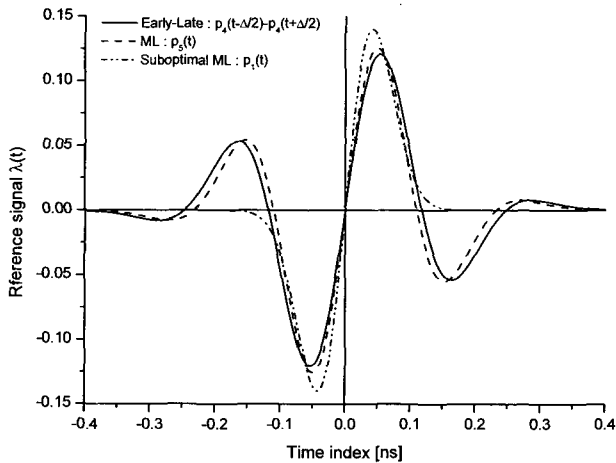


그림 5. 4차 모노사이클 펄스인 경우 참조 신호  $\lambda(t)$   
Fig. 5. Reference signal for 4-order monocycle.

$$e(k) = \begin{cases} \sum_{j=kN}^{(k+1)N-1} e_0(j), & \text{if } \hat{d}_i = +1 \\ \sum_{j=kN}^{(k+1)N-1} e_1(j), & \text{if } \hat{d}_i = -1 \end{cases} \quad (16)$$

$$e_0(j) = \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r(t)\lambda(t)dt \quad (17a)$$

$$e_1(j) = \int_{jT_f}^{(j+1)T_f} r(t)\lambda(t-\delta)dt \quad (17b)$$

여기서  $\hat{d}_i$ 는 수신기에서  $i$ -번째 데이터를 판별한 값으로 식 (11)으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{d}_i = \begin{cases} +1, & \text{if } Z(i) > 0 \\ -1, & \text{if } Z(i) < 0 \end{cases} \quad (18)$$

타이밍 검출기에서 각각의 상관 출력에서의 평균값은 아래와 같다.

$$E[e_0(j)] = \alpha_0 \sqrt{E_b} R_{p\lambda}(\phi) \quad (19a)$$

$$E[e_1(j)] = \alpha_0 \sqrt{E_b} R_{p\lambda}(\phi - \delta) \quad (19b)$$

여기서 상호상관함수  $R_{p\lambda}$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$R_{p\lambda}(\phi) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)\lambda(t-\phi)dt \quad (20)$$

그림 6에서 4차 모노사이클 송신 신호펄스에 대한 상호상관함수는 타이밍 검출기의 S-Curve특성이며 대략

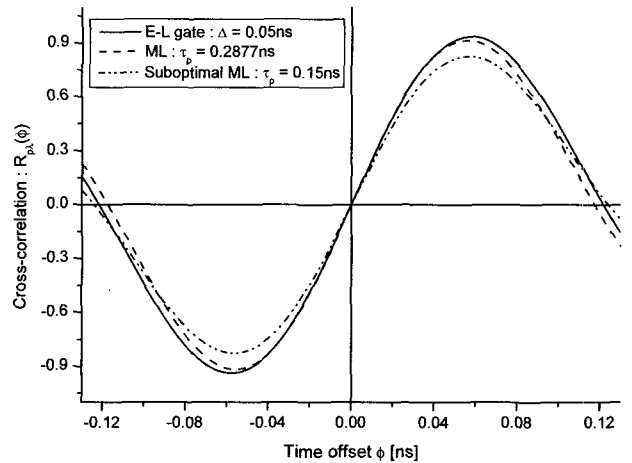


그림 6. 4차 모노사이클과 참조 신호간 상호상관함수  
Fig. 6. Cross-correlation between 4-order monocycle and reference signal.

