

가변 심볼율 MQASK(M-ary Quadrature Amplitude Keying) 디지털 수신기를 위한 타이밍 복원 방안

백대성*, 임원규*, 김종훈°

A Timing Recovery Scheme for Variable Symbol Rate Digital M-ary QASK Receiver

Daesung Baek*, Wongyu Lim*, Chong-hoon Kim°

요 약

MQASK 수신기에서 수신 심볼의 타이밍 동기화에 사용되는 타이밍 복원 루프 Timing Error Detector(TED)와 입력신호의 표본화율을 제어하는 VCO 또는 NCO 및 루프 필터로 구성된다. 여기서 수신신호의 심볼율과 수신기의 표본화율의 시간 축에서의 위상차를 검출하는 TED는 심볼율과 표본화율의 주파수차가 클 경우 정상동작을 하지 못하는 단점이 있다. 본 논문에서는 PLL의 주파수 검출기와 같은 역할을 타이밍 복원 루프에서 수행하여 타이밍 복원 입력 신호의 주파수 차가 매우 큰 경우에도 타이밍 복원을 가능하게 할 수 있는 심볼율 변별기(Symbol Rate Discriminator SRD)와 이를 사용한 타이밍 복원루프 구조를 제안 하였으며 이를 통해 심볼율이 가변되는 신호에 대한 타이밍 동기 획득이 가능함을 모의실험을 통해 입증하였다.

Key Words : MQASK, Timing Recovery Loop, Symbol Rate Discriminator, Timing Error Detector, Resampler

ABSTRACT

Timing recovery loop composed of the Timing Error Detector(TED), loop filter and resampler is widely used for the timing synchronization in MQASK receivers. Since TED is sensitive to the delay between the symbol period of the signal and sampling period, the output is averaged out when the symbol rate and sampling rate are quite different the recovery loop cannot work at all. This paper presents a sampling frequency discriminator (SRD), which detects the frequency offset of the sampling clock to the symbol clock of the MQASK data transmitted. Employing the SRD, the closed loop timing recovery scheme performs the frequency-aided timing acquisition and achieve the synchronization at extremely high sampling frequency offset, which can be used in variable symbol rate MQASK receivers.

