

Inmarsat Mini-m 시스템의 하향 링크 수신기를 위한 Timing Recovery 루프 설계

준회원 조병창, 한정수, 종신회원 최형진

Design of a Timing Recovery Loop for Inmarsat Mini-m System Downlink Receiver

Byung-Chang Cho*, Jung-Su Han* Associate Members, Hyung-Jin Choi* Lifelong Member

요약

본 논문에서는 Inmarsat (International Marine Satellite) mini-m 시스템의 하향 링크 수신기를 위한 timing recovery 루프를 제안한다. Inmarsat mini-m 시스템 규격에서 요구하는 frequency tolerance는 ± 924 Hz (signal bandwidth: 2.4 kHz) 이며, timing acquisition 시간은 하나의 UW (Unique Word) 신호 구간인 15ms 이기 때문에 주파수 오프셋에 강인하고 UW 신호 구간에서의 빠른 acquisition 이 가능한 루프 설계가 요구된다. 이에 따라 본 논문에서는 주파수 오프셋에 강인하고 빠른 acquisition 이 가능한 timing recovery 루프를 제안하였으며, 제안된 timing recovery 루프는 UW detector와 UW detector에 의해 검출된 UW 신호를 이용한 timing recovery 루프를 연동한 구조이다. UW detector는 주파수 오프셋 환경에서 안정적인 성능을 위해 차동 기반의 noncoherent detector 방식을 적용하였으며, TED (Timing Error Detector) 알고리즘은 기존의 GAD (Gardner Detector) 알고리즘 대신 본 논문에서 제안하는 UW 신호를 이용한 차동 기반의 ELD (Early Late Detector) 알고리즘 적용하였다. 제안된 방식과 기존의 GAD와의 성능 비교를 통해 제안된 방식이 만족스러운 성능과 신뢰성 있는 동작이 가능함을 입증하였다.

Key Words : Inmarsat, Timing recovery loop, Frequency offset, UW detector, TED

ABSTRACT

In this paper, we propose a timing recovery loop for Inmarsat mini-m system downlink receiver. Inmarsat mini-m system requires a timing recovery loop which is robust in frequency offset and has fast acquisition because Inmarsat mini-m system specification requires frequency tolerance is required of ± 924 Hz (signal bandwidth: 2.4 kHz) and acquisition time of UW (Unique Word) signal duration (15ms). Therefore, we propose a timing recovery loop which is suitable for Inmarsat mini-m system. The proposed timing recovery loop adopted noncoherent UW detector and differential ELD which applied differential UW signal for stability and fast acquisition in frequency offset environment. Simulation results show that the proposed timing recovery loop has stable operation and fast acquisition in frequency offset environment for the system.

* 성균관대학교 정보통신공학부(hjchoi@ece.skku.ac.kr)

논문번호 : KICS2007-12-563, 접수일자 : 2007년 12월 13일, 최종논문접수일자 : 2008년 5월 26일

I. 서 론

Inmarsat (International Marine Satellite Organization)은 1979년 기구가 발족한 후 1982년부터 Inmarsat A 서비스를 시작으로 C, B, M, mini-m 그리고 64 kbps 통신 속도를 지원하는 M4 까지 약 240,000 터미널이 취역되어 운용 중에 있다^[1]. 또한 급변하는 통신 시장 환경에 적응하기 위하여 새로운 Inmarsat 4 세대 위성을 이용하여 432 kbps 데이터 통신 속도를 지원하는 B-GAN (Broadband Global Area Network) 서비스를 제공 중이며 고도 1만 3백55의 중 궤도에 12개의 위성을 배치하는 ICO 프로젝트를 통하여 범 세계 위성 이동 통신 시스템인 GMPCS (Global Mobile Personal Communications System)를 위한 유리한 여건을 구축하고 있다. GMPCS과 같이 새로운 사업 분야를 창조하는 위성 통신 시장의 선점 및 기술적 우위를 확보하기 위해서는 보다 향상된 시스템을 위한 설계 기반이 구축되어야 하며 특히 Inmarsat 시스템의 수신기 모델 설계를 위한 동기화 기술은 전체 시스템 성능을 좌우하는 가장 근본적인 요소이므로 지속적인 연구를 통해 기술력을 확보할 필요가 있다.