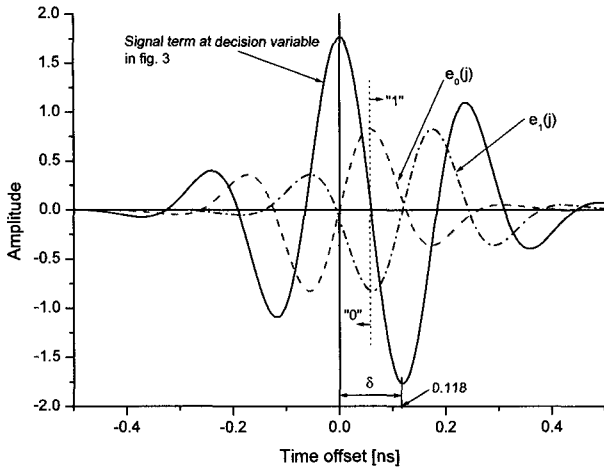


그림 7. 식 (11)의 신호성분과 상호상관함수  $R_{p\lambda}(\phi)$   
 Fig. 7. signal term in equation (11) and cross-correlation.

표 1. 시스템 파라메타들  
 Table 1. System parameters.

파라메타	값
펄스폭 $T_p$	0.7ns
반복코드의 길이 $N_s$	20
프레임의 시간구간 $T_f$	50ns
칩 폭(Chip width) $T_c$	1ns
펄스의 시간 정규화 인자	0.2877ns

$\pm 0.12\text{ns}$ 의 추적영역을 갖는다. 타이밍 검출기의 이득인 S-curve 기울기는 E-L gate와 ML방식이 거의 같으며 suboptimal ML방식은 다소 적음을 알 수 있다.

그림 7은 sub-optimal ML방식의 s-curve와 데이터 판별값  $Z(i)$ 의 신호성분이다. 타이밍 오차가  $0.059\text{ns}$  이상이면 전송신호 "0"에 대한 데이터 판별값이 "1"로 되기 때문에 타이밍 오차가  $0.059\text{ns}$  이상에서는 데이터 복조과정의 의미가 없게 된다. 즉, 전송 데이터 "0"의 타이밍 오차가  $0.059\text{ns}$  이상이면 타이밍 추적기는 전송 데이터 "1"인 지점  $0.118\text{ns}$ 으로 수렴하게 된다. 따라서 그림 6의 결과에서 얻은 추적영역이 데이터의 판별에 의해 그림 7에서와 같이  $0.059\text{ns}$  이내로 줄어들게 된다.

#### IV. 컴퓨터 모의 실험

본 절에서는 데이터의 판별 및 송신기와 수신기의 펄스 생성기(programmable time delay)에서의 지터를 고려한 컴퓨터 모의 실험 결과를 제시한다. 표 1은 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 파라메타들을 나타낸다. 타이밍 검출기의 누적횟수  $N$ 은 반복코드의 길이  $N_s$ 와 같

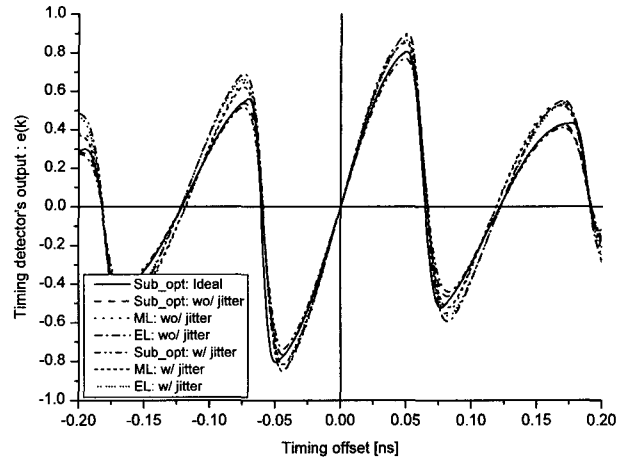


그림 8. 타이밍 검출기의 출력 평균(S-curve)  
 Fig. 8. Mean of timing detector's output (S-curve).