I. 서 론

M-ary Quadrature Amplitude Shift Keying(MQASK) 수신기에서 수신 심볼의 타이밍 동기는 일반적인

◆ 주저자 : 숭실대학교 정보통신전자 공학부 무선통신시스템연구실, daesungb@gmail.com, 학생회원

° 교신저자 : 숭실대학교 정보통신전자 공학부 무선통신시스템연구실, chkim@ssu.ac.kr, 정회원

* 한국 항공우주연구원, wglim@kari.re.kr

논문번호 : KICS2013-05-215, 접수일자 : 2013년 5월 16일, 최종논문접수일자 : 2013년 7월 11일

로 Timing Error Detector(TED) 와 시스템 클럭의 VCO를 연결하는 루프 필터로 구성되는 타이밍 복원 루프를 사용하며 VCO 대신 NCO(Number Controlled Oscillator)와 보간기(Interpolator)로 이루어진 디지털 재표본화기(Resampler)를 사용하여 수신부를 클럭 주파수에 대해 독립적으로 동작하는 전 디지털 (All-Digital) 수신기^[1]가 널리 사용되고 있다. 타이밍 복원 루프의 동작은 VCO 또는NCO에 의한 수신입력 표본화 클럭 주기가 수신되는 신호의 심볼율과 가깝다는 가정 하에 TED에서 두 신호의 타이밍 시간차 또는 위상차를 검출하여 Feedback 루프를 통해 최적의 타이밍 위상을 찾아내고 추적하는 역할을 수행한다^[2]. TED의 입력은 수신되는 아날로그 신호를 수신기 내부의 클럭을 통해 표본화된 신호이며 TED의 형태에 따라 수신된 신호의 심볼율을 X_R , 수신기의 표본화율 (Sampling Rate)을 X_S 라 가정할 때 $X_R/X_S = 1 \pm \delta$ ^[3], 또는 $X_R/X_S = 2 \pm \delta$ ^[2,4]의 관계를 가진다. 여기서 δ 는 X_S 에 비해 매우 작은 값을 가져야 정상적인 타이밍 오차 검출이 가능하다. 이는 Phase Locked Loop(PLL)에서 VCO의 주파수와 입력 정현파의 주파수가 차이가 클 경우 PLL의 위상 검출기가 정상적으로 동작할 수 없는 현상과 같으며 PLL에서는 위상/주파수 검출기를 사용하여 Pull-in 영역을 크게 늘릴 수 있다. 본 논문에서는 PLL의 주파수 검출기와 같은 역할을 타이밍 복원 루프에서 수행하여 타이밍 복원 입력 신호의 주파수 차 δ 가 매우 큰 경우에도 타이밍 복원을 가능하게 할 수 있는 심볼율 변별기(Symbol Rate Discriminator SRD)와 이를 사용한 타이밍 복원루프 구조를 제안 하였다. 대부분의 수신 신호의 심볼율추정은 신호의 변조과정에서 Nyquist ISI 제거 정합필터가 사용되는 것을 가정했을 때 수신되고 있는 신호의 자기 상관관계 특성^[5,6], 또는 스펙트럼^[7]을 다양한 추정이론에 기초한 알고리즘을 사용하여 정확한 추정을 목표로 하고 있다. 본 논문에서는 수신기에서 표본화된 신호들이 한 샘플 이전 신호와의 자기 상관관계로부터 심볼을 추정을 위한 별도의 알고리즘 없이 곧바로 심볼율과 수신기 표본화율의 차이를 알려주는 변별기로 사용될 수 있음을 보여주며, 따라서 제안된 SRD는 한 샘플 지연 및 샘플당 한 번의 곱셈만으로 구현된다. 이러한 추정이 아닌 변별 기능만으로도 TED와 결합하여 타이밍 복원 루프의 동작 범위를 크게 확장할 수 있으며, 수신기내부 재표본화기의 동작범위 내에서 임의의 심볼율을 가진 MQASK 신호에 대해 타이밍 복원이 가능한

디지털 수신기를 구현할 수 있다. 본 논문에서는 제안된 SRD의 동작원리와 SRD가 포함된 타이밍 복원 루프의 구조를 제안하고 QAM 및 QPSK 신호를 이용한 모의실험을 통해 성능을 입증하였다.

II. 심볼율 변별기

2.1. MQASK 신호

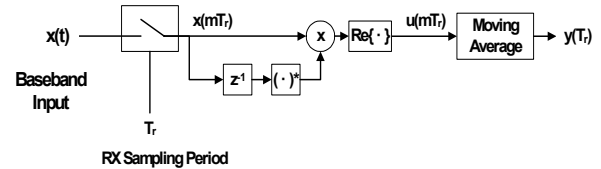


그림 1. 심볼율 변별기의 동작원리

Fig 1. Operation Principle of Symbol Rate Discriminator

심볼 주기 T_s 인 MQASK 복소 기저대역 수신신호 파형 $x(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \sum_l a_l h(t = lT_s) \quad (1)$$

여기서 a_l 은 l 번 째 심볼이며 심볼 간의 상관관계는 없고 정규화된 심볼 $(E\{a_i^* a_j\}) = \delta_{ij}$ 를 가정한다, 또한 $h(t)$ 는 ISI를 최소화하기 위한 실수 필터로 수신기의 정합필터 (Matched Filter) $h_{MF}(t)$ 의 임펄스 응답이

$$h_{MF}(t) = h(-t) \quad (2)$$

이고 $h_{MF}(t)$ 와의 컨볼루션 $g(t) \cong h(t) * h_{MF}(t) = h(t) * h(-t)$ 의 주파수 응답 $G(f)$ 는 Nyquist ISI 기준[Sync]을 만족하며 대역폭은 $2/T_s$ 이하를 가진다.

