

갈릴레오 L1F 채널에서 FLL-assisted PLL 기술을 이용한 반송파 추적 설계

준희원 최 승 덕*, 이 상 국*, 정희원 황 인 관*, 신 천 식**, 이 상 욱**

Carrier Tracking Loop Design Using FLL-assisted PLL Scheme for Galileo L1F Channel

Seung-Duk Choi* Sang-Kook Lee* Associate Members,
In Kwan Hwang*, Cheon Sig Shin**, Sang Uk Lee** Regular Members

요 약

갈릴레오 위성시스템의 정확한 위치 확인을 위해서는 기본적으로 정확한 반송파 추적이 이루어져야 한다. 주파수 오차를 추적하기 위한 FLL은 전파 도달 시간의 변화를 발생시키는 동적 응력에 강인하지만 정확한 반송파 추적이 어렵다. 반면 위상 오차를 추적하기 위한 PLL은 정확한 반송파 추적이 가능하지만 동적응력에 약하고 높은 동적응력에서 반송파 추적성능이 저하된다. 본 논문에서는 갈릴레오 L1F 신호에서 높은 동적응력에서도 정확한 반송파 추적이 가능하도록 FLL과 PLL의 상호 보완적인 운용과 FLL지원의 PLL 루프필터를 적용한 반송파 추적 루프를 설계하였으며, 모의실험을 통하여 제안한 기법의 성능을 입증하였다.

Key Words : FLL-assisted PLL, Dynamic stress, Loop Bandwidth, Aiding Doppler

ABSTRACT

The carrier tracking has to be basically completed for accurate positioning of Galileo satellite system. The FLL for tracking frequency errors is robust to dynamic stress causing changes of propagation time but hardly tracks accurate carrier tracking. The PLL for tracking phase errors provides accurate carrier tracking but is sensitive to dynamic stress and its tracking performance is decreased when high dynamics exist. In this paper, we design the carrier tracking loop with the FLL-assisted PLL loop filter and co-operations of FLL and PLL to achieve accurate carrier tracking in high dynamic stress. we prove the performance of designed carrier tracking loop via simulations.

1. 서 론

갈릴레오 위성 시스템은 미국의 GPS에 대항해 미 유럽 연합(EU)과 유럽 우주 기관(ESA)이 공동으로 추진하고 있는 세계 최초의 민간용 위성 위치 확인

시스템이다. 미국의 GPS가 현재 5~10 m의 오차 범위를 보이고 있는 데 비해 갈릴레오 프로젝트는 1 m 이내가 목표이다. 고도 2만 9601 km와 56°의 경사각을 가진 3개 면의 지구 중궤도에 각각 10개의 위성(총 30기, 이중 3기는 비상시를 대비한 보조 위

※ 이 논문은 2007년도 충북대학교 학술연구 지원사업의 연구비지원 및 한국전자통신연구원의 위탁연구비 지원에 의하여 연구되었음.
(This work was supported by the research grants of the Chungbuk National University in 2007, and Electronics and Telecommunication Research Institute.)

* 충북대학교 전자공학과 (chldlaths@nate.com), ** 한국전자통신연구원
논문번호 : KICS2008-01-049, 접수일자 : 2008년 01월 25일, 최종논문접수일자 : 2008년 10월 31일

성)을 발사하고 2개의 갈릴레오 제어 센터를 포함한 지상국 네트워크를 전 세계에 구축하여 지구 전역을 대상으로 한 서비스 체계를 구축한다. 갈릴레오 항법 신호는 4개의 주파수 대역(E5a, E5b, E6, L1)에서 전송된다. 4개의 주파수 대역은 RNSS(Radio Navigation Satellite Service)를 제공하고 추가적으로 E5a, E5b, L1 대역에서는 민간 항공사를 위한 ARNS(Aeronautical Radio Navigation Services)를 제공한다. 모든 갈릴레오 위성은 CDMA 방식을 이용하여 GPS와 같은 주파수 대역을 공유하며, 각 위성에서 전송되는 확산신호는 서로 다른 레인징(ranging) 부호가 포함되어 전송된다. 따라서 수신기는 각 신호에 포함된 고유의 레인징 부호를 통해 원하는 신호를 수신 할 수 있다^[1].

갈릴레오 L1F 채널은 데이터 채널과 데이터가 없는 파일럿 채널로 구성되었기 때문에 반송파 추적(carrier tracking)은 각 채널에서 독립적으로 이루어질 수 있다. 그러나 신호 대 잡음비(SNR)가 낮은 경우, 데이터 채널에서의 판별기 출력은 매우 큰 잡음의 영향을 받기 때문에 반송파 추적에 지속적인 사용이 불가능하다. 따라서 현실적인 구현을 위해서는 우선 파일럿 채널만을 고려한 반송파 추적루프의 설계가 이루어져야 한다^[2].