다. 송신기와 수신기의 펄스 생성기에서의 지터는  $10\text{ps}$ 로 설정하였으며, 펄스 생성기의 해상도는  $2\text{ps}$ 로 가정하였다. 또한, 지터는 프레임의 시간 구간  $T_f$ 마다 발생하는 것으로 가정하였다<sup>[6,7]</sup>.

그림 8은 타이밍 검출기 출력에서의 평균(S-curve)을 나타낸다. 각각의 타이밍 검출기의 종류에 따른 결과는 거의 동일한 결과를 보여주고 있다. 앞 절에서 언급되었던 바와 같이, 타이밍 오차가  $0.6\text{ns}$  이상이면 타이밍 추적기는  $0.128\text{ns}$  지점에 수렴하게 되어 결과적으로 그림 3에서 나타난 것처럼 데이터를 "-1"로 판별하게 된다. 타이밍 오차가  $-0.6\text{ns}$  이하인 경우도 이와 같은 결과가 나타난다. 그러나 탐색기가 그림 2에서 상관기의 출력  $Z(i)$ 의 절대치를 이용하여 신호의 지연을 검색할 경우, 그림 3에서의 결과와 같이 상관값이 큰 지점인  $+0.236\text{ns}$  또는  $-0.12\text{ns}$ 에 위치한 신호를 검색할 가능성이 존재하며, 이와 같은 상황이 발생하였을 경우에는

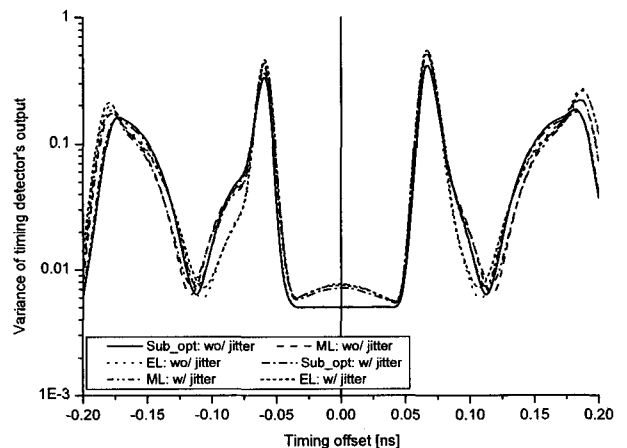


그림 9. 타이밍 검출기의 출력 분산  
 Fig. 9. Variance of timing detector's output.

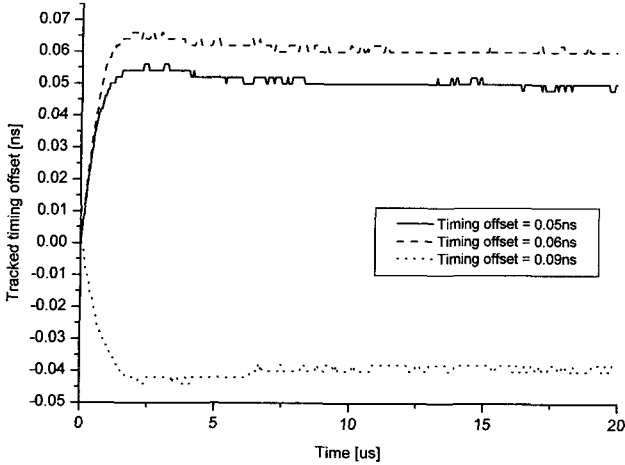


그림 10. 초기 타이밍 오차에 대한 타이밍 추적기의 추적 과정

Fig. 10. Time tracking process for initial time offset.

데이터를 복구가 불가능하게 된다.

그림 9는 타이밍 검출기 출력에서의 분산을 나타낸다. 타이밍 검출기 종류와 상관없이 동일한 결과가 나타나며, 타이밍 오차가  $\pm 0.6\text{ns}$  이내에서 가장 적은 분산 값을 갖게 된다. 그러나  $\pm 0.6\text{ns}$  구간을 넘었을 경우는 분산이 가장 적은 지점으로 수렴하게 되므로 그림 8에서의 S-Curve에 나타난 것처럼  $+0.128\text{ns}$  지점 또는  $-0.12\text{ns}$  지점으로 수렴하게 됨을 알 수 있다.