2.2. 신호 $u(mT_r)$ 의 기대값

그림 1은 심볼율 변별기의 구조를 나타낸 블록도이다. 식 (1)의 기저대역 신호 $x(t)$ 를 수신기가 주기 T_r 로 표본화한 신호 $x(mT_r)$ 은 다음과 같다.

$$x(mT_r) = \sum_l a_l h(mT_r - \tau_e - lT_s) \quad (3)$$

여기서 τ_e 는 수신된 신호의 심볼주기와 수신기의 표본화 클럭 간의 초기 위상차를 나타내는 미지수이다. 신호 $u(mT_r)$ 은 표본화된 신호 $x(mT_r)$ 와 한 샘플

이전의 신호의 켈레 복소수(Complex Conjugate)와의 곱에 실수 부분을 취한 것으로 다음과 같다.

$$u(m T_r) = \text{Re}\{x(m T_r)x^*((m-1) T_r)\} \quad (4)$$

$$= \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{s=-\infty}^{\infty} a_r^* a_s h((m-1) T_r - \tau_e - r T_s) h(m T_r - \tau_e - s T_s)$$

한편 $u(m T_r)$ 의 기대치 $E\{u(m T_r)\}$ 은 상관관계가 없고 정규화된 심벌의 특성에 의해

$$E\{u(m T_r)\} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(m T_r - \tau_e - r T_s) h((m-1) T_r - \tau_0 - r T_s) \quad (5)$$

$$= \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(T_r + X_m - r T_s) h(X_m - r T_s)$$

로 나타난다($X_m = (m-1) T_r - \tau_e$). 식 (5)는 필터 응답함수 $h(t)$ 의 이산 컨볼루션(Discrete Convolution)의 형태이며 $h(t)$ 의 주파수 영역 대역폭이 $2/T_s$ 이므로 아날로그 컨볼루션 $h(T_r + t) * h(-t)$ 에 더하여 Aliasing 현상이 일어난다. 이를 관찰하기 위해 식 (5)를

$$E\{u(m T_r)\} = \int_{-\infty}^{\infty} h(T_r - \tau) h(-t) \left(\sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\tau - X_m + r T_s) \right) d\tau \quad (6)$$

의 형태로 변형한 후 푸리에 급수 관계

$$\sum_r \delta(\tau_r - r T_s + X_m) = \frac{1}{T_s} \sum_k e^{j \frac{2\pi k(\tau + X_m)}{T_s}} \quad (7)$$

를 식 (6)에 대입하면

$$E\{u(m T_r)\} = \frac{g(T_r)}{T_s} + A(m, T_r), \quad (8)$$

$$A(m, T_r) \cong \frac{1}{T_s} \sum_{k \neq 0} e^{j \frac{2\pi k X_m}{T_s}} B(k, T_r)$$

$$B(k, T_r) \cong \int_{-\infty}^{\infty} h(T_r - \tau) h(-\tau) e^{j \frac{2\pi k \tau}{T_s}} d\tau$$

의 관계를 얻을 수 있다. 여기서 $B(k, T_r)$ 항을 $h(t)$ 의 푸리에 변환 $H(f)$ 로 표현하면

$$B(k, T_r) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(f) H(-f + k/T_s) e^{j2\pi f T_r} df \quad (9)$$

으로 나타낼 수 있으며 Nyquist ISI 제거필터 $H(f)$ 의 주파수 대역폭은 $2/T_s$ 이하이므로 0을 제외하고 허용되는 k 값은 $\{1, -1\}$ 이다. 여기에 $H(f) = H(-f)$ 인 특성을 이용하여 $B(k, T_r)$ 및 $A(m, T_s)$ 를 정리하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$A(m, T_s) = h_c(T_r) \cos\left(2\pi \frac{(m-1) T_r}{T_s}\right) - h_s(T_r) \sin\left(2\pi \frac{(m-1) T_r}{T_s}\right) \quad (10)$$

$$h_c(T_r) \cong \frac{1}{\pi} \int_0^{1/T_s} H(f) H(f-1/T_s) \cos(2\pi(f T_r - \tau_e/T_s)) df$$

$$h_s(T_r) \cong \frac{1}{\pi} \int_0^{1/T_s} H(f) H(f-1/T_s) \sin(2\pi(f T_r - \tau_e/T_s)) df$$