Inmarsat mini-m 시스템의 신호 대역폭은 2.4 kHz으로 Inmarsat 시스템 중 가장 작은 신호 대역폭을 가지며, 규격에서 권고하는 frequency tolerance는 ± 924 Hz 이기 때문에 상대적으로 주파수 오프셋이 큰 시스템이기 때문에 carrier recovery 를 수행하여도 잔류 주파수 오프셋이 발생할 수 있다. 따라서, timing recovery 루프는 발생 가능한 잔류 주파수 오프셋 환경에서 신뢰성 있는 동작이 가능하도록 설계되어야 하며, 규격에서 요구하는 timing acquisition 시간은 UW 신호 구간인 15 ms 이기 때문에 UW 신호 구간에서의 빠른 acquisition 역시 보장되어야 한다. 이에 따라 본 논문에서는 주파수 오프셋에 강인하고 빠른 acquisition 이 가능한 timing recovery 루프를 제안하였다. 제안된 방식은 차동 기반의 noncoherent UW detector 그리고 UW 신호를 이용한 차동 기반의 ELD 알고리즘 및 interpolator를 적용한 timing recovery 루프를 연동한 구조로서 성능 검증을 통하여 제안된 방식이 기존의 방식보다 신뢰성 있는 동작이 가능한 구조임을 입증하였다. 또한 제안된 timing recovery 루프에 대한 최적의 루프 필터 이득 및 interpolator 구조 설정도 수행하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 Inmarsat mini-m 시스템의 구조 및 신호 모델에 대해 설명하였으며, III장에서는 본 논문에서 제안하는 inmarsat mini-m 시스템을 위한 timing recovery 루프 설계에 대한 내용을 기술하였다. IV장에서는 모의 실험 결과를 통해 제안된 timing recovery 루프의 우수성을 입증하였으며, 마지막으로 V장에서는 결론을 맺었다.

II. Inmarsat mini-m 시스템 구조 및 신호 모델

2.1 시스템 구조 및 제원

표 1은 Inmarsat mini-m 시스템의 제원이며, 그림 1은 프레임 구조이다^[1]. Inmarsat mini-m 시스템은 변조 방식으로 O-QPSK 방식을 사용하며, data rate은 2.4 kbit/s이다. 또한 Inmarsat mini-m 시스템은 code rate 1/2 의 convolutional encoding 적용하고 있다. 그림 1에서 보듯이 data field당 288bits의 data bits를 갖고, 각 sub-frame에 dummy bits는 6bits로 구성되어 있으며, FEC후 frame당 6bits로

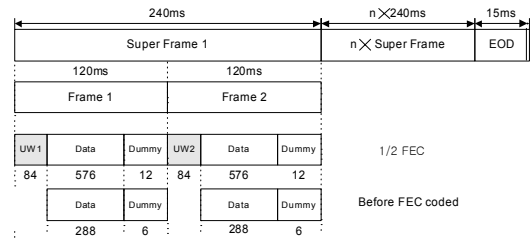


그림 1. Inmarsat mini-m 시스템 frame 구조

표 1. Inmarsat mini-m 시스템 제원

End of data pattern	84bits
Data rate	2.4 kbit/s
Modulation	O-QPSK
FEC rate (only on sub-band channels)	R = 1/2, convolutional code
Channel rate	5.6 kbit/s
Bits per frame after FEC coding	672 bits
Number of frames in super-frame	2
Frame contents before FEC coding	
Data bits in a data fields	288 bits
Dummy bits in each sub-frame	6 bits

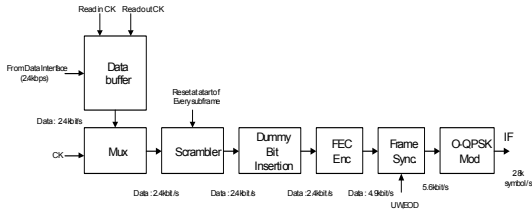


그림 2. Inmarsat mini-m 시스템 송신부 구조

표 2. Inmarsat M4 시스템의 UW, EOD pattern

종류	Channel	Bit pattern	Length
UW1	I-Channel	110110111110000011001100011101011010110011	42 bits
	Q-Channel	110110111110000011001100011101011010110011	42 bits
UW2	I-Channel	110110111110000011001011100010100101001100	42 bits
	Q-Channel	110110111110000011001011100010100101001100	42 bits
EOD	I-Channel	100101111110111000110110110111110000011001	42 bits
	Q-Channel	100101111110111000110110110111110000011001	42 bits

구성되어 있으며, FEC 후 frame 당 672 bits로 구성되며, 하나의 super frame은 2개의 frame으로 구성된다. 그림 2는 Inmarsat mini-m 시스템 송신단 구조이다^[1].

Data interface에서 2.4 kbit/s의 신호가 Multiplex를 통해 2.4 kbit/s의 신호로 scrambler로 입력되며, SUB와 data field는 $1 + X + X^{15}$ 의 polynomial과 shift register 초기값이 110 1001 0101 1001로 scrambling한다. Scramble된 신호를 하나의 frame 당 288 bits의 data field에 6 bits의 dummy bits를 삽입한다. 해당 신호에 data field와 dummy bits를 $R=1/2$ 이고 $K=7$, generator polynomial $G_1=1+X^2+X^3+X^5+X^6$, $G_2=1+X^2+X^3+X^5+X^6$ 을 이용하여 convolutional encoding한다. 신호에 84 bits의 UW, EOD (End-Of-Data)를 삽입하며 O-QPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) 변조기를 통해 IF단으로 전송한다. UW, EOD의 pattern은 표 2와 같다^[1].

