

IR-UWB 시스템에서 상관 검출 수신기를 위한 디지털 미세 타이밍 추적기

정회원 고 석 준*

Digital Fine Timing Tracker for Correlation Detection Receiver in IR-UWB Communication System

Seok-jun Ko* *Regular Member*

요 약

펄스 방식(Impulse radio)의 초광대역(Ultra-Wideband) 시스템의 타이밍 동기과정에서 획득/추적 과정이 이상적으로 수행되더라도 잔여 타이밍 오차는 존재하게 된다. 이러한 잔여 타이밍 오차는 시스템의 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 본 논문에서는 상관 검출 수신기에서 미세 타이밍 오차를 보상하기 위해 보조신호(Reference signal)를 이용한 디지털 위상고정 루프(Digital Phase-Locked Loop)를 제시한다. 우선, 미세 타이밍 오차에 의한 비트에러율(Bit Error Rate:BER)의 성능 열화를 고찰한 후, 타이밍 추적기를 사용함으로써 타이밍 오차가 보상되는 과정과 보상 후 BER 성능을 제시한다. 그리고 타이밍 검출기는 보조신호와 수신신호간의 상관을 이용하는 방식이 제안되었으며 샘플링 주기는 프레임 단위로 이루어지도록 설계되었다. 또한, 본 논문은 성능비교를 위해 여러 종류의 가우시안 모노사이클 펄스에 대해 성능 평가를 수행한다.

Key Words : Impulse Radio Ultra-Wideband, Correlation detection receiver, Timing synchronization

ABSTRACT

In the impulse radio ultra-wideband communication systems, the residual timing offset exists when the acquisition and tracking of the timing synchronization is well done. And the offset affects the performance of the system dramatically. In order to compensate the offset, we present the digital phase-locked loop that uses the reference signal in the correlation detection receiver. First, we show the degradation of BER performance that is caused by the offset, and then compensation process of the timing tracker and performance improvement. In this paper, the timing detector in the tracker operates at the sampling period of frame level uses the correlation between received and reference signal. Also, we present the performance comparison by using the computer simulation results for different Gaussian monocycle pulses.

I. 서 론

펄스 방식의 초광대역 시스템은 지난 20년간 레이더, 원격 센싱, 군사용 통신등 다양한 분야에서 사용되어 왔다^{1,2)}. 최근의 초광대역 시스템은 2002

년 4월 미국 연방통신위원회의 주파수 할당 및 상용화 승인 이후 무선 개인영역네트워크(Wireless Personal Area Network) 통신으로 자리매김해 가고 있다^{2,3)}. 특히 펄스 방식의 초광대역 통신 방식은 수백 psec내외의 매우 좁은 폭을 갖는 펄스를 전송

* 제주대학교 전자공학과 (sjko@cheju.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-05-191, 접수일자 : 2006년 5월 1일, 최종논문접수일자 : 2006년 7월 17일

한다. 따라서 이 펄스는 DC에서부터 수 GHz에 걸쳐 매우 낮은 전력을 갖는 초광대역을 갖게 된다. 이러한 특징으로 인해 펄스 방식의 초광대역 통신 시스템은 간단한 구조로 저전력을 사용하며 정확한 위치추적이 가능한 장점들을 갖는다^[2,4].

시간 도약 초광대역(Time-Hopping UWB) 통신 방식은 초기에 제시된 다중사용자 접속방식으로 가장 널리 알려져 있다^[5]. 기존 문헌에서 제시된 바와 같이, TH-UWB 통신 시스템에서는 타이밍 동기 문제가 주요 이슈로 다루어지고 있다^[6]. TH-UWB 통신 시스템에서의 동기과정은 수신 전력이 매우 작기 때문에 성공적으로 이루어지기가 어려우며 수신기의 복잡도 및 전력소모의 주요 원인으로 간주되고 있다. 일반적으로 타이밍 동기는 크게 획득과정과 추적과정으로 나누어 구현된다. 획득은 프레임 단위의 동기과정을 의미하며 추적과정은 펄스단위의 타이밍 동기를 의미한다. 그러나 참고문헌 [7,8]에서 언급되고 있는 것처럼, 획득/추적 과정이 이상적으로 수행되더라도 잔여 타이밍 오차는 존재하게 된다. 이러한 잔여 타이밍 오차는 시스템의 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 참고문헌 [9]는 상관 검출 수신기(Correlation Detection Receiver)에서 미세 타이밍 오차를 보상하기 위해 아날로그 위상고정 루프를 이용한 방법을 제시하고 있다. 본 논문에서는 상관 검출 수신기에서 미세 타이밍 오차를 보상하기 위해 보조 신호를 이용한 디지털 위상고정 루프를 제시한다. 우선, 미세 타이밍 오차에 의한 비트 에러률의 성능 열화를 고찰한 후, 타이밍 추적기를 사용함으로써 타이밍 오차가 보상되는 과정과 보상 후 BER 성능을 제시한다. 그리고 타이밍 추적기에서 사용되는 타이밍 검출기는 보조신호와 수신신호 간의 상관을 이용하는 방식이 제안되었으며 샘플링 주기는 프레임 단위로 이루어지도록 설계되었다. 또한, 본 논문은 성능비교를 위해 여러 종류의 가우시안 모노사이클 펄스에 대해 성능 평가를 수행한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선, 2장에서는 시스템 구조와 타이밍 오차에 대한 영향에 대해서 설명한다. 3장에서는 타이밍 검출기의 동작과 루프 설계에 대해 언급하며 미세 타이밍 추적기를 제시한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험을 통한 결과들을 분석한다. 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델과 타이밍 오차

전형적인 TH-BPSK UWB 시스템에서의 송신 신호

호는 다음과 같다^[10].