2.3. SRD의 출력

SRD 출력 $y(T_r)$ 은 신호 $u(m T_r)$ 의 표본 평균(시간 평균)이며 다음과 같이 표현된다.

$$y(T_r) = \overline{u(m T_r)} \cong \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} u((m-k) T_r) \quad (11)$$

M 값이 충분히 크다고 가정하면 신호 $u(m T_r)$ 에서 심볼간의 관계는 기대치와 같아지므로 식 (11)은 식 (8) 및 (10)으로부터 다음과 같이 정리된다.

$$y(T_r) = \frac{g(T_r)}{T_s} + \overline{A(m, T_r)} \quad (12)$$

$$\overline{A(m, T_r)} = h_c(T_r) \overline{\cos(2\pi(m-1) T_r/T_s)} - h_s(T_r) \overline{\sin(2\pi(m-1) T_r/T_s)}$$

식 (12)에서 $T_r \neq T_s$ 인 경우 시간평균 항들은 모두 0이 되고 Nyquist ISI 필터의 특성에 의해 $g(T_s) = 0$ 이므로 $y(T_r)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(T_r) = \begin{cases} g(T_r)/T_s & , T_r \neq T_s \\ h_c(T_s) & , T_r = T_s \end{cases} \quad (13)$$

2.3.1. $T_r \neq T_s$ 의 경우

○ $T_r \neq T_s$ 이면 수신기의 표본화 주기가 신호의 심

불주기와 다른 경우이며 변별기 출력값은 필터의 자기상관 특성 $g(\tau)$ 에 의해 결정된다. $g(\tau)$ 는 $\tau=0$ 에서 최대값, $\tau=T_s$ 에서 첫 번째 영점교차(Zero-crossing)가 일어나므로

$$y(T_r) = \begin{cases} g(T_r) > 0 & , T_r < T_s \\ g(T_r) < 0 & , T_r > T_s \end{cases} \quad (14)$$

의 출력을 내어 표본화 주기 T_r 의 상태를 변별할 수 있다.

2.3.2. $T_r = T_s$ 의 경우

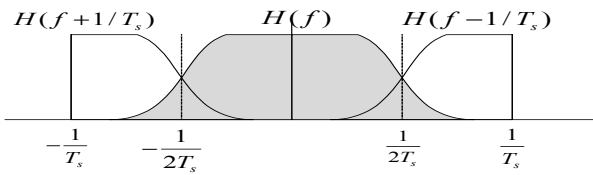


그림 2. ISI 제거 필터 주파수 특성
Fig. 2. The Frequency characteristics of ISI removal filter

수신기의 표본화 주기가 신호의 심볼주기와 같은 경우 식 (13) 및 (10)으로부터

$$y(T_r) = y(T_s) = \frac{1}{\pi} \int_0^{1/T_s} H(f)H(f-1/T_s) \cos(2\pi(fT_s - \tau_c/T_s))df \quad (15)$$

가 얻어진다. 여기서 $H(f)$ 가 주파수 대역에서 Nyquist ISI 기준을 만족하려면 $H(f)H(f-1/T_s)$ 는 주파수 $f=1/T_s$ 에 대해 좌우 대칭이어야 한다(그림 2). 이때 송신 심볼주기와 수신기 표본화 주기의 위상차 τ_c 와 T_s 의 관계가

$$\tau_c = \frac{2N+1}{4} T_s \quad (16)$$

으로 주어지면(N 은정수), $\cos(2\pi(fT_s - \tau_c/T_s))$ 항이 $f=1/T_s$ 인 주파수를 중심으로 기함수(odd function)가 되므로 적분 전체 값이 0이 되고 따라서 $y(T_r)=0$ 이 된다. (1)항과 (2)항의 고찰을 통해 최종적으로 SRD 출력은 식 (16)의 조건을 만족할 때

$$y(T_r) = g(T_r)/T_s \quad (17)$$

이 되어 송신 심볼율과 수신기 표본화율의 상태를

변별할 수 있다. SRD의 동작범위는 이론적으로 $g(t)$ 의 값이 두 번째로 0이 되는 지점이 $T_s/2$ 이므로, $T_s/2 < T_r$ 이 되나 실제 하드웨어 구현 및 SNR을 고려하면 $T_s/2 < T_r < 2T_s$ 로 간주하는 것이 현실적이다.