반송파 추적루프의 종류는 위상오차를 추적하기 위한 PLL(phase locked loop)과 주파수오차를 추적하기 위한 FLL(frequency locked loop)이 있다. FLL은 PLL보다 다이내믹스(dynamics)에 강인하고 빠른 주파수추적이 가능하지만 넓은 대역폭 사용으로 인해 정확한 반송파 측정이 어렵다. PLL은 정확한 반송파 측정이 가능하지만 짧은 반송파 사용으로 인해 수신기의 높은 다이내믹스에 대해 매우 큰 위상변화가 발생되어 위상추적에 실패할 가능성이 높아진다. 또한 도플러 지원(aiding Doppler)이 없는 위상추적루프는 다이내믹스를 처리하는데 한계를 갖으며, 도플러 변화율이 추적루프의 대역폭보다 커지게 되면 위상추적에 실패하고 일시적으로 위상항법측정을 중지하고 광대역 PLL 또는 협대역 FLL로 전환된다^[3]. 도플러 변화로 인한 위상추적 실패를 피하기 위해 IMU (Inertial Measurement Unit) [4], [7] 기법 등이 위상추적루프와 결합되어 운용된다. IMU는 다이내믹스로 인한 도플러 변화를 5 Hz 이내로 감소시킴으로써 지속적인 위상추적을 가능하게 하지만 매우 비싸다는 단점을 갖는다.

따라서 본 논문에서는 간단한 연산을 통한 도플러 지원방식으로 다이내믹스의 영향을 줄이고 갑작스런

위상변화에 대해 강인하도록 FLL 지원의 PLL루프 필터를 적용한 반송파 추적루프를 설계하였으며, 모의실험을 통하여 제안한 방식의 성능의 우수성을 입증하였다.

II. 본 론

2.1 갈릴레오 L1F 채널

갈릴레오 시스템은 GPS와 같은 주파수 대역을 공유하기 때문에 간섭을 피하기 위하여 BOC 변조기법을 사용한다. BOC(Binary Offset Carrier) 변조기법은 신호의 전력을 대역의 가장자리로 이동시켜 대역 공유에 유리하고, main peak가 BPSK의 자기상관함수에 비해 더 좁아 오차에 강인한 장점이 있다.

BOC(n,m) 변조는 의사 잡음코드(pseudo random code) $c(t)$ 와 동기화된 구형 부반송파(synchronized square wave sub carrier) $SC(t)$ 로 구성된다. BOC의 PRN 코드 전송률 f_c 와 부 반송파 주파수 f_s 는 식 (1), (2)와 같으며, 갈릴레오 L1F에 이용되는 부반송파는 식 (3)으로 표현 된다.

$$f_c = n \times 1.023 \times 10^6 \text{ MHz} \quad (1)$$

$$f_s = m \times 1.023 \times 10^6 \text{ MHz} \quad (2)$$

$$SC(t) = \text{sgn}(\sin(2\pi f_s t)) \quad (3)$$

갈릴레오 L1-F 채널은 모든 사용자에게 개방된 OS(Open Service)로서 데이터 채널(L1B)과 파일럿 채널(L1C)로 구성되었으며 각 채널의 특성은 표 1과 같다. 각 채널은 sBOC(1,1)으로 변조되고 직교 위상으로 분리되어 전송되며, 데이터 비트의 동기화와 협대역 간섭을 피하기 위해 25비트의 주기를 갖는 이차코드 $TH(t)$ 로 확산된다. 이차코드의 주기는 각 채널에 이용되는 확산 코드주기 또는 데이터 비트주기와 같으며, L1-C 채널에 이용되는 2차 코드의 주기는 L1-B의 데이터 비트 주기와 같다. 표 1에 따른 L1F의 신호는 식 (4)로 표현 될 수 있다.

$$S_{L1F}(t) = \sqrt{2P}(c_{L1-B}(t-\tau)SC(t-\tau)d(t-\tau) \times \cos(2\pi(f_{ca}-f_d)+\theta_r)-c_{L1-C}(t-\tau) \times SC(t-\tau)TH(t-\tau)\sin(2\pi(f_{ca}-f_d)t+\theta_r)) \quad (4)$$

단 $d(t)$ 는 내비게이션 데이터 비트, P 는 전송 전력, f_d 는 도플러, f_{ca} 는 반송파 주파수, θ_r 은 순시위상 그리고 τ 는 시간 지연을 나타낸다.