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

여기서 $[j/N_s]$ 는 소수점을 버린 정수로 $i = [j/N_s]$ 가 되는 i -번째 데이터 비트를 나타내며, $p(t)$ 는 펄스폭이 T_p 인 신호펄스로 $\int_{-\infty}^{\infty} p^2(t)dt = 1$ 이 되도록 정규화되어 있다. 본 논문에서는 수식적 전개에 있어 편리성을 위해 특정 사용자만을 고려하여 MAI를 무시하였다. 식 (1)에서 사용되고 있는 파라미터들은 다음과 같이 정의된다.

- E_b 는 비트에너지이다.
- N_s 는 하나의 데이터 비트를 보내는데 사용되는 펄스의 수로 반복 코드의 길이이다.
- T_f 는 프레임의 시간 구간으로 한 비트의 시간 구간은 $T_b = N_s T_f$ 가 된다.
- $\{C_j\}$ 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.
- $d_{j/N_s} = d_i$ 는 i -번째 이진 데이터 비트이며 $d_i \in \{-1, 1\}$ 이다.

IR-UWB 시스템에서 사용되는 신호펄스 $p(t)$ 는 가우시안 펄스를 n 번 미분한 n 차 가우시안 모노사이클 펄스 $p_n(t)$ 로 다음과 같다^[11].

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

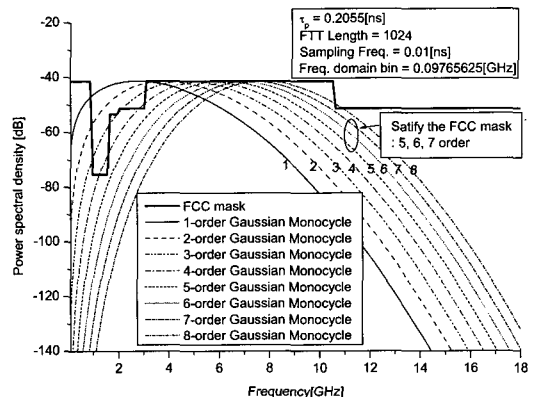


그림 1. 가우시안 모노사이클 $p_n(t)$ 의 주파수 영역에서의 전력스펙트럼

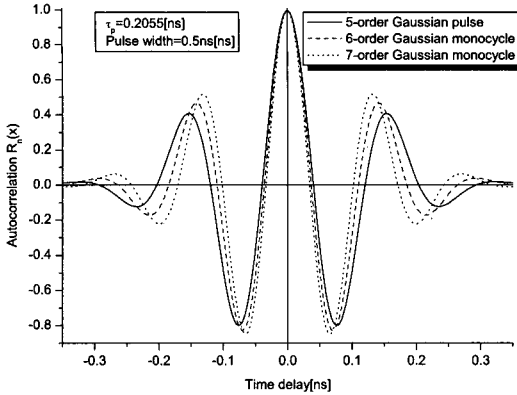


그림 2. 가우시안 모노사이클 $p_n(t)$ 의 신호의 상관함수 $R_n(x)$

여기서 τ_p 는 $p_n(t)$ 의 펄스 폭을 결정하는 시간 정규화 인자이며, ϵ_n 은 $p_n(t)$ 의 에너지를 정규화시키는 인자이다. 본 논문에서는 FCC mask를 만족시키는 신호 펄스 $p(t)$ 를 얻기 위해 $\tau_p = 0.2055\text{ns}$ 를 사용하였으며, 그림 1에서의 결과에서처럼 FCC mask를 만족시키는 5, 6, 7 차수를 고려하였다^[12]. 수식 (3)은 5, 6, 7차수에 해당하는 가우시안 모노사이클이다.

그림 2는 가우시안 모노사이클 $p_n(t)$ 신호의 자기 상관 $R_n(x)$ 를 나타내며, 수식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

AWGN 채널을 통과한 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \cdot s(t - \tau_l) + n(t) \quad (5)$$

여기서 $n(t)$ 는 전력스펙트럼 분포가 $N_0/2$ 인 AWGN이며, L 은 채널의 총 전파경로 수를 나타낸다. α_l 은 l -번째 채널경로에서 발생하는 진폭 감쇄를 나타내며, τ_l 은 l -번째 채널경로에 의한 지연과 송수신기간 타이밍 오차를 포함한다. 즉, $\tau_l = \tau_l - \tau_0$ 이며, $\tau_0 = N_c T_f + \epsilon$ 이다. 여기서 $N_c \in [0, N_s - 1]$ 를 만족

$$p_5(t) = \sqrt{\frac{1280\pi}{21\tau_p}} \frac{t}{\tau_p} \left[1 - \frac{8\pi}{3} \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 + \frac{16\pi^2}{15} \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^4 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 \right] \quad (3a)$$

$$p_6(t) = \sqrt{\frac{640}{231\tau_p}} \left[1 - 12\pi \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 + 16\pi^2 \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^4 - \frac{64\pi^3}{15} \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^6 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 \right] \quad (3b)$$