2차의 타이밍 추적기는 1차의 루프필터를 사용하여 설계할 수 있다. 디지털 PLL에서의 설계과정에 의해 루프 필터의 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[12,13]</sup>.

$$K_1 = 1 - (\alpha^2 + \beta^2) \quad (21)$$

$$K_2 = 2(1 - \alpha) - K_1 \quad (22)$$

$$\alpha = \exp(-\zeta\omega_n T) \cos(\omega_n T \sqrt{1 - \zeta^2}) \quad (23)$$

$$\beta = \exp(-\zeta\omega_n T) \sin(\omega_n T \sqrt{1 - \zeta^2}) \quad (24)$$

루프의 대역폭과 이득과의 관계는 다음과 같다.

$$B_L T = \left[ \frac{2}{4/(r+1) - K_1} \right] - 1 \quad (25)$$

여기서  $r=1+K_1/K_2$ 이다.

그림 10은 초기 타이밍 오차가 존재하였을 경우 추적하는 과정을 보여주고 있다. 여기서  $B_L T=0.01$ 로 설정하였으며 계동상수  $\zeta$ 는 0.707이다. 타이밍 오차가 0.05ns와 0.06ns인 경우는 정확한 추적이 이루어지지만 0.09ns

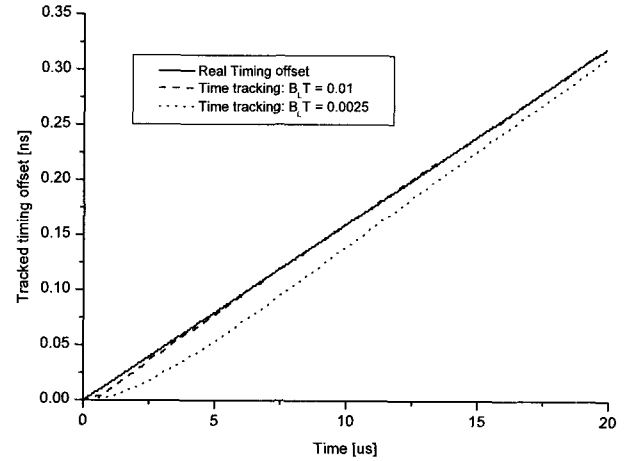


그림 11. 시간에 따라 증가하는 타이밍 오차에 대한 타이밍 추적기의 추적과정

Fig. 11. Time tracking process when time offset is ramp function.

인 경우는 그림 8과 9에서 언급한 것처럼 0.128ns 지점으로 수렴하기 때문에 타이밍 오차가  $-0.038\text{ns}$ 만큼 존재하는 것처럼 나타난다.

그림 11은 타이밍 오차가 시간에 따라 계속적으로 증가하는 경우의 추적성능이다. 타이밍 오차는  $0.2\mu\text{s}$ 의 시간 변화에 대해 0.002ns의 오차가 발생한다. 이와 같은 타이밍 오차의 변화는 아주 느리게 움직이는 경우를 가정한 것이다. 결과에서 보이는 것처럼 움직임이 존재하는 경우에도 타이밍 추적기는 타이밍을 정확히 추적함을 보여주고 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 3가지의 타이밍 검출기를 제시하였다. 본 논문에서 제안하는 Suboptimal ML 방식은 참조신호 생성과정이 다른 방식에 비해 간단하면서도 타이밍 검출기의 이득은 거의 동일한 값을 얻을 수 있음을 보였다. 또한, 성능 분석을 위해 송신기와 수신기에서 사용되는 펄스 생성과정에서의 지터를 고려하였다. 타이밍 검출기의 분산은 지터에 의해 상대적으로 증가하는 현상을 보이지만 타이밍 추적기의 추적과정에서는 큰 차이를 보이지 않는다.