표 1. 갈릴레오 LIF 채널 특성

	Galileo LIF	
	L1-B	L1-C
Code length (chips)	4092	4092
Code chipping rate (Mcps)	1.023	1.023
Modulation	sBOC(1,1)	sBOC(1,1)
Data rate (sps)	250	none
Second code length (bits)	none	25
Carrier Frequency (MHz)	1575.42	1575.42

표 2. 필터의 차수와 대역폭에 따른 응답 특성

차수	정상 상태 오차	특성
1차	$\frac{dR/dt}{\omega_n}$	Sensitive to velocity stress. Unconditionally stable at all noise bandwidth.
2차	$\frac{d^2 R/dt^2}{\omega_n^2}$	Sensitive to acceleration stress. Unconditionally stable at all noise bandwidth.
3차	$\frac{d^3 R/dt^3}{\omega_n^3}$	Sensitive to jerk stress. Remain stable at $B_n \leq 18 \text{ Hz}$.

2.2 반송파 상관기 구조

반송파 추적 상관기의 구조는 크게 Pre-Detection Integrator(이하 적분기), 판별기 그리고 루프 필터로 구성된다. 상관기의 입력신호는 식 (5)로 표현될 수 있으며 적분기 출력 I는 식 (6)이 된다. 시간 지연과 도플러가 크지 않다면 $\text{sinc}(f_d T_p)$ 및 $R_c(\tau)$ 는 1에 가까운 값을 갖기 때문에 적분기 출력 신호는 식 (7)로 표현 될 수 있다⁵⁾.

$$S_p(t) = \sqrt{2P} c(t-\tau) TH(t-\tau) \text{sgn}(\sin(2\pi f_s(t-\tau)) \times \cos(\sin(2\pi(f_{IF} - f_d)t + \theta_r))) \quad (5)$$

$$I = \frac{\sqrt{2P}}{2} R_c(\tau) \text{sinc}(f_d T_p) \cos(\pi f_d T_p + \theta_r) \quad (6)$$

$$I = \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\pi f_d T_p + \theta_r) \quad (7)$$

단 f_{IF} 는 Intermediate Frequency, $R_c(\tau)$ 는 PRN 코드의 자기상관 함수 그리고 T_p 는 pre detection integration time(이하 적분시간)이다. 적분시간은 루프의 종류에 따라 다르게 결정되어야 하고, 길수록 잡음의 영향을 적게 받고 짧을수록 동적응력에 강인하다. 그러나 LIF의 각 채널은 주기가 4 ms인 PRN

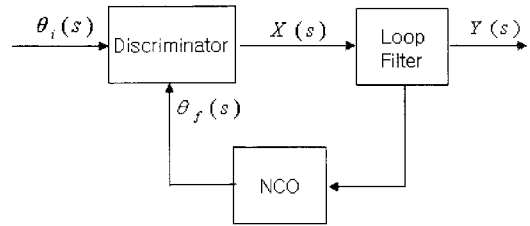


그림 1. 일반적 반송파 추적루프 구조
Fig. 1. A General Carrier Tracking Loop

코드로 확산되기 때문에, 적분시간은 partial correlation value를 피하기 위해 최소 4 ms 이상이 어야 한다. 판별기는 주파수 판별기와 위상 판별기로 분류되고 신호 구조에 따라 다양하게 선택될 수 있다. 그러나 데이터가 있는 채널의 경우 데이터 비트로 인한 위상 변화가 발생하기 때문에, 위상 판별 알고리즘은 데이터의 유무에 따라 크게 Costas PLL과 Pure PLL로 분류 된다²⁾.

루프 필터는 신호의 잡음 영향을 줄이고 다이내믹스에 대한 강인성을 높이기 위해 이용되며, 필터의 차수 및 루프 대역폭에 따라 필터의 응답특성이 결정된다. 표 2에는 루프 필터의 차수 및 잡음 대역폭에 따른 필터의 응답 특성을 제시하였다. 표 2에서 R은 위성파 수신기 사이의 시간에 따른 거리, ω_n 는 필터의 고유 주파수(Natural frequency), $d^2 R/dt^2$ 는 maximum LOS acceleration dynamics 그리고 $d^3 R/dt^3$ 은 maximum LOS jerk dynamics이다. 루프 대역폭과 고유주파수의 관계는 루프의 차수에 따라 다르며 표 3에 일반적인 관계식을 보였다.