$$p_7(t) = \sqrt{\frac{35840\pi}{429\tau_p}} \frac{t}{\tau_p} \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 + \frac{16\pi^2}{5} \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^4 - \frac{64\pi^3}{105} \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^6 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2 \right] \quad (3c)$$

$$R_5(x) = \left\{ 1 - 10\pi \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^2 + \frac{40\pi^2}{3} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^4 - \frac{16\pi^3}{3} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^6 + \frac{16\pi^4}{21} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^8 - \frac{32\pi^5}{945} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^{10} \right\} \exp \left[-\pi \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^2 \right] \quad (4a)$$

$$R_6(x) = \left\{ 1 - 12\pi \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^2 + 20\pi^2 \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^4 - \frac{32\pi^3}{3} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^6 + \frac{16\pi^4}{7} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^8 - \frac{64\pi^5}{315} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^{10} + \frac{64\pi^6}{10395} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^{12} \right\} \exp \left[-\pi \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^2 \right] \quad (4b)$$

$$R_6(x) = \left\{ 1 - 14\pi \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^2 + 28\pi^2 \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^4 - \frac{56\pi^3}{3} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^6 + \frac{16\pi^4}{3} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^8 - \frac{32\pi^5}{45} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^{10} + \frac{64\pi^6}{1485} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^{12} - \frac{128\pi^7}{135135} \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^{14} \right\} \exp \left[-\pi \left(\frac{x}{\tau_p}\right)^2 \right] \quad (4c)$$

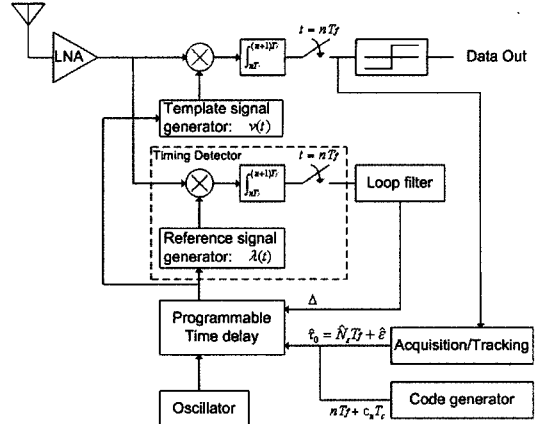


그림 3. IR-UWB 상관 수신기의 구조

하는 정수로 프레임 단위 T_f 의 타이밍 오차이며, $\epsilon \in [0, T_f)$ 는 펄스폭 단위 T_p 의 타이밍 오차를 가리킨다.

만일 샘플링이 프레임단위로 이루어졌을 경우, 수신기에서 n -번째 프레임 샘플은 다음과 같다.

$$U(n) = \int_{nT_f}^{(n+1)T_f} r(t)\nu(t)dt \quad (6)$$

여기서 $\nu(t)$ 는 수신기에서 사용되는 템플릿 신호이며 송신기에서의 펄스파형 $p(t)$ 와 동일하다. 즉, n -번째 프레임에서 템플릿 신호 $\nu(t)$ 는 아래와 같다.

$$\nu(t) = p(t - nT_f - c_n T_c - \hat{\tau}_l) \quad (7)$$

여기서 c_n 은 수신기에서 템플릿 신호가 갖는 n -번째 프레임의 호핑 코드이며 $\hat{\tau}_l$ 는 l -번째 경로신호 타이밍 지연 및 오차에 대한 추정치이다. 즉, 첫째 경로신호 지연에 대한 추정치 $\hat{\tau}_l$ 는 $N_c T_f + \epsilon$ 와 같다.

그림 3에서의 수신기 구조는 첫째 경로신호만을 수신하는 상관 수신기(correlation receiver)이다. 식

(5), (6), (7)로부터, n -번째 프레임 샘플 $U(n)$ 이 신호 성분 $U_S(n)$ 과 잡음 성분 $U_N(n)$ 으로 구분되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$U_S(n) = \int_{nT_f}^{(n+1)T_f} \alpha_0 s(t - \tau_0) p(t - nT_f - c_n T_c - \hat{\tau}_0) dt \quad (8)$$

$$= \alpha_0 \sqrt{E_b} \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_{j/N_s} R(D_{j,n,\tau_0})$$

여기서 $D_{j,n,\tau_0} = (j - n)T_f + (c_j - c_n)T_c + \tau_0 - \hat{\tau}_0$ 이다.

$$U_N(n) = \int_{nT_f}^{(n+1)T_f} n(t) p(t - nT_f - c_n T_c - \hat{\tau}_0) dt \quad (9)$$