III. SDR을 사용한 타이밍 복원 루프

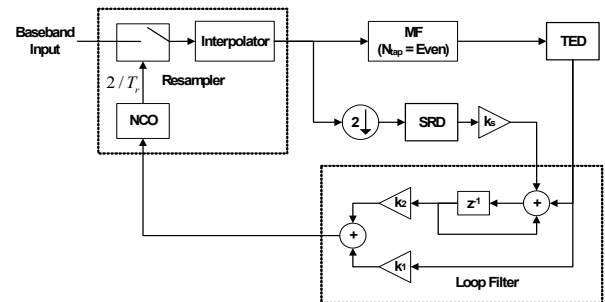


그림 3. SRD를 사용한 타이밍 복원 루프
Fig. 3. Timing recovery loop using SRD

그림 3은 SRD를 사용한 타이밍 복원루프의 블록도이다. 대부분의 TED[Ref1,2,3]는 입력에 심볼율의 2배인 샘플을 사용하므로 재표본화기의 표본화율은 SRD 입력샘플의 두 배인 $2/T_r$ 이다. 재표본화기의 보간기 출력은 곧바로 정합필터와 2-Decimation 되어 SRD에 입력된다. 정합필터의 출력은 TED에 입력되고 루프 필터를 통해 재표본화기에 귀환되는 타이밍 복원 루프를 형성한다. 표본화주기 T_r 과 신호의 심볼율 T_s 차이가 클 경우 TED의 출력 평균값은 0이 되고 SRD는 식 (14)의 동작을 수행하여 T_r 값이 T_s 에 충분히 근접하여 TED가 정상 동작이 가능하도록 NCO를 제어한다. 그러나 T_r 이 T_s 에 충분히 근접하면 SRD는 식 (13)에 의해 바이어스값 $h_c(T_s)$ 를 출력하여 정상적인 타이밍 복원루프의 동작을 방해하게 되므로 $h_c(T_s)=0$ 이 되어야 하며 이를 위해서는 식 (16)의 조건이 만족되어야 한다. 한편 식 (16)의 τ_c 는 $T_r = T_s$ 에서는 TED의 입력과 SRD의 입력신호의 위상차를 나타내므로 재표본화기와 TED 사이에 위치한 정합필터(MF)의 지연시간에 의해 결정되며 정합필터는 FIR을 사용하므로 정합필터의 Tap수에 의해 결정된다. $2N$ 개의 Tap을 가지는 정합필터의 지연 τ_{MF} 는 $N+1/2$ 이고 정합필터의 입력 주기는 $T_s/2$ 이므로

$$\tau_{MF} = \left(\frac{N}{2} + \frac{1}{4} \right) T_s \quad (18)$$

이 되어 식 (16)의 조건을 만족한다. 따라서 정합필터로 짝수개의 계수를 가진 FIR을 사용하면 SRD의 바이어스 문제를 회피할 수 있다. 한편 NCO의 누산기 최대값을 1로 정규화 할 때 NCO의 입력 δ_{NCO} 와 T_r 및 T_s 의 관계는 다음과 같다.

$$(1 + \delta_{NCO}) T_r = T_s \quad (19)$$

IV. 모의 실험

모의실험은 16QAM 및 QPSK 신호를 사용하여 수행하였다. 필터 $h(t)$ 는 RRC(Root Raised Cosine) 응답을 표본화한 FIR 필터로 탭수 $N_{tap} = 20$ 심볼길이는 10 이며 재표본화기는 다상필터 뱅크 방식으로 32 채널을 사용하였다. 그림 4 는 RRC 필터의 Roll-Off 값이 각각 0.25, 0.75 일 때 T_r/T_s 값에 대한 SRD의 출력을 나타낸 것이다. SRD 내부의 심볼 평균은 보다 세밀한 값을 얻기 위해 10^5 으로 설정하였다.