표 3. 대역폭과 필터계수의 일반적 관계

차수	잡음 대역폭	일반적 필터 계수 값
1	$\frac{\omega_n}{4}$	$B_n = 0.25\omega_n$
2	$\frac{\omega_n(1 + \alpha_2^2)}{4\alpha_2}$	$\alpha_2 = 1.414$ $B_n = 0.53\omega_n$
3	$\frac{\omega_n(\alpha_3 b_3^2 + \alpha_3^2 - b_3)}{4(\alpha_3 b_3 - 1)}$	$\alpha_3 = 1.1$ $b_3 = 2.4$ $B_n = 0.7845\omega_n$

2.3 일반적인 반송파 추적 루프

일반적 루프구조는 그림 1과 같으며, 루프필터의 차수가 2차이고 개회로 전달함수가 $G(s)$ 인 경우의 PLL 전달함수 H는 식 (9)로 나타 낼 수 있다⁵⁾.

$$G(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{T_2 S + 1}{T_1 S} \quad (8)$$

$$H(S) = \frac{K_0 K_\phi G(S)}{S + K_0 K_\phi G(S)} = \frac{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n S}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (9)$$

단 T_1 과 T_2 는 $T_1 > T_2 > 0$ 을 만족하는 시간계수 (time coefficients), K_ϕ 와 K_0 는 NCO(Numerical controlled oscillator)와 판별기의 이득 값 그리고 ξ 는 감쇠계수(Damping factor)이다. 소프트웨어 기반의 수신기는 루프 대역폭과 감쇠계수가 먼저 결정되고 [5], 식 (10), (11), (12)의 관계식에 따라 고유주파수와 시간계수의 값이 결정된다.

$$B_n = \frac{(1 + 4\xi^2)}{8\xi} \omega_n \quad (10)$$

$$T_1 = 2\xi/\omega_n^2 \quad (11)$$

$$T_2 = 2\xi/\omega_n \quad (12)$$

2.4 반송파 추적 잡음

PLL의 주된 오차원인은 열잡음, 발진기 잡음 그리고 동적응력 오차(dynamic stress errors)이다. 데이터가 없는 채널에서, 일반적인 위상추적 임계값은 식 (13)으로 표현되고, 열잡음으로 인한 PLL지터는 식 (14)가 된다. 위성 신호의 전파도달시간을 변화시키는 모든 요인을 총칭하여 다이내믹스라고 하고, N 차 루프필터를 사용하는 PLL의 동적응력 오차는 식 (15)로 표현된다. FLL의 주된 오차 원인은 열잡음, 주파수 지터 그리고 동적응력이다. FLL의 일반적인 주파수추적 임계값은 식 (16)으로 표현되고 열잡음으로 인한 FLL지터는 식 (17)과 같다. FLL은 같은 차수의 루프필터를 사용하는 PLL보다 하나의 적분기가 더 사용되기 때문에, FLL의 N차 루프필터 동적응력 오차는 식 (18)로 나타 낼 수 있다.

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_j + \theta_e \leq 90^\circ \quad (13)$$

$$\sigma_{PLL,t} = \frac{360}{2\pi} \sqrt{\frac{B_{np}}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{2T_p C/N_0}\right)} \text{ (degree)} \quad (14)$$

$$\theta_{e,N} = \frac{d^N R/dt^N}{\omega_n^N} \text{ (degree)} \quad (15)$$

$$3\sigma_{FLL} = 3\sigma_{FLL,t} + f_e \leq \frac{1}{4T_p} \text{ (Hz)} \quad (16)$$

$$\sigma_{FLL,t} = \frac{1}{2\pi T_p} \sqrt{\frac{4B_{nf}}{C/N_0} \left(1 + \frac{1}{T_p C/N_0}\right)} \text{ (Hz)} \quad (17)$$