2.2 신호 모델

수신 신호 $y(t)$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_i c_i g_M(t - iT - \tau) + w(t) \quad (1)$$

여기서 $\{c_i\}$ 는 O-QPSK 변조된 baseband 심볼 신

호이며, $E|c_i|^2 = 1$ 이다. $g_M(t)$ 는 송신 SRRC (Square Root Raised cosine) 필터이며, Δf , T 그리고 τ 는 각각 residual frequency offset, 심볼 주기 그리고 무선 채널에서 발생하는 시간 지연을 나타낸 것이다. 그리고 $w(t)$ 는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다.

수신 신호 $y(t)$ 는 우선 수신 SRRC 필터 $g_R(t)$ 를 통과하게 되며, 수신 SRRC 필터를 통과한 신호 $r(t)$ 는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_i c_i h(t - iT - \tau) + n(t) \quad (2)$$

여기서, $h(t) = g_M(t) \otimes g_R(t)$ 는 RC (Raised cosine) pulse이며, $n(t)$ 는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)이다.

Inmarsat mini-m 시스템에서 사용되는 SRRC 필터의 경우 ROF (Roll-Off Factor) α 는 0.6으로 정해져 있지만 탭 계수는 정해져 있지 않으며, 이에 따라 본 논문에서는 IS-95 등 일반적인 무선 통신 시스템에 사용되는 48 탭, 8 오버샘플의 송수신 SRRC 필터를 고려하였다.

III. Inmarsat mini-m 시스템을 위한 timing recovery 루프 설계

본 절에서는 Inmarsat mini-m 시스템을 위한 본 논문에서 제안하는 timing recovery 루프 설계에 대한 내용을 기술한다. 그림 3은 Inmarsat mini-m 시스템의 timing recovery 루프의 전체 구조도이다.

제안된 루프는 UW detector와 timing recovery 루프가 연동된 구조로서, UW detector, TED, loop filter, controller 그리고 interpolator로 구성되어 있다. 수신 신호 $r(t)$ 는 symbol rate의 8배인 22.4 kHz로 A/D 되어 심볼 당 8 샘플 신호로 변환된 후 UW

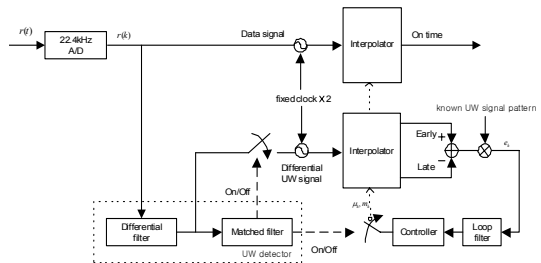


그림 3. Inmarsat mini-m 시스템의 timing recovery 루프의 전체 구조도

detector에 입력되고 UW detector는 differential UW 신호의 검출 유무를 판단하게 되며, UW detector 에서 검출된 differential UW 신호는 TED 입력이 되어 수신 신호의 타이밍 오차에 해당하는 신호를 발생시킨다. 루프 필터는 주파수 오차로 인해 발생하는 추적 성능의 열화를 방지하기 위해 사용되며, 루프 필터의 출력을 받은 controller는 interpolator를 제어함으로써 샘플 위치를 조절하는 역할을 한다. Interpolator에 입력되는 데이터 신호와 differential UW 신호는 심볼 당 2 sample로 샘플링 된 신호이며, UW 구간에서의 update 되는 interpolator의 fractional interval μ_k 와 base point m_k 는 데이터 부분의 interpolator에도 동일하게 적용되어 데이터에 대한 on-time 심볼 위치를 보정하게 된다.

3.1 UW detector

그림 4는 본 논문에서 적용한 UW detector 구조도이다²⁾. 본 논문에서는 주파수 오프셋에 강인한 UW detection 성능을 위해 differential filter 기반의 noncoherent detector의 적용을 통하여 UW detection 을 수행하였으며, UW detector는 주파수 오프셋의 영향을 줄이기 위한 differential filter, differential filter 출력 신호와 reference 신호인 differential UW 신호와의 상관을 위한 상관기 그리고 전력 계산부로 구성된다.