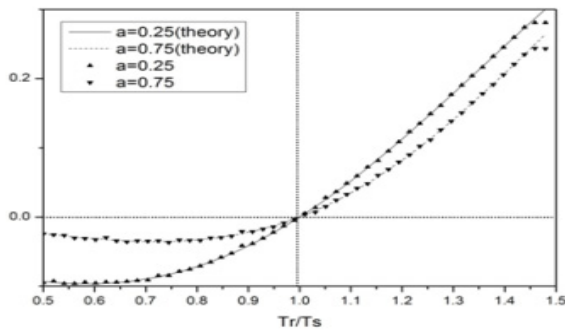


그림 4. 송신 심볼율과 수신 표본화율의 비에 대한 SDR 응답 특성
Fig. 4. SRD response due to the ratio of symbol rate and receiver sampling rate

그림의 실선은 식 (17)을 나타낸 것으로 이론과 잘 일치하여 심볼을 변별기로서의 기능을 수행할 수 있음을 보여준다. 입력 신호형식으로 16QAM 과 QPSK 를 사용하였으며 동일한 결과를 얻었다. 타이밍 복원 루프 모의실험은 하드웨어 구현을 고려한 환경의 파라미터들을 선택하였다. 수신기의 NCO 및 Interpolator의 최대 샘플 속도를 $f_{max} = 2/T_r = 48[MSPS]$ 로 가정하고 입력신호의 심볼율 범위를 $f_{max} \cong f_{max}/4$ ($T_r/T_s = 1/2 \sim 2$)로 한정하였으며, 이는 NCO의 다상필터 Interpolator

제어 논리 구조를 간단히 구현할 수 있는 범위이다. 타이밍 복원 루프의 TED는 Zero-Crossing Detector(ZCD)^[2]를 사용하였고, 정합필터는 RRC 필터로 Roll-off factor는 0.25, Tap=10이다. 신호의 SNR은 30dB로 설정하였으며 루프필터는 2차 필터로 잡음 대역 $B_L T = 1.5 \times 10^{-2}$ 가 되도록 설정하였다. 그림 5는 $1/T_s = 40[MHz]$ ($T_r/T_s = 0.6$) 일 때의 타이밍 복원루프의 동작을 나타낸 것이다. 그림 5에서 위의 그림은 시간에 따른 I/Q 값을 그린 것이며 아래 그림은 같은 시간에 SRD 와 NCO입력 (루프 필터 출력)을 나타낸 것이다. 시간이 지남에 따라 SRD 출력은 0에 수렴하며 NCO 입력값은 0.67 로 식 (19)에서 계산되는 값과 일치한다. 그림 6 은 그림 5의 모의실험에서 초기 2000 개(a) 과 최종 2000개(b) 데이터에 의한 정상도를 그린 것으로 루프의 타이밍 복원 수행을 확인할 수 있다.

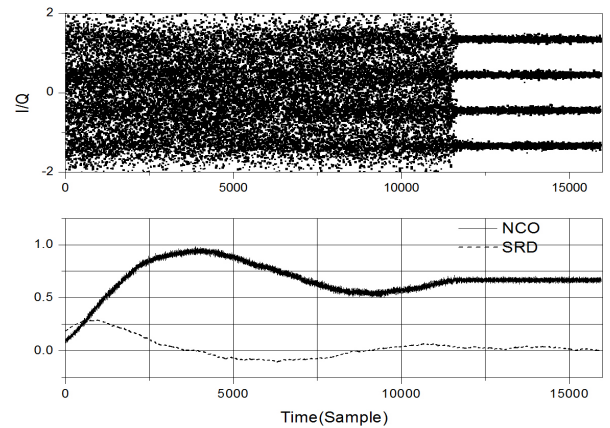


그림 5. $1/T_s = 40[MHz]$ ($T_s = T_r/0.6$) 일 때의 타이밍 복원 루프 동작
Fig. 5. The operation of timing recovery loop at $1/T_s = 40[MHz]$ ($T_s = T_r/0.6$)