$$f_{e,N} = \frac{d^{N+1} R/dt^{N+1}}{360\omega_n^N} \text{ (Hz)} \quad (18)$$

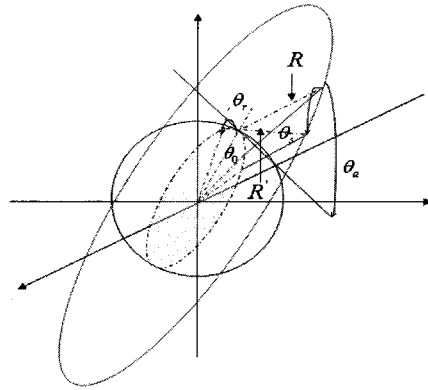


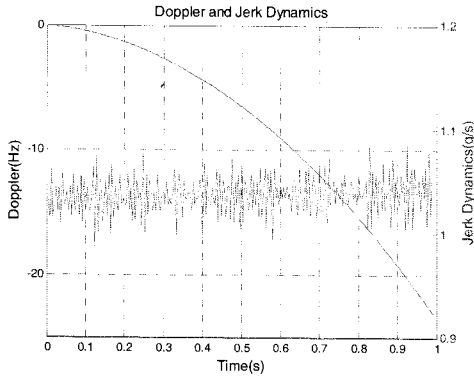
그림 2. 위성 가시선 범위
Fig. 2. LOS range to the satellite

여기서 $3\sigma_{PLL}$ 은 3-시그마 PLL 지터를 나타내고, σ_j 는 1-시그마 위상 지터, $\theta_{e,N}$ 는 PLL의 N 차 동적응력 오차, $\sigma_{PLL,t}$ 는 열 잡음 지터, C/N_0 는 반송파대 잡음 전력비, $3\sigma_{FLL,t}$ 은 3-시그마 열 잡음 주파수 지터, $f_{e,N}$ 는 FLL의 N 차 동적응력 오차, 그리고 $\sigma_{FLL,t}$ 는 열 잡음으로 인한 FLL 루프 지터를 나타낸다.

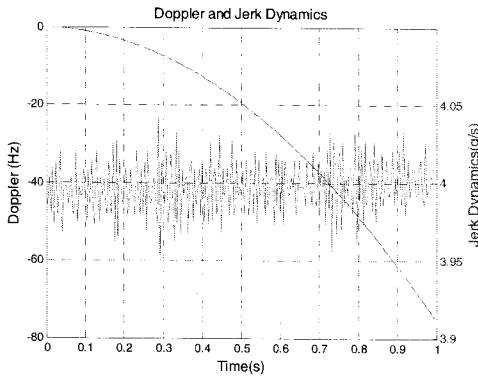
도플러는 그림 2에 제시된 것과 같이 위성과 수신기의 상대적 이동으로 인해 위성거리 R이 시간에 따라 변하게 되어 발생된다. 그림 2에서 위성과 수신기의 상대적 이동이 이차원적인 평면 위에서 이루어진다고 가정하였을 때, 시간에 따른 R은 식 (19)로 표현 된다.

$$R(t) = \left([(d_s + d_r) \cos(\theta_0 + \theta_r + \theta_s) - d_r]^2 + [(d_s + d_r) \sin(\theta_0 + \theta_r + \theta_s)]^2 \right)^{1/2} \quad (19)$$

단 d_r 은 지구 반지름, d_s 는 위성 고도, θ_0 는 지구 중심을 기준으로 하는 위성과 수신기 초기의 사이각 그리고 θ_r 과 θ_s 는 수신기와 위성의 이동으로 인해 발생하는 θ_0 의 변화량을 나타낸다. 송신된 초기 위상이 0이고 R의 변화를 식 (19)로 가정하였을 경우 수신되는 순시 위상은 식 (20)과 같으며, 시간에 따른 위상변화율은 식 (21)로 표현된다. 따라서 순시 도플러 $f_d(t)$ 는 식 (22)로 표현되며, 여기서 v_r 은 도플러 속도, θ_a 는 입사 방위각 그리고 λ 는 L1F 반송파의 파장이다. 위성의 고도가 29601km, 지구 반지름을 6400km, θ_0 가 4°와 20°이고 수신기의 초기 속도는 20 % 그리고 수신기 저크가 3 g/s로 일정한 경우에, 시간에 따른 도플러 변화와 3차 동적응력을 그림 3의 (a), (b)에 보였다. θ_0 가 클수록 R의 변화율이 증가되기 때문에 도플러 변화가 빠르고 저크



(a) Maximum Jerk Dynamics 1g/s



(b) Maximum Jerk Dynamics 4g/s

그림 3. 사용자 동적 응력으로 인한 도플러 변화율 및 최대 가시선 저크 응력
Fig. 3. Doppler rate and Maximum LOS Jerk Dynamics due to User Dynamics

다이나믹스가 높아지게 되어 위상추적이 어려워지게 된다.

$$\theta_r(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} R(t) \text{ (rad)} \quad (20)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_r(t) = -\frac{4\pi}{\lambda} V_r(t) \text{ (rad)} \quad (21)$$

$$f_d(t) = -\frac{2}{\lambda} V_r(t)\cos(\theta_a) \text{ cycles/s} \quad (22)$$

2.5 FLL-assisted PLL

L1F의 반송파 파장은 19 cm로 매우 짧기 때문에 다이나믹스로 인하여 수신신호의 갑작스런 위상변화가 발생되게 된다.