수신 신호 $r(t)$ 는 symbol rate의 8배인 22.4 kHz 로 A/D 되어 심볼 당 8 샘플 신호로 변환되며, k 번째 샘플과 normalized timing error ε_k 는 각각 식 (3)과 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$k = \frac{k}{8}T + \hat{\tau}_k \tag{3}$$

$$\varepsilon_k = \frac{\tau - \tau_k}{T} \tag{4}$$

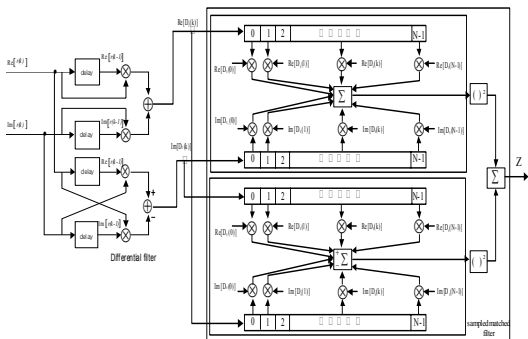


그림 4. UW detector 구조도

여기서, $\hat{\tau}_k$ 는 k 번째 추정된 time delay τ 이며, T 는 심볼 duration이다.

Normalized timing error $\varepsilon_k = \varepsilon_{k-1} = \varepsilon$ 로 가정 시 differential filter의 입력 신호 $r(k)$ 는 식 (5)와 같이 표현된다.

$$r(k) = e^{j2\pi\Delta f T_s k} \cdot \sum_i c_i \cdot h\left(\left(\frac{k}{8} - i - \varepsilon\right)T\right) + n(k) \tag{5}$$

여기서, $T_s = T/8$ 로서 A/D된 sample duration 이며, $n(k)$ 는 AWGN이다.

Differential filter 의 출력 신호는 A/D 변환된 신호 $r(k)$ 와 1 샘플 지연된 $r(k-1)$ 신호의 complex conjugate 된 신호로서 UW 신호 구간에서의 differential filter의 출력 신호는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있으며, 상관 시 사용되는 reference 신호는 known differential UW 신호를 수신 신호 $r(t)$ 와 동일하게 A/D 하여 생성하게 되며 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D_s(k) = r(k)r^*(k-1) = s_{uw}(k)s_{uw}^*(k-1)e^{j2\pi\Delta f T_s} + N(k) \tag{6}$$

$$D_s(k) = s_{uw}(k)s_{uw}^*(k-1) \tag{7}$$

여기서, $s_{uw}(k) = \sum_i c_i^{uw} \cdot h\left(\left(\frac{k}{8} - i - \varepsilon\right)T\right)$ 이며, $\{c_i^{uw}\}$ 는 OQPSK 변조된 baseband UW 심볼 신호, $N(k)$ 는 AWGN으로 아래와 같이 표현된다.

$$N(k) = s_{uw}^*(k-1)n(k)e^{-j2\pi\Delta f(k-1)T_s} + s_{uw}(k)n^*(k-1) \cdot e^{j2\pi\Delta f k T_s} + n(k)n^*(k-1)$$

식 (7)에서 differential filter의 출력 신호의 주파수 오프셋의 영향이 시간에 따라 변화하지 않는 상수값으로 변환됨을 확인할 수 있다.

Differential filter를 적용한 noncoherent 기반 UW detector 출력은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z = \left[\sum_{k=0}^{N-1} D_s(k)D_s^*(k) \right]^2 = \left[N \cos(2\pi\Delta f T_s) + \sum_{k=0}^{N-1} v_I(k) \right]^2 + \left[N \sin(2\pi\Delta f T_s) + \sum_{k=0}^{N-1} v_Q(k) \right]^2 \tag{8}$$

여기서, 수신 sample 신호의 전력은 1로 가정하였으며, N 은 UW 신호 구간의 sample 수이고

$v(k) = N(k) [s_{uv}(k) s_{uv}^*(k-1)]^*$ 는 AWGN 이다.

Differential filter를 적용한 noncoherent 기반의 UW detector는 전력 계산을 통해 주파수 오프셋의 영향이 제거됨을 식 (8)에서 확인할 수 있다. 또한 수신 신호와 reference 신호를 동일하게 A/D 변환하였기 때문에 timing offset 에 의한 성능 열화도 발생하지 않게 된다. 그림 5는 UW 신호의 detection 성능으로서 주파수 오프셋에 무관한 안정적인 detection 성능을 보임을 확인할 수 있다.