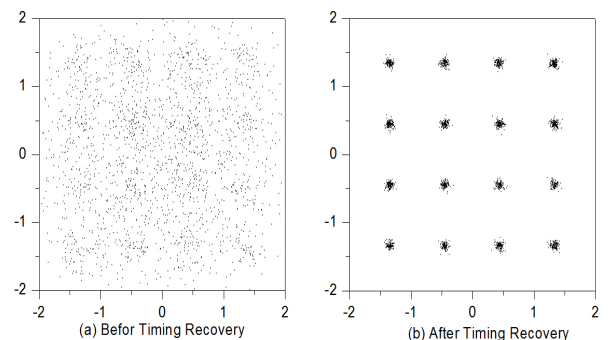


그림 6. $1/T_s = 40[MHz]$ ($T_s = T_r/0.6$)일 때의 정상도 변화
Fig. 6. The Constellation before(a) and after(b) timing recovery when $1/T_s = 40[MHz]$ ($T_s = T_r/0.6$)

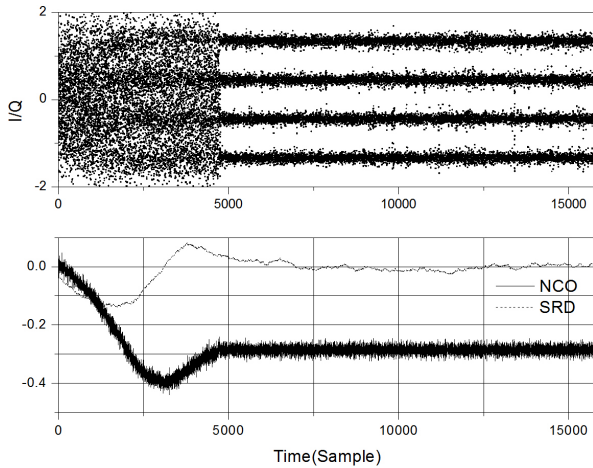


그림 7. $1/T_s = 17.14 [MHz]$ ($T_s = T_r/1.4$) 일 때의 타이밍 복원 루프 동작
 Fig. 7. The Constellation before(a) and after(b) timing recovery when $1/T_s = 17.14 [MHz]$ ($T_s = T_r/1.4$)

그림 7은 $1/T_s = 17.14 [MHz]$ 일 때의 타이밍 복원 루프의 동작을 나타낸 것이다. NCO 입력값은 -0.28로 식 (19)에서 계산되는 값과 일치한다. 그림 8은 TED, SRD 및 NCO 입력 값 간의 관계를 세밀하게 관찰하기 위해 같은 조건에서 200회 모의 실험한 결과의 평균치를 그린 것이다. 시작점부터 약 1000 샘플 이전까지는 TED의 평균값이 0 이고 SRD의 값이 증가하며 이에 따라 NCO 입력 값이 증가하며 약 2000 샘플 후 부터 NCO 입력 값이 결과에 접근하고 SRD 값이 감소하기 시작하며, 이 때 TED 출력은 평균값이 0을 벗어나 루프 제어에 관여함을 관찰할 수 있다. 6000 샘플 이 후 부터는 SRD 값이 0 이 되고 TED도 평균값이 0이 되며 NCO 입력 값도 안정되어 정상 상태(Steady State)에 이르렀음을 알 수 있다.