여기서 인덱스 n 은 nT_f 를 의미하며 $U(n) = U(nT_f)$ 와 같다. 또한, 잡음 성분 $U_N(n)$ 은 전력스펙트럼 분포가 $N_0/2$ 인 AWGN이다. 식 (8)에서 신호성분이 임의의 값을 갖기 위해서는 식 (4)에서 제시되고 있는 펄스신호 $p(t)$ 의 자기상관 $R(D_{j,n,\tau_0})$ 에서 $D_{j,n,\tau_0} \in (-T_p, T_p)$ 을 만족해야 한다. 결과적으로 위 경우는 정확한 타이밍 동기가 이루어진 상태를 의미한다. 즉, 송수신기간 타이밍 인덱스가 $j=n$ 인 상태에서 호핑 코드는 $c_j=c_n$ 와 같아야 하며 $\hat{\tau}_0 = \tau_0$ 로써 $\hat{N}_e = N_e$ 와 $\hat{\epsilon} = \epsilon$ 를 만족하여야 한다. 만일 이상적인 타이밍 동기가 이루어져 있다고 가정하였을 경우 $D_{j,n,\tau_0} = 0$ 가 되며 자기상관 $R(D_{j,n,\tau_0})=1$ 이 된다. 즉, 식 (8)에서 n -번째 프레임 샘플 $U_S(n)$ 은 $\alpha_0 \sqrt{E_b} d_{n/N_s}$ 가 된다. 결과적으로, 단일 사용자의 상관 수신기에서의 i -번째 데이터 비트 판별 통계치는 다음과 같다.

$$Q(i) = \sum_{n=iN_s}^{(i+1)N_s-1} \alpha_0 \sqrt{E_b} d_{n/N_s} + \sum_{n=iN_s}^{(i+1)N_s-1} U_N(n) \quad (10)$$

만일 송신데이터가 “1”인 경우, 판별기에서 신호 성분 $Q_S(i)$ 는 $\alpha_0 \sqrt{E_b} N_s$ 이며 잡음 성분 $Q_N(i)$ 는 $N_s N_0/2$ 와 같은 분산을 갖게 된다. 따라서 이상적인 타이밍 동기가 이루어졌을 경우, AWGN 채널 환경에서 단일 사용자에게 대한 상관 수신기의 비트에러확률은 다음과 같다.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha_0^2 E_b N_s}{N_0}}\right) \quad (11)$$

여기서 $Q(\cdot)$ 는 complementary Gaussian cumulative distribution function이다.

참고문헌[7,8]에서 제시한 내용과 같이, 타이밍 동기과정은 프레임단위(Frame-Level)의 동기인 획득과

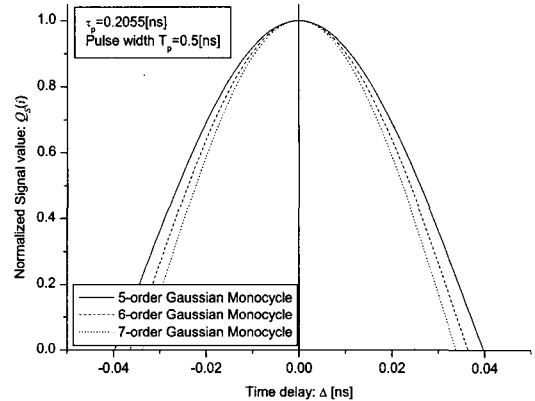


그림 4. 잔여타이밍 오차 Δ 에 따른 정규화된 신호 성분의 크기 $Q_S(i)$ (식12)

정(Acquisition)과 펄스 단위(Pulse-Level)의 동기에 해당하는 추적과정(Tracking)으로 이루어진다. 우선 i) 획득과정은 시간 인덱스 $j=n$ 및 $c_j=c_n$ 와 같이 심볼 단위로 반복되는 호핑코드의 일치뿐만 아니라 프레임 오차의 일치($\hat{N}_e = N_e$)를 의미한다. 결과적으로, 획득과정이 성공적으로 수행된 후의 타이밍 오차는 ϵ 와 같다. ii) 추적과정은 한 프레임 내의 타이밍 오차 ϵ 를 펄스폭 단위로 추정하여 보상하게 된다. 따라서 추적과정이 수행되면 잔여 타이밍 오차는 $\hat{\epsilon} - \epsilon$ 와 같게 된다. 참고문헌[7,8]에서와 같이 획득과정과 추적과정이 성공적으로 이루어지더라도 잔여 타이밍 오차 Δ 는 $\Delta = \hat{\epsilon} - \epsilon \in (-T_p, T_p)$ 와 같다. 따라서 식(9)에서 판별기의 입력에서 신호성분은 다음과 같다.

$$Q_S(i) = \sum_{n=iN_s}^{(i+1)N_s-1} \alpha_0 \sqrt{E_b} d_{n/N_s} R(\Delta) \quad (12)$$

즉, 만일 송신데이터가 “1”인 경우, 판별기에서 신호성분 $Q_S(i)$ 는 $\alpha_0 \sqrt{E_b} N_s R(\Delta)$ 와 같게 되며 비트에러확률은 다음과 같다.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha_0^2 E_b N_s R(\Delta)}{N_0}}\right) \quad (13)$$

여기서 $R(\Delta)$ 는 식 (5)에서 나타내고 있는 $p(t)$ 의 자기상관함수이다. 그림 4는 잔여 타이밍 오차에 따른 판별기에서의 입력신호성분의 감쇄를 나타내며, 그림 5는 잔여 타이밍 오차에 따른 BER 성능의 이론치와 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 표 1은 송신 펄스 신호 $p(t)$ 를 6차 가우시안 모노사이클을 사용하였을 경우, 정규화된 신호 전력 $R(\Delta)$ 와