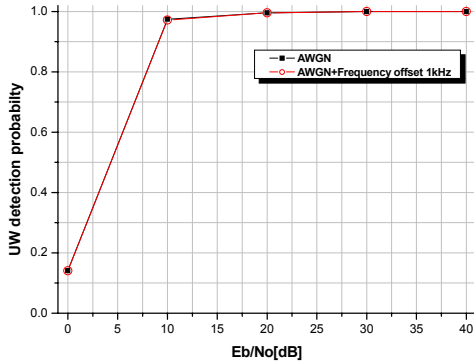


그림 5. UW detector의 detection 성능

3.2 TED 알고리즘

Inmarsat mini-m 시스템은 상대적인 주파수 오프셋이 큰 시스템이기 때문에 주파수 오프셋에 강인한 TED 알고리즘의 적용이 필요하다. TED 알고리즘은 크게 data added 방식과 non-data added 방식으로 나눌 수 있으나, 기본적으로 ELD, ZCD (Zero Crossing Detector), MMD (Muller and Muller Detector) 등과 같은 data added 방식은 반송파 위상 오프셋이 존재하는 환경에 대해서 안정적인 타이밍 동기 성능을 얻을 수 없으며, 반송파 위상 오프셋 존재 시 이에 대한 영향을 최소화 할 수 있는 알고리즘으로 non-data added 방식인 GAD 방식이 널리 사용되고 있다^[3]. 하지만 GAD 방식 역시 시간에 따라 반송파 위상 오프셋이 변화하는 주파수 오프셋의 영향을 고려할 경우 잔류 반송파 위상 오프셋에 의해 지터 성능이 열화되어 안정적인 성능을 보장할 수 없을 뿐 아니라, Inmarsat mini-m 시스템에서 요구하는 UW 구간에서의 빠른 acquisition 도 불가능하다. 이에 따라 본 절에서는 GAD 방식의 문제점을 분석하고 주파수 오프셋 환경에서 빠른 acquisition 뿐 아니라 신뢰성 있는 동작이 가능한 제안된 방식에 대한 내용을 기술한다.

3.2.1 GAD 알고리즘

기본적으로 GAD 알고리즘은 이전 심볼의 on time, 현재 심볼의 on time, 그리고 중간 지점의 샘플 지점을 이용하게 되며^[4], TED 출력 e_k 는 식 (3)을 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_k = \{r(k-8) - r(k)\} r^*(k-4)$$

$$= e^{-j\theta} \sum_i \sum_j \Re [c_i c_j^*] \left\{ h \left(\frac{k}{8} T - T - iT - T\epsilon \right) \cdot h^* \left(\frac{k}{8} T - \frac{1}{2} T - jT - T\epsilon \right) \right\}$$

$$- e^{-j\theta} \sum_i \sum_j \Re [c_i c_j^*] \left\{ h (kT - iT - T\epsilon) \cdot h^* \left(\frac{k}{8} T - \frac{1}{2} T - jT - T\epsilon \right) \right\}$$
(9)

여기서 AWGN의 영향은 고려되지 않았으며, $k = 8k$ 로서 8 oversampling된 신호의 on-time sample 시점, $\theta = 8\pi\Delta f T_s$ 로서 고정 반송파 위상 오프셋을 나타낸다.

위의 식 (9)에서 보듯이 GAD 방식 적용 시 시간에 따라 변화하는 반송파 위상 오프셋이 고정 반송파 위상 오프셋인 $\theta = 8\pi\Delta f T_s$ 로 변화하나, Inmarsat 시스템과 같이 상대적인 주파수 오프셋이 큰 환경에서는 경우 반송파 위상 오프셋인 $\theta = 8\pi\Delta f T_s$ 의 영향이 증가하게 되어 빠른 acquisition 및 안정적인 지터 성능을 보장할 수 없게 된다. 또한 GAD 방식은 고정 반송파 위상 오프셋뿐 아니라 식 (6)에서의 data pattern $\{c_i\}$ 의 영향에 의한 pattern jitter에 의해 지터 성능은 더욱 열화되게 된다.

3.2.2 Proposed TED 알고리즘

제안된 TED 알고리즘은 UW detector 에서 검출된 differential UW 신호를 이용함으로써 고정 반송파 위상 오프셋 및 data pattern 의 영향을 최소화 함으로써 빠른 acquisition 및 안정적인 지터 성능을 보장할 수 있는 방식이다.

UW detector에서 검출된 differential UW 신호를 $r_d(k)$ 라 하면 $r_d(k)$ 는 식 (10)과 같이 표현된다.

$$r_d(k) = e^{-j\theta} \sum_i \sum_j \Re [c_i c_j^*] h \left(\left(\frac{k-1}{8} - i - \tau \right) T \right) \cdot h^* \left(\left(\frac{k}{8} - i - \tau \right) T \right)$$
(10)

여기서 AWGN의 영향은 고려되지 않았으며, $\theta = 2\pi\Delta f T_s$ 로서 고정 반송파 위상 오프셋을 나타낸다.

식 (10)에서 보듯이 UW detector에서 검출된 differential UW 신호를 $r_d(k)$ 는 주파수오프셋의 영향

이 고정 반송과 위상 옵셋 $\theta = 2\pi\Delta f T_s$ 으로 변환됨을 확인할 수 있다.