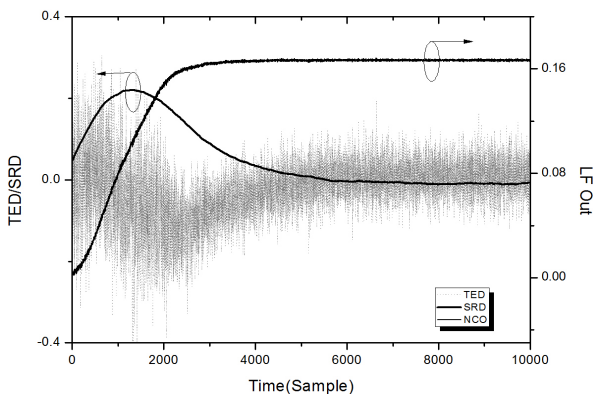


그림 8. TED, SRD 및 NCO 입력의 변화 (200회 모의실험 평균)
 Fig. 8. The behavior of TED, SRD and NCO (200 Simulation Averages)

V. 결 론

본 논문에서는 MQASK 타이밍 복원 루프에 TED와 함께 심볼율을 변별할 수 있는 SRD를 추가하여 루프의 Pull-in영역이 대폭 확장되어 가변 심볼율 MQASK 신호에 대한 타이밍 복원이 가능한 방안을 제안하였다. 모의실험 결과로 수신기의 최대 표본화 주파수를 48MHz라 할 때 약 12~ 48MHz 사이의 임의의 심볼율을 가진 신호에 대한 타이밍 복원이 가능함을 확인하였다.

References

- [1] F. M. Gardner, "Interpolation in digital modems part I: fundamentals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, no. 3, pp. 501-507, Mar. 1993.
- [2] U. Mengali and A. N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum Press, 1997.
- [3] K. H. Mueller and M. Muller, "Timing recovery in digital synchronous data receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 24, no. 5, pp. 516-531, May 1976.
- [4] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK timing -error detector for sampled receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 5, pp. 423-429, May 1986.
- [5] Y. T. Chan, B. H. Lee, R. Inkol, and F. Chan, "Estimation of symbol rate from the autocorrelation function," in *Proc. Canadian Conf. Elect. Comput. Eng. (CCECE '09)*, pp. 547-550, St. John's, U.S.A., May 2009.
- [6] C. Mosquera, S. Scalise, and R. Lopez-Valcarce, "Non-data-aided symbol rate estimation of linearly modulated signals," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 56, no. 2, pp. 664-674, Feb. 2008.
- [7] X. Jin-yong, Z. Yu, and J. Hui-juan, "Symbol rate estimation based on Wavelet transform," in *Proc. 2012 8th Int. Conf. Wireless Commun. Networking Mobile Comput. (WiCOM)*, pp. 1-4, Shanghai, China, Sep. 2012.
- [8] F. J. Harris and M. Rice, "Multirate digital filters for symbol timing synchronization in

software defined radios," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 19, no. 12, pp. 2346-2357, Dec. 2001.

- [9] K.-N. Seo and C.-H. Kim, "The optimization of timing recovery loop for an MQASK all digital receivers," *J. KICS*, vol. 35, no. 1, pp. 40-44, Jan. 2010.

백 대 성 (Daesung Baek)



2010년 2월 한국산업기술대학교 전자공학과 학사

2012년 2월 숭실대학교 전자공학과 석사

2012년 3월~현재 숭실대학교 전자공학과 박사과정
<관심분야> 무선통신 시스템,

고속 신호처리 회로 설계

임 원 규 (Wongyu Lim)



2002년 2월 경북대학교 전자공학과 학사

2004년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사

2008년 8월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사

2008년 9월~2009년 9월 한국

과학기술원 정보 연구소 근무

2009년 10월~현재 : 한국항공우주 주연구원 위성 전자팀 재직

<관심분야> 인공위성 원격측정명령계, RF 통신시스템, RFID 리더 통신 시스템, 전자파 진단 장치 시스템, EMI/EMC, 이동 통신 안테나

김 종 훈 (Chong-hoon Kim)



1984년 서울대학교 전자공학과 학사

1986년 서울대학교 전자공학과 학사

1993년 미국 Northwestern 대학교 EECS박사

1996년~현재 숭실대학교 정

보통신전자공학부 교수

<관심분야> 무선통신 시스템, 고속 신호처리 회로 설계