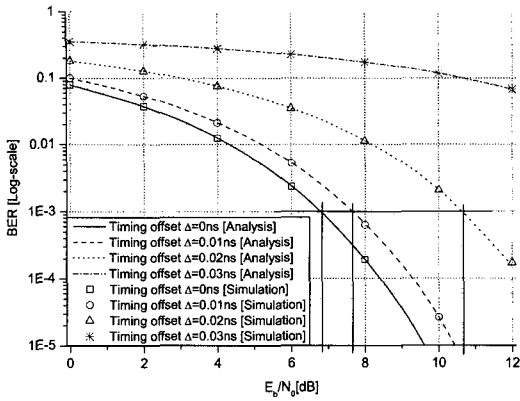


그림 5. 잔여타이밍 오차에 따른 BER 성능

표 1. 송신 펄스 신호 $p(t)$ 를 6차 가우시안 모노사이클을 사용하였을 경우, 정규화된 신호 전력 $R(\Delta)$ 와 BER 성능이 10^{-3} 에서 E_b/N_0

잔여타이밍 오차	정규화된 신호성분의 크기	BER= 10^{-3} 에서의 E_b/N_0 [dB]
0	1	6.73
0.01	0.905074	7.596318
0.02	0.640988	10.598
0.03	0.264733	19.140

BER 성능이 10^{-3} 에서 E_b/N_0 를 나타낸다. 결과에서 알 수 있듯이 잔여 타이밍 오차가 $\pm 0.03\text{ns}$ 이상에서는 BER 성능이 11.5dB 이상 악화됨을 알 수 있다.

III. 미세 타이밍 추적기

본 논문에서는 그림 5에서의 결과와 같이 획득과 추적이 성공적으로 수행되었을 경우에 생기는 잔여 타이밍 오차에 의한 성능열화를 개선하기 위하여 잔여 타이밍 오차(Δ)를 보상할 수 있는 미세 타이밍 추적기(fine timing tracker)를 제시한다.

3.1. 타이밍 검출기

본 논문에서는 그림 3에서 나타낸 구조와 같이 타이밍 오차에 대한 출력 값을 얻기 위해 아래와 같은 참조신호(reference signal)를 사용한다.

i) 송신 신호의 차수가 홀수일 때(5, 7):

$$\lambda(t) = -p_0(t) = -\sqrt{\frac{2}{\tau_p}} \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (14a)$$

ii) 송신 신호의 차수가 짝수일 때(6):

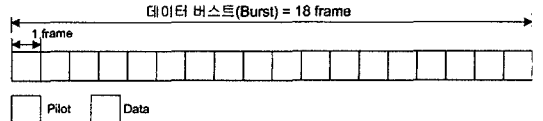


그림 6. 송신 버스트(burst) 데이터 구조

$$\lambda(t) = p_1(t) = \frac{-4\sqrt{\pi}}{\sqrt{\tau_p}} \frac{t}{\tau_p} \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (14b)$$

그림 3에서 프레임 단위로 샘플링된 타이밍 검출기의 출력은 다음과 같다.

$$Z(n) = \int_{nT_f}^{(n+1)T_f} r(t)\lambda(t - nT_f - c_nT_c - \hat{\tau}_0)dt \quad (15)$$

만일 그림 6과 같은 송신 버스트(burst) 데이터 구조로 신호가 전송되었을 때, 타이밍 검출기가 파일럿 신호가 존재하는 구간에서만 동작한다고 가정하면 파일럿 구간의 데이터는 “1”의 값을 갖게 된다¹³⁾. 또한 앞 절에서 언급한 바와 같이, 획득과정과 추적과정이 이루어진 상태이므로 잔여타이밍 오차만이 존재하게 된다. 그러므로, 타이밍 검출기의 출력 $Z(n)$ 에서 신호 성분 $Z_S(n)$ 와 잡음 성분 $Z_N(n)$ 는 다음과 같다.

$$Z_S(n) = \alpha_0 \sqrt{E_b} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \int_{nT_f}^{(n+1)T_f} p(t - jT_f - c_jT_c - \tau_0) \times \lambda(t - nT_f - c_nT_c - \hat{\tau}_0)dt = \alpha_0 \sqrt{E_b} R_{p\lambda}(\Delta) \quad (16)$$

$$Z_N(n) = \int_{nT_f}^{(n+1)T_f} n(t)\lambda(t - nT_f - c_nT_c - \hat{\tau}_0)dt \quad (17)$$

여기서 획득과정과 추적과정에 의해 $j=n$, $c_j=c_n$, $\tau_0 - \hat{\tau}_0 = \Delta$ ($-T_p, T_p$)와 같고, $R_{p\lambda}(\Delta)$ 는 식 (3)에서의 송신 펄스파형 $p(t)$ 와 식 (14)에서의 수신기에서 참조 신호 $\lambda(t)$ 간 상호상관함수이다. 또한 잡음성분 $Z_N(n)$ 의 분산은 $N_0/2$ 이다. 결과적으로, 식 (16)과 식(17)로부터 다음과 같은 타이밍 검출기 출력에서의 평균값을 얻을 수 있다.

$$E[Z(n)] = \alpha_0 \sqrt{E_b} R_{p\lambda}(\Delta) \quad (18)$$

여기서 상호상관 함수 $R_{p\lambda}(\Delta)$ 는 아래와 같다.

$$R_{30}(\Delta) = \sqrt{\frac{10\pi}{21}} \frac{\Delta}{\tau_p} \left[1 - \frac{4\pi}{3} \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^2 + \frac{4\pi^2}{15} \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^4 \right] \exp\left[\pi \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (19a)$$