제안된 방식은 식 (10)을 이용한 ELD 기반의 알고리즘으로 제안된 TED 출력 e_k 는 식 (11)과 같다⁵⁾.

$$e_k = c_k \cdot [r_d(k-4) - r_d(k+4)]$$

$$= c_k \cdot \left[e^{-j\theta} \sum_i \sum_j [c_i^{m*} c_j^{m*}] h\left(\frac{k}{8}T - \frac{5}{8}T - iT - T\epsilon\right) \cdot h\left(\frac{k}{8}T + \frac{1}{2}T - iT - T\epsilon\right) \right]$$

$$- c_k \cdot \left[e^{-j\theta} \sum_i \sum_j [c_i^{m*} c_j^{m*}] h\left(\frac{k}{8}T + \frac{3}{8}T - iT - T\epsilon\right) \cdot h\left(\frac{k}{8}T + \frac{1}{2}T - iT - T\epsilon\right) \right]$$

(11)

여기서 $k=8k$ 로서 8 over sampling된 신호의 on-time sample 시점, $\theta = 2\pi\Delta f T_s$ 로서 고정 반송과 위상 옵셋이며, c_k 는 약속된 UW symbol pattern 이다.

식 (11)에서 보듯이 제안된 방식 TED 출력의 경우 고정 반송과 위상 옵셋 $\theta = 2\pi\Delta f T_s$ 로서 식 (10)에 나타낸 GAD 방식의 TED 출력에 영향을 미치는 고정 반송과 위상 옵셋 $\theta = 8\pi\Delta f T_s$ 에 비해 θ 의 영향이 적음을 확인할 수 있으며, 또한 제안된 방식은 알고리즘 있는 UW 신호 pattern c_k 를 고려하기 때문에 GAD 방식에서 발생하는 data pattern $\{c_i\}$ 에 의한 pattern jitter의 영향을 최소화 할 수 있는 방식이다.

그림 6은 제안된 방식의 TED와 일반적인 GAD 방식의 TED 출력에 대한 50Hz, 100Hz 주파수 옵셋 환경에서의 open loop 지터 성능 비교한 것이다. 그림 6에서 보듯이 제안된 방식이 주파수 옵셋에 의한 고정 반송과 위상 옵셋 영향 및 pattern jitter의 영향을 최소화 함으로써 일반적인 GAD 방식보다 우수한 open loop 지터 성능을 나타냄을 확인할 수 있다.

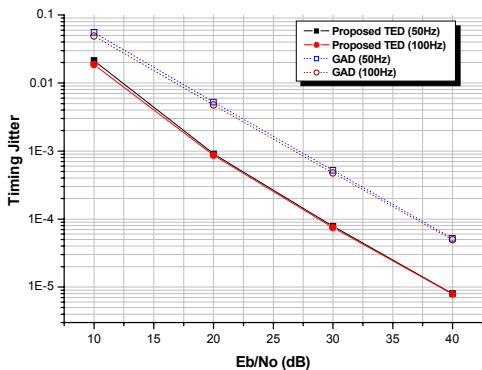


그림 6. TED 출력에 대한 open loop 지터 성능 비교 (Proposed TED vs. GAD)

3.3 루프 필터

루프 필터는 주파수 오차로 인해 발생하는 추적 성능의 열화를 방지하기 위해 사용되며, 루프 필터의 이득은 추적 시간 성능과 정상 상태시의 안정도를 조절하는 역할을 한다⁶⁾.

그림 7은 본 논문에서 고려한 루프 필터의 구조이며, G_1 과 G_2 는 루프 필터 이득이다.

일반으로 루프 필터 이득이 커지면 추적 시간을 빨라지나 안정도는 떨어지게 되며, 루프 필터 이득이 작아지면 추적 시간을 느려지나 안정도는 향상된다. Inmarsat mini-m 시스템은 UW 구간에서 acquisition 을 수행해야 하기 때문에 빠른 추적 성능이 요구되며 이에 따라 큰 루프 필터 이득의 설정이 필요하다.