예로 3차 루프필터와 18 Hz의 잡음 대역폭을 사용하는 PLL의 경우, 저크 다이나믹스 40 g/s에서 3-시그마 응력오차 $\theta_{e,3}$ 은 61.4°가 된다. 높은 다이나믹스로 발생하는 동적응력 오차로 인해 PLL의 위상 추적 성능이 저하되고 위상고정 실패의 가능성이 높

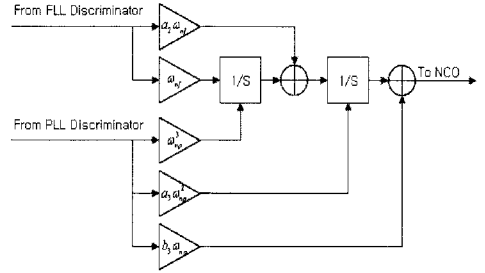


그림 4. 2차 FLL 지원의 3차 PLL 루프 필터
Fig. 4. 2th FLL-assisted 3th PLL Loop

아지게 된다. 이러한 위상고정 실패를 빠르게 보상하기 위해 FLL지원의 PLL 루프필터를 적용하였으며, 그림 4에 2차 FLL지원의 3차 PLL의 루프필터 구조를 디자인하였다.

FLL지원의 루프필터는 루프가 갑작스런 위상변화로 위상고정에 실패하였을 때 주파수 오차를 입력받아 위상추적을 돕기 때문에 위상고정 실패에 대한 빠른 보상이 가능하게 된다.

또한 주파수 오차가 0에 가깝게 되면 순수한 PLL 루프 필터로서 동작되기 때문에 정확한 위상추적도 가능하게 된다. 일반적으로 FLL지원의 PLL의 루프 필터 대역폭 B_{nf} 과 B_{np} 은 다르며, 결정된 대역폭에 의해 그림 3에 제시한 필터의 고유주파수와 필터계수가 결정된다.

$$\theta_{e,3} = 40(g/s) \times 9.8(m/s^3) \times 360(^{\circ}/cycle) \quad (23)$$

$$\times \lambda(cycle/m) / (0.7845 \times B_{np})^3 = 61.4^{\circ}$$

루프가 PLL로만 동작하는 경우 그림 5의 NCO 출력은 $\cos(2\pi f_{Ic}t + \hat{\theta}_{r,i})$ 로 나타낼 수 있으며, 이에 따른 I/Q 적분기 출력은 식 (24)와 식 (25)가 된다. 이때 $\cos(\hat{\theta}_{r,i})$, $\sin(\hat{\theta}_{r,i})$ 를 NCO로부터 입력받아 I/Q 적분기 출력과 식 (26)과 식 (27)의 계산을 통해 위상추적이 이루어지기 전의 I/Q 적분기 출력을 얻을 수 있게 된다. 식 (26)과 식 (27)의 출력과 주파수 판별기로부터 신호의 도플러를 측정하고, 측정된 도플러를 NCO에 인가하여 출력 y_{NCO} 을 식 (28)로 함으로써 다이나믹스로 인한 도플러 변화를 감소하여 지속적인 위상추적이 이루어질 수 있게 된다.

$$I_i = \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\pi f_d T_p + \theta_{r,i} - \hat{\theta}_{r,i}) \quad (24)$$

$$Q_i = \frac{\sqrt{2P}}{2} \sin(\pi f_d T_p + \theta_{r,i} - \hat{\theta}_{r,i}) \quad (25)$$

$$I_i \cos(\hat{\theta}_{r,i-1}) - Q_i \sin(\hat{\theta}_{r,i-1}) \quad (26)$$

$$= \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\pi f_d T_p + \theta_{r,i})$$

$$I_i \sin(\hat{\theta}_{r,i-1}) + Q_i \cos(\hat{\theta}_{r,i-1}) \quad (27)$$

$$= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sin(\pi f_d T_p + \theta_{r,i})$$

$$y_{NCO}(t) = \cos(2\pi(f_{IF} - \hat{f}_d)t + \hat{\theta}_r) \quad (28)$$

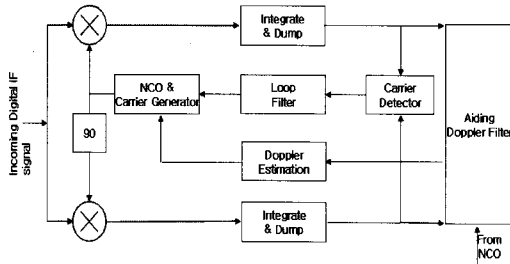


그림 5. 도플러 지원의 반송파 추적루프 구조
Fig. 5. Carrier Tracking Loop Structure with Doppler Aiding