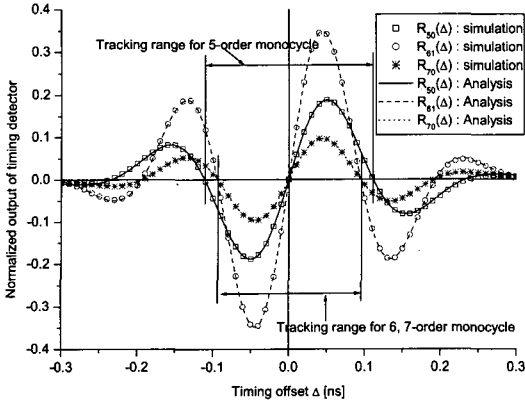


그림 7. 타이밍 검출기의 출력에서 정규화된 평균

$$R_{61}(\Delta) = 7\sqrt{\frac{10\pi}{231}} \frac{\Delta}{\tau_p} \left[1 - 2\pi \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^2 + \frac{4\pi^2}{5} \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^4 + \frac{8\pi^3}{105} \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^6 \right] \exp\left[\pi \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (19b)$$

$$R_{71}(\Delta) = \sqrt{\frac{70\pi}{429}} \frac{\Delta}{\tau_p} \left[1 - 2\pi \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^2 + \frac{4\pi^2}{5} \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^4 + \frac{8\pi^3}{105} \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^6 \right] \exp\left[\pi \left(\frac{\Delta}{\tau_p}\right)^2\right] \quad (19c)$$

그림 7은 타이밍 검출기의 출력에서 정규화된 평균을 보여주고 있다. 본 논문에서는 그림 7에서의 결과를 일반적인 PLL에서와 같이 타이밍 검출기의 s-curve로 사용한다. 시뮬레이션과 이론치가 일치함을 알 수 있으며, 송신펄스파형이 5차의 가우시안 모노사이클인 경우는 추적 영역이 대략 0.115ns이며 6차와 7차를 사용하였을 경우는 0.095ns임을 확인할 수 있다. 따라서 5차의 가우시안 모노사이클인 경우가 상대적으로 추적영역이 0.02ns만큼 넓다. 그러나 타이밍 검출기의 이득 측면에서는 6차 가우시안 모노사이클인 경우가 5차에 비해 2.1배 크며 7차에 비해서는 3.6배 크다. 여기서 타이밍 검출기의 이득은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{Timingdetector's gain} = \left. \frac{dR_{61}(\Delta)}{d\Delta} \right|_{\Delta=0} \quad (20)$$

결과적으로, 동일한 분산을 갖는 타이밍 검출기에서 이득이 크다는 것은 그만큼 추적능력이 우수함을 의미한다. 이와 같은 결과는 그림 9, 10, 11에서의 컴퓨터 모의 수행결과와 일치함을 확인할 수 있다.

모든 타이밍 검출기의 분산은 $N_0/2$ 이지만 그림 8

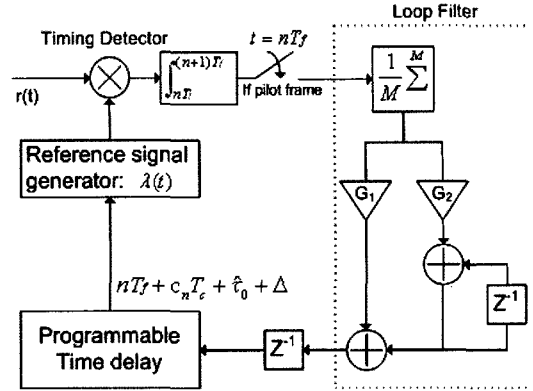


그림 8. 미세 타이밍 추적기의 전체 구조

에서와 같이 송신 버스트 데이터 구조에서 파일럿에 해당하는 M개의 프레임에 누적한 후 정규화시켰을 경우의 분산은 $1/M$ 배 만큼 줄어든다. 본 논문에서는 타이밍 검출기의 출력 분산을 줄임과 동시에 정상상태에서의 지터(jitter)를 줄이기 위하여 10개 이상의 데이터 버스트를 누적하여 총 누적되는 구간이 600프레임이 되도록 하였다.

3.2 미세 타이밍 추적기의 루프 설계

본 절에서는 타이밍 검출기의 출력을 이용하여 폐루프(closed-loop) 구조를 갖는 미세 타이밍 추적기를 제시한다. 그림 8은 타이밍 검출기를 포함한 미세 타이밍 추적기의 전체 구조를 나타낸다. 루프 설계의 기준은 루프의 대역폭 B_L 를 설정하여 이득 G_1 과 G_2 를 설정하는 것이다. 디지털 PLL에서의 설계와 동일한 과정에 의해 루프 대역폭과 이득과의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[14].

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

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

여기서 α 와 β 는 다음과 같다.

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

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

위 식에서 ζ 는 루프 제동 상수이며, ω_n 는 루프 고유 주파수를 나타내며 아래와 같다.

$$\omega_n = 2B_L / (\zeta + 1/4\zeta) \quad (25)$$

따라서 루프의 대역폭과 이득과의 관계는 다음과 같다.

표 2. 시스템 파라미터.

파라미터	Value
펄스 폭 T_p	0.5ns
반복코드의 길이 N_s	20
프레임의 시간 구간 T_f	50ns
펄스의 시간 정규화 인자	0.2055ns
타이밍 추적기의 루프 제동 상수	0.707
타이밍 추적기의 BLT	0.01
타이밍 추적기의 누적 횟수 M	600

$$B_L T = \left[\frac{2}{4/(r+1) - K_1} \right] - 1 \quad (26)$$

여기서 $r=1+K_1/K_2$ 이다.