그림 8은 제안된 방식의 루프 필터 이득에 따른

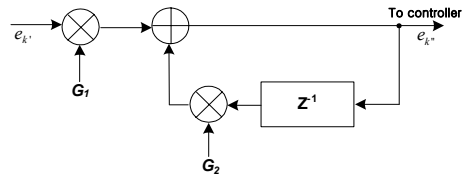


그림 7. 루프 필터 구조

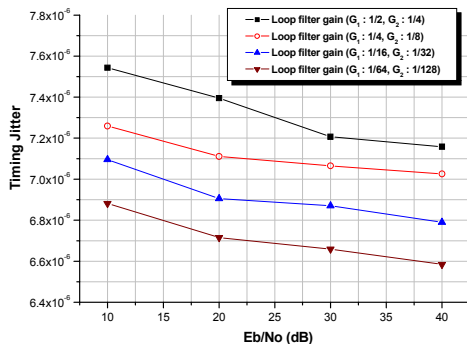
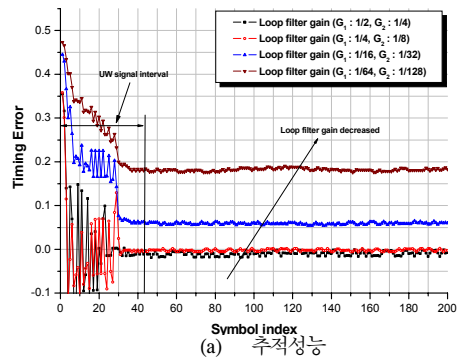


그림 8. 제안된 방식의 루프 필터 이득에 따른 추적 성능과 정상 상태 지터 성능

추적 성능 및 지터 성능이다. 그림 8에서 보듯이 루프 필터 이득이 작아지면 지터 성능은 향상되나, 추적 성능이 느려짐을 확인할 수 있으며, 본 논문에서는 지터 성능이 안정적인 $G_1=1/4$, $G_2=1/8$ 을 제안된 timing recovery 루프를 위한 루프 필터 이득으로 설정하였다.

3.4 Controller / Interpolator

루프 필터의 출력을 받은 controller는 interpolator를 제어함으로써 샘플 위치를 조절하는 역할을 하며, 타이밍 에러 detector는 interpolator에 의해 복원된 샘플들을 이용하여 타이밍 에러에 따른 신호를 발생시키므로 결국 폐루프를 형성하게 되어 타이밍 복원을 하고 정확한 심볼을 추출하게 된다. Interpolator는 piecewise parabolic interpolator와 cubic interpolator가 일반적으로 사용되며, cubic interpolator가 piecewise parabolic interpolator보다 성능 면에서는 우수하나 복잡도가 더 크다고 알려져 있다.

그림 9는 제안된 방식의 interpolator에 따른 정상 상태 지터 성능이다. 그림 9를 통하여 cubic interpolator가 piecewise parabolic interpolator보다 우수한 성능을 보이나, 성능 차이는 크지 않음을 확인할 수 있으며, 이에 따라 본 논문에서는 하드웨어 구현에서 유리한 piecewise parabolic interpolator를 적용하였다. 그림 10과 식 (12)는 각각 본 논문에서 적용된 piecewise parabolic interpolator의 구조도와 출력식이다⁷⁾.

$$y(k) = \mu_k(\mu_k - 1)x(m_k + 2) + \mu_k(1 - \mu_k)x(m_k + 1) + (\mu_k + 1)(1 - \mu_k)x(m_k) + \mu_k(\mu_k - 1)x(m_k - 1) \quad (12)$$

여기서 μ_k 는 fractional interval, m_k 은 base point를 나타내며, μ_k 과 m_k 는 controller에 의해 조절된다.

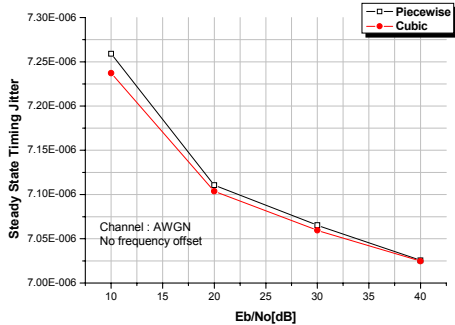


그림 9. 제안된 방식의 interpolator에 따른 정상 상태 지터 성능

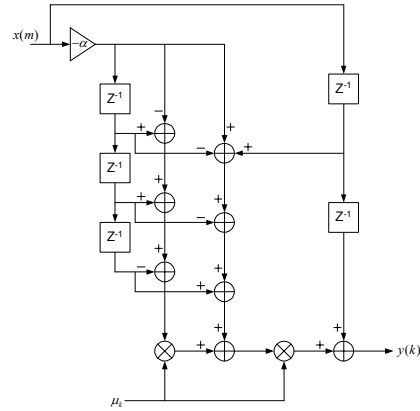


그림 10. Piecewise Parabolic Interpolator 구조

IV. 컴퓨터 모의 실험 결과 및 분석

본 절에서는 본 논문에서 제안하는 inmarsat mini-m 시스템의 timing recovery 루프에 대한 성능 검증 및 일반적인 GAD 방식을 적용한 timing recovery 루프와의 성능 비교 결과에 대한 내용을 기술하였다. 모의 실험에 적용된 시스템 사양은 표 1에 제시된 규격에 맞추어 설정하였으며, 50 Hz와 100 Hz 잔류 주파수 오프셋, 반 심볼 (4 sample)의 timing offset을 고려하였다.