IV. 모의실험

제안한 FLL지원의 PLL의 정확한 위상추적 성능을 검증하기 위하여 모의실험을 수행하였다. C/N_0 30dB에서, 그림 3에 제시한 채널환경과 수신기의 다이내믹스로 인해 최대 LOS 저크 다이내믹스가 40g/s까지 높아진 것을 가정하였다. 단 반송파 추적 상관기의 입력신호는 Acquisition 및 주파수 추적의 완료로 가정하였으며 표 4에 모의실험을 위한 시스템 구성 파라미터를 보였다.

3차 PLL과 2차 FLL의 루프 잡음 대역폭 결정을 위해 저크 40 g/s에서 잡음 대역폭에 따른 3-시그마 지터와 PLL과 FLL의 일반적인 추적 임계값을 그림 6에 계산하였다. 3차 루프필터는 18 Hz이하의 루프

표 4. System parameters

Parameter	Values
Digital IF(MHz)	4
Pre-detection integration time(ms)	4
Initial Frequency offset (Hz)	5
FLL noise bandwidth(Hz)	12
PLL noise bandwidth(Hz)	18
Maximum LOS Jerk Dynamics(g/s)	40
C/N_0 (dB)	30

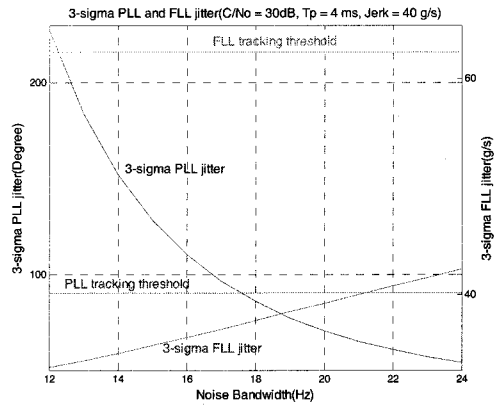


그림 6. PLL과 FLL의 3시그마 지터와 임계값
Fig. 6. Critical Value and 3-sigma Jitter of PLL and FLL

대역폭에서 안정적인 응답특성을 가지므로 [2] PLL의 루프 대역폭은 18 Hz로 설정하였다. 2차 루프 필터는 모든 대역폭에서 안정적인 응답특성을 갖기 때문에, FLL의 루프 대역폭은 잡음 증폭으로 인한 위상추적 정확성의 저하를 피하기 위해 12Hz로 설정하였다.

도플러 지원이 없는 경우, 그림 3에 대한 순수한 PLL과 FLL지원의 PLL의 위상추적 오차를 각각 그림 7과 그림 8에 비교하여 보였다.

그림 7은 갑작스런 위상변화로 인해 두 종류의 루프 모두 일시적으로 위상고정에 실패하지만 도플러 변화가 크지 않기 때문에 위상추적 및 교정이 완료되는 것을 보여준다. 또한 FLL지원의 위상추적은 주파수 및 위상 오차가 동시에 루프 필터에 입력되어 위상추적이 이루어지고 주파수 판별기의 출력