IV. 컴퓨터 모의 실험 결과

표 2는 본 논문에서 사용하고 있는 주요 시스템 파라미터들을 나타낸다. 본 논문에서는 단일 사용자의 신호만을 고려하였으며, 단일 상관 수신기구조로 특정 채널경로신호만을 고려한다. 식 (26)에서의 $B_L T$ 값은 0.01로 설정하였으며 루프 제동상수 ζ 는 0.707의 값을 사용하였다. 루프 타임 T 는 180 μ s이므로 루프 대역폭 B_L 은 55.6Hz가 된다. 또한, 그림 8에서의 programmable time delay에서 조절할 수 있는 타이밍을 0.001ns(펄스폭의 1/500배)로 가정하였다.

그림 9는 5, 6, 7차의 가우시안 모노사이클 펄스 파형에 대한 추적 과정을 나타낸다. 여기서 초기 타이밍 오차는 0.03ns이다. 결과에서 알 수 있듯이, 정확한 추적이 이루어짐을 알 수 있으며 3.1절에서 언급되었던 바와 같이 6차의 가우시안 모노사이클 송신 펄스파형인 경우가 타이밍 검출기의 이득이 가장 높기 때문에 추적 속도가 가장 빠름을 알 수 있다. 그림 10은 6차의 가우시안 모노사이클 송신 펄스 파형을 사용하였을 경우 다양한 타이밍 오차에 대한 추적과정을 나타낸다. 그림 7에서 타이밍 검출기의 출력 평균 곡선에서 알 수 있듯이 추적할 수 있는 영역이 대략 0.09ns이내이므로 그림 10에서의 결과는 초기 타이밍 오차를 0.09ns까지의 추적 과정을 나타냈다. 결과적으로, 추적 가능한 영역내에서의 추적이 이루어짐을 알 수 있다.

그림 11은 추적과정의 정상상태에서 타이밍 지터를 나타낸다. 타이밍 오차가 0.03ns와 0.09ns인 경우 5, 6, 7차의 가우시안 모노사이클 송신펄스 파형에 대해 동일한 성능이 나타남을 알 수 있다. 이와 같은 결과는 타이밍 검출기의 출력에서의 분산값은 타이밍 오차와 가우시안 차수와 무관하며 단지 잡

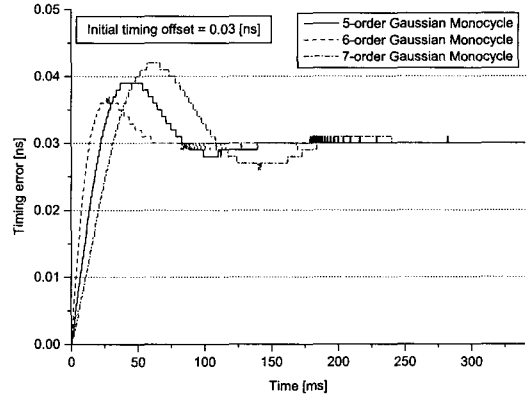


그림 9. 미세 타이밍 추적기의 추적 과정에서의 타이밍 오차

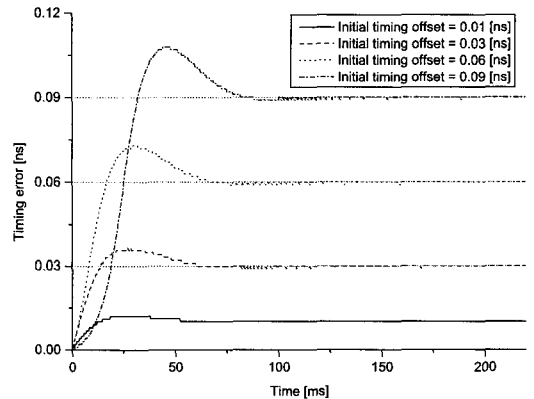


그림 10. 미세 타이밍 추적기의 추적 과정에서의 타이밍 오차

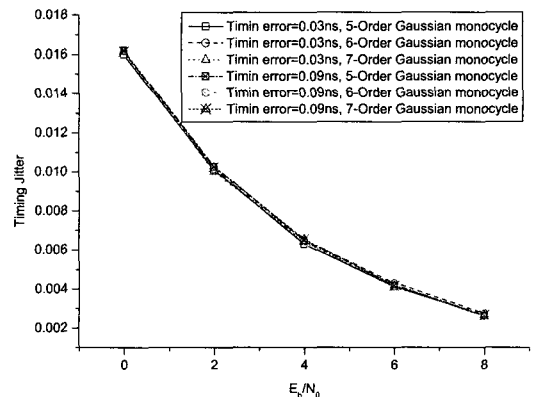


그림 11. 미세 타이밍 추적기의 정상상태에서 타이밍 지터

음의 전력에만 의존한다는 것을 확인할 수 있다. 3.1절에서 언급된 것처럼 타이밍 검출기의 분산은 모든 경우에 대해 $N_0/2M$ 이 된다. 그림 12는 추적과정에서 정상상태에서 타이밍 오차가 0.03인 경우의