그림 11과 그림 12는 각각 제안된 timing recovery 루프와 GAD 방식을 적용한 timing recovery 루프의 추적 성능 및 정상 상태 지터 성능을 비교한 그림이다.

그림 11과 그림 12에서 보듯이 제안된 방식은 UW 신호 구간에서 acquisition 및 안정적인 성능을 보장하는 반면, GAD 방식을 적용한 timing recovery 루프는 UW 신호 구간에서의 acquisition 및 안정적인 성능을 보장할 수 없으며 이를 통해 제안된 방식이 Inmarsat mini-m 시스템을 위한 timing recovery 루프에 적합한 방식임을 확인할 수 있다.

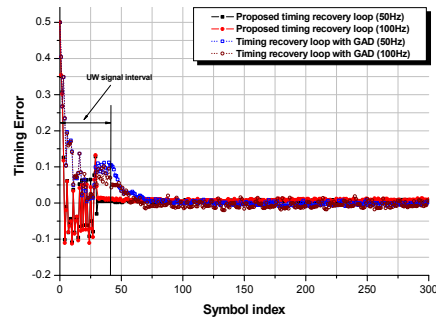


그림 11. 추적 성능과 비교(Proposed vs. GAD)

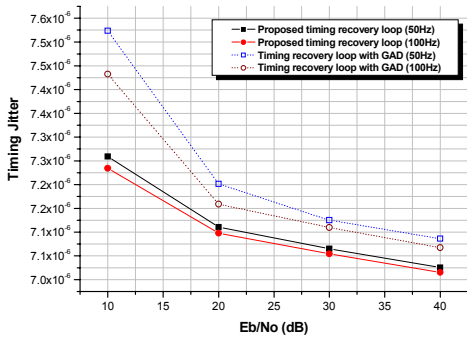


그림 12. 정상 상태 지터 성능 비교(Proposed vs. GAD)

V. 결 론

본 논문에서는 주파수 오프셋에 강인하고 빠른 acquisition을 요구하는 Inmarsat mini-m 시스템의 수신기 모델의 timing recovery 루프를 제안하였다. 제안된 방식은 차동 기반의 noncoherent UW detector 그리고 UW 신호를 이용한 차동 기반의 ELD 알고리즘 및 interpolator를 적용한 timing recovery 루프를 연동한 구조로서 모의 실험을 통해 제안된 timing recovery 루프 구조가 신뢰성 있는 동작이 가능함을 입증하였으며, 제안된 timing recovery 루프에 대한 최적의 루프 필터 이득 및 interpolator 구조 설정도 수행하였다. 본 논문에서 제안된 timing recovery 루프는 Inmarsat mini-m 시스템을 위해 설계되었으나, 프리앰블이 존재하는 일반적인 burst 무선 통신 시스템 수신기의 symbol timing 동기화를 위해서도 적용 가능할 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] INMARSAT System Definition Manual, Sep, 2007.
- [2] Z.Y. Choi and Y.H. Lee, "Frame synchronization in the presence of frequency offset," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.50, No.7, pp.1062 - 1065, July 2002.
- [3] Umberto Mengali and Aldo N. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receiver*, Plenum Press.
- [4] Dongmin Lim, Member, IEEE "A Modified Gardner Detector for Symbol Timing Recovery of M-PSK Signals." *IEEE Trans. Commun.*, Vol.52, No.10, Oct 2004.
- [5] J. Louveaux, L. Vandendorpe, Senior Member,

IEEE, and T. Sartenaer, "Early-Late Timing Recovery With Decision-Feedback Equalizers", *IEEE Commun., letters*, Vol.7, No.7, July 2003.

- [6] 김주경, 이주형, 송형근, "적응적 루프 필터의 지터 평균값을 이용한 ATSC DTV 심볼 타이밍 동기 방식," *전자 공학회 논문지*, Vol.10, pp.671~678, 2005.
- [7] Choon Seuk Oh, Joo Hyun Do, Yang Soo Park and Hyung Jin Choi, "Interpolator-based Timing Recovery Algorithm based on Interpolator for WCDMA Downlink Receiver," *ITCCSCC Proceeding*, pp.43, July 6-8, 2004.

조 병 창 (Byung-Chang Cho)

준회원



2006년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2008년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
 2008년 3월~현재 LG 전자 MC 사업부 연구원
 <관심분야> 무선통신, 이동통신

한 정 수 (Jung-Su Han)

준회원



2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
 2006년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
 2006년 3월~현재 성균관대학교 전지전자 및 컴퓨터 공학과 박사과정

<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
 1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
 1976년 3월~1976년 3월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
 1979년 9월~1982년 12월 미국

Univ. of Southern California 전기공학과 (공학박사)
 1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
 1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
 <관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술