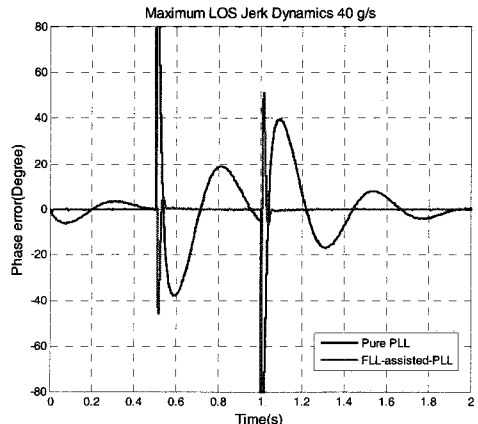


그림 7. 평균 저크 1g/s에서의 위상 오차
Fig. 7. Phase error at mean jerk 1g/s

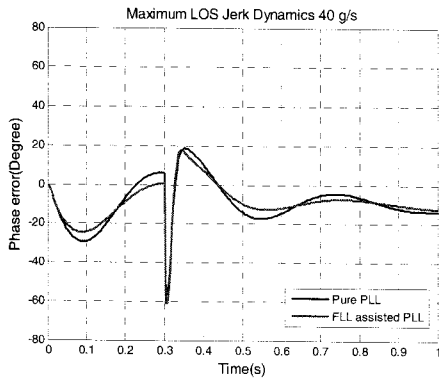


그림 8. 평균 저크 4g/s 에서의 위상 오차
Fig. 8. Phase error at mean jerk 4g/s

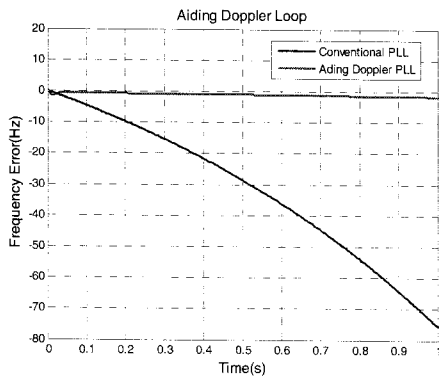


그림 9. 도플러 지원 루프의 주파수 오차
Fig. 9. Frequency Error of aiding Doppler loop

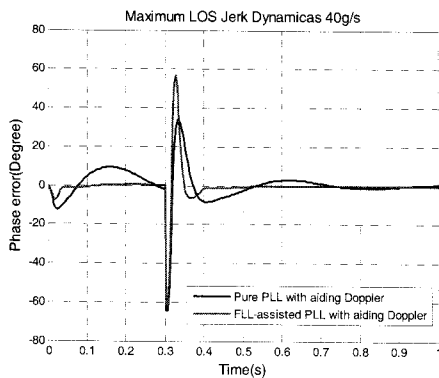


그림 10. 도플러 지원 루프의 위상 오차
Fig. 10. Phase error with aiding Doppler

0에 가까운 값을 갖게 되면 순수한 PLL로서 동작되기 때문에, 순수한 PLL보다 빠르고 정확한 위상추적이 완료되는 것을 보여준다. 그러나 도플러 지원이 없는 위상추적루프는 다이내믹스를 처리하는 한계를 갖기 때문에, 다이내믹스가 위상추적의 한계를 넘게 되면 그림 8에 보인 것과 같이 위상추적이 어렵게 되고 잘못된 위상고정이 이루어지게 된다.

도플러 지원을 한 경우 그림 3 (b)에 대한 주파수 오차를 3차 루프필터만을 이용한 PLL과 비교하여 그림 9에 보였다. 도플러 지원이 결합된 PLL은 다이나믹스로 인한 주파수오차를 3Hz이내로 감소하기 때문에 그림 10에 보인 것과 같이 정확한 위상추적이 이루어지게 된다.

V. 결 론

본 논문에서는 높은 동적응력에서 지속적인 위상 추적이 가능하고 갑작스런 위상오차로 인한 PLL의 위상추적 실패를 빠르게 보상하기 위해 FLL지원의 PLL의 기법을 적용한 반송파 추적 루프를 기술하였고 모의실험을 통하여 그 성능을 입증하였다.

간단한 연산과 추가적인 주파수 편별기를 통하여 측정된 도플러를 이용한 도플러 지원의 위상추적루프를 설계함으로써 높은 다이내믹스 환경에서도 도플러 변화를 수Hz 이내로 감소하였으며, FLL지원의 PLL루프필터를 적용함으로써 갑작스런 위상오차로 인한 위상고정 실패를 순수한 PLL보다 빠르게 보상하고 정확한 위상추적이 가능하도록 하였다. 그러나 제한한 도플러 측정 기법은 간단한 연산만으로도 IMU와 비슷한 도플러 측정 정확성을 갖지만, 데이터 채널에서의 사용이 어렵기 때문에 도플러 측정 기법에 대한 지속적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] Olivier Julien, *Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops*, SCHULICH, July 2005.
- [2] Weibin Li, Shanjian Liu, Chunhui Zhou, Shidong Zhou, Tingchang Wang, "High Dynamic Carrier Tracking Using Kalman Filter Aided Phase-Lock Loop", *International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, pp.673-676, September 2007.
- [3] Ravindra Babu, Wang Jinling, "Analysis of INS Derived Doppler Effects on Carrier Tracking Loop", *Journal of Navigation*, vol. 58, Issue 3, pp.493-507, September 2005.
- [4] Guojiang Gao, *INS-Assisted High Sensitivity GPS Receivers for Degraded Signal Navigation*, SCHULICH, February 2007.