참고 문헌

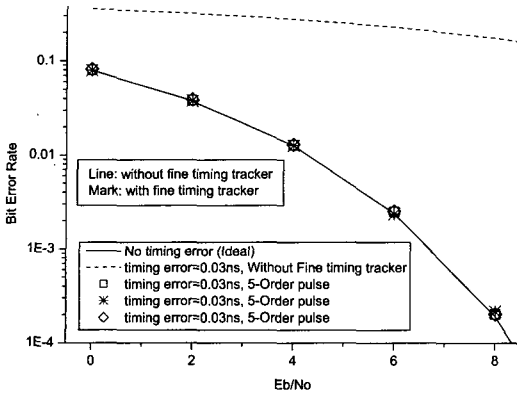


그림 12. 미세 타이밍 추적기의 정상상태에서 비트 에러율

비트 에러율을 나타낸다. 결과에서 알 수 있듯이, 미세 타이밍 추적기가 없는 경우는 성능 열화가 매우 크게 나타나지만 추적기가 존재하는 경우는 이상적인 경우와 동일한 성능을 갖게 된다. 따라서, 미세 타이밍 추적기에 의해 타이밍 오차를 보상하므로 해서 타이밍 오차가 존재하지 않는 경우와 동일한 성능을 갖게 된다.

V. 결론

본 논문은 단일 상관 검출 수신기에서 미세 타이밍 오차를 보상하기 위한 디지털 위상고정 루프를 제시하였다. 그리고 타이밍 추적기에서 사용되는 타이밍 검출기는 수신신호와 보조신호간의 상관을 이용하는 방식이 제안되었으며 샘플링 주기는 프레임 단위로 이루어지도록 설계되었다. 우선, 미세 타이밍 추적기가 존재하지 않았을 경우 미세 타이밍 오차에 의한 비트에러율의 성능 열화는 $\pm 0.03\text{ns}$ 이상에서 BER 성능이 11.5dB 이상 악화됨을 알 수 있었다. 그러나 타이밍 추적기를 사용함으로써 타이밍 오차가 보상되어 이상적인 경우와 동일한 성능을 갖게 된다. 둘째, 미세 타이밍 추적기의 정상상태에서 지터 성능은 잡음에 의해 결정되며 누적횟수 M 값을 증가시켜 줄일 수 있다. 그러나 M 값에 의해 미세 타이밍 추적기의 루프 대역폭이 줄어들게 되기 때문에 추적속도가 느려짐을 알 수 있다. 셋째, 본 논문은 성능비교를 위해 여러 종류의 가우시안 모노사이클 펄스에 대해 성능 평가를 수행하였다. 타이밍 검출기의 루프 추적성능과 지터성능을 통해 가장 적절한 차수는 6차 가우시안 모노사이클 펄스임을 확인할 수 있었다.

- [1] J.D. Taylor, *Introduction to Ultra-wideband Radar Systems*, CRC Press, Boca Raton, Florida, 1995.
- [2] Jeffrey H. Reed, *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*, Prentice Hall, 2005.
- [3] Domenico Porcino and Walter Hirt, *Ultra-Wideband Radio Technology: Potential and Challenges Ahead*, *IEEE Comm. Magazine*, pp.66-74, July 2003.
- [4] Robert C. Qiu, Huaping Liu, and Xuemin Shen, *Ultra-Wideband for Multiple Access Communications*, *IEEE Comm. Magazine*, pp.80-87, February 2003.
- [5] R. A. Scholtz, Multiple access with time-hopping impulse modulation, in *Proc. Military Communications Conf.*, Vol. 2, Boston, MA, October 1993, pp. 447-450.
- [6] Eric A. Homier, *Synchronization of Ultra-Wideband Signals in The Dense Multipath Channel*, Ph. D. Dissertation, EE Department, University of Southern California, December 2004.
- [7] Z. Tian, L. Yang, and G. B. Giannakis, Symbol Timing Estimation in Ultra Wideband Communications, in *Proc. of Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, Pacific Grove, CA, USA, November 2002, pp. 1924-1928.
- [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] S. Lee, *Design and Analysis of Ultra-Wide Bandwidth Impulse Radio Receiver*, Ph. D. Dissertation, EE Department, University of Southern California, August 2002.
- [10] B. Hu and N. C. Beaulieu, Accurate Performance Evaluation of Time-Hopping and Direct-Sequence UWB Systems in Multi-User Interference, *IEEE Tran. on Comm.*, Vol. 53, No. 6, pp. 1053-1062, June 2005.

- [11] 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.
- [12] F. C. Commission, *FCC: First Report and Order*. USA, Federal Communications Commission, April 22, 2002.
- [13] L. Yang and G. B. Giannakis, Optimal Pilot Waveform Assisted Modulation for Ultra-wideband Communications, *IEEE Trans.on Wireless Comm.*, Vol. 3, No. 4, pp. 1236-1249, July 2004.
- [14] 최형진, *동기방식 디지털 통신*, 교학사, 1995.

고 석 준 (Seok-jun Ko)

정회원



1996년 2월 성균관대학교 전자
공학과 (공학사)

1998년 2월 성균관대학교 전자
공학과 (공학석사)

2001년 2월 성균관대학교 전자
공학과 (공학박사)

2002년 3월~2004년 6월 삼성전자

2005년 3월~현재 제주대학교 전자공학과 전임강사

<관심분야> 무선통신, 통신 신호처리