데이터 판별을 이용한 타이밍 검출기 및 추적기의 성능을 통해 타이밍 오차가  $\pm 0.6\text{ns}$  구간을 넘었을 경우는 정확한 데이터 복구가 불가능함을 보였다. 따라서 탐색기에 의해 신호가 획득되었을 때 타이밍 오차는 반드시  $\pm 0.6\text{ns}$  구간 이내에 존재하여야 한다.

타이밍 추적기의 추적 성능을 통해  $+0.6\text{ns}$  구간을 넘

있을 경우는 0.128ns 지점으로 수렴하기 때문에 타이밍 오차가 -0.038ns만큼 존재한다. 그리고 이동성에 의해 타이밍 오차가 점차적으로 증가하는 경우를 모델링하여 추적성능이 정확히 이루어짐을 보였다.

본 논문은 타이밍 추적기의 성능을 제시하기 위해 하나의 복조기인 단인 상관기만을 고려하였다. 만일 여러 개의 복조기(finger)를 고려한다면 타이밍 오차에 의해 발생하는 RAKE 수신기의 성능 열화를 평가할 수 있을 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead," *IEEE Communication Magazine*, vol. 41, issue 7, pp. 66-74, July 2003.

[2] <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>, 26 PHY Proposals, April 2006.

[3] Eric A. Homier, Synchronization of Ultra-Wideband Signals in The Dense Multipath Channel, Ph. D. Dissertation, EE Department, University of Southern California, December 2004.

[4] Z. Tian, L. Yang, and G. B. Giannakis, Symbol Timing Estimation in Ultra Wideband Communications, in Proc. of Asilomar Conf. on Signals, Syatems, and Computers, Pacific Grove, CA, USA, November 2002, pp. 1924-1928.

[5] L. Yang and G. B. Giannakis, Low-Complexity training for rapid timing acquisition in ultra-wideband communications, in Proc. Global Telecomm. Conf., San Francisco, CA, December 2003, pp. 769-773.

[6] W. M. Lovelace, and J. K. Townsend, "The Effects of Timing Jitter and Tracking on the Performance of Impulse Radio," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 20, No. 9, pp. 1646-1651, December 2002.

[7] M. Pelissier, B. Denis, and D. Morche, "A Methodology to Investigate UWB Digital Receiver Sensitivity to Clock Jitter," In proc. Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 126-130, Nov. 2003.

[8] L. Yang and G. B. Giannakis, Low-Complexity training for rapid timing acquisition in ultra-wideband communications, in Proc. Global Telecomm. Conf., San Francisco, CA, December 2003, pp. 769-773.

[9] Bo Hu, and N. C. Beaulieu, "Accurate Evaluation of Multiple-Access Performance in TH-PPM

and TH-BPSK UWB Systems," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 52, No. 10, pp. 1758-1766, October 2004.

[10] J. Zhang, T. D. Abhayapala, and R. A. Kennedy, Performance of Ultra-Wideband Correlator Receiver Using Gaussian Monocycles, in Proc. IEEE Int. Conf. Communications, 2003, pp. 2192-2196.

[11] S. Farahmand, X. Luo, and G. B. Giannakis, "Demodulation and Tracking with Dirty Templates for UWB Impulse Radio: Algorithms and Performance," *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, Vol. 54, No. 5, pp. 1595-1608, Sept. 2005.

[12] 고석준, "IR-UWB 시스템에서 상관 검출 수신기를 위한 디지털 미세 타이밍 추적기," *통신학회논문지*, Vol. 31, No. 9C, pp. 905-913, Sept. 2006.

[13] 최형진, *동기방식 디지털 통신*, 교학사, 1995.

저 자 소 개



고 석 준(정회원)  
 1996년 성균관대학교  
 전자공학과 학사 졸업.  
 1998년 성균관대학교  
 전자공학과 석사 졸업.  
 2001년 성균관대학교  
 전자공학과 박사 졸업.

2002년 삼성전자 연구원  
 2005년~현재 제주대학교 전기전자공학부 교수  
 <주관심분야 : 이동통신 시스템, 통신신호처리>