

칼만필터 기반의 통합 GPS 수신기 추적루프 설계

Design of Combined GPS Signal Tracking Loop based on Kalman Filter

송종화*, 지규인, 김광훈
(Jong-Hwa Song, Gyu-In Jee, and Kwang-Hoon Kim)

Abstract : The GPS tracking loop consists of three parts in general: discriminator, loop filter and DCO (Digitally Controlled Oscillator). The loop filter is the main part of the tracking loop designed to ensure a good tracking performance. Generally, the loop filter is designed using classical PI(Proportional Integral) control. Although the carrier Doppler and code Doppler are generated by the same relative movement between the satellite and the user, often, the loop filters for each tracking loop are designed separately and independently. Sometimes, they are used in a combined manner such as carrier aided code tracking, FLL assisted PLL, etc. For better GPS signal tracking, we need to design the FLL/PLL/DLL altogether optimally. The purpose of this paper is to design a GPS receiver tracking loop based on the Kalman filter in a combined manner. Also, the proposed GPS receiver tracking loop is compared with a conventional tracking loop in terms of the transfer function and the DCO input.. This paper shows that conventional tracking loop is equal to the Kalman filter based tracking loop.

Keywords : Kalman filter, loop filter, tracking loop, GPS receiver

I. 서론

GPS(Global Positioning System)는 전세계적으로 사용자의 위치를 시간과 공간의 제약 없이 계산할 수 있기 때문에 수많은 응용분야에 사용되고 있다. 또한 GPS 현대화와 새로운 Galileo 위성항법시스템이 구축됨에 따라 사용자는 성능이 좋은 더 많은 위성신호를 이용할 수 있어 그 응용 분야가 급속히 증가하고 있다.

신호 추적은 정밀한 코드지연과 도플러 주파수를 추적하여 위성신호와 동기를 이루는 과정으로, 코드 추적을 위한 Delay Lock Loop(DLL)와 반송파의 주파수와 위상 추적을 위한 Frequency Lock Loop(FLL)와 Phase Lock Loop(PLL)로 나뉘어진다. 일반적인 수신기에서는 편의성을 위해 각 신호 추적루프(tracking loop)가 개별적으로 그리고 독립적으로 설계되고, 반송파 보조의 코드 추적이나 FLL 도움방식의 PLL과 같이 통합된 방식으로 사용한다. 하지만 실제로는 코드지연과 도플러 주파수 사이에 위상과 수신기의 움직임에 의한 상관관계가 존재하므로 최적의 신호 추적 성능을 위해서는 각 추적루프가 함께 설계되어야 한다[1]. 이 문제를 해결하기 위해서 칼만필터를 이용한 통합된 형태의 신호추적루프에 대한 연구가 진행되어왔다[1-5]. 기존의 연구들은 동상위상(I, In phase) 신호와 직각위상(Q, Quadrature phase)신호를 입력으로 하는 비선형 측정치 모델을 이용하여 신호추적루프를 설계하였다. 또한 최근들어 GPS 루프필터(loop filter)가 칼만필터와 등가라는 사실도 알려졌다[6]. 하지만 칼만필터를 이용한 통합 신호추적루프 설계와 기존의 신호추적루프 설계의 관계에 대해서는 아직까지 연구가 되지 않은 상황이다. 본 논문에서는 칼만필터를 기반으로 코드, 위상 및 주파수 변별기 출력을 이용하여 DLL/PLL/FLL 루프필터를 통합하는 추적루

프를 설계하고 그 결과를 기존의 PI 제어기 기반의 통합추적루프 구조와 비교 분석하였다. 결과적으로 칼만필터를 이용하여 설계된 통합추적루프와 기존의 구조가 등가임을 확인하였다. 추적루프를 칼만필터 기반으로 설계할 경우 이론적으로 잘 정립된 다양한 필터기법들을 이용할 수 있으므로 기존의 추적루프 설계기법에 비해 많은 장점을 가지고 있다.

본 논문 구성은 다음과 같다. II장에서는 일반적인 GPS 수신기 추적루프의 구조와 설계방법에 대해서 정리한다. III장에서는 II장의 내용을 바탕으로 널리 사용되어온 PI 제어기 기반의 추적루프 설계에 대해서 설명한다. IV장에서는 칼만필터를 기반으로 한 추적루프 설계기법에 대해서 설명하고, V장에서는 PI제어기 기반의 추적루프 설계기법과 칼만필터 기반의 추적루프 설계기법을 상호 비교 및 분석한다. 마지막으로 VI에서 결과를 정리한다.

II. 일반적인 GPS 수신기 추적루프

그림 1은 일반적인 GPS 수신기 추적루프의 구조를 나타낸 것이다. 입력된 디지털 IF 신호는 수신기에서 생성된 반송파 신호와 곱해져 동상위상신호와 직각위상신호로 나뉘어진다. 이 신호들은 수신기에서 생성된 PRN(Pseudo Random Noise) 코드와 곱해지고 누적되어 I, Q 상관기 출력 값을 생성한다. 수신기에서는 이 I, Q 값을 기본적인 측정치로 하여 입력된 위성신호를 추적한다. 코드 추적을 위해서 대부분의 경우 비동기식(noncoherent) DLL를 사용하고, 이는 반송파의 추적 상태와 상관 없이 설계된다. 반송파 추적루프 또한 코드가 추적되고 있다는 가정하에 설계 된다.

신호 추적루프는 그림 2와 같이 변별기(discriminator), 루프필터 그리고 DCO로 구성된다. 변별기로부터 계산된 오차는 루프필터를 통해 적합한 제어신호로 출력되며, 이를 DCO에 인가함으로써, 국부신호가 입력된 위성신호를 추적하도록 제어된다. 추적루프의 전체 전달함수(transfer function) $H(s)$ 는 루프필터의 전달함수를 $F(s)$ 로 정의하면 그림 2로부터 다음과 같이 표현된다.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2008. 5. 15., 채택확정 : 2008. 6. 30.

송종화, 지규인, 김광훈 : 건국대학교 전자공학부

(hwaya@konkuk.ac.kr/gjje@konkuk.ac.kr/kwanghun@konkuk.ac.kr)

※ 본 연구는 BK21의 연구비지원에 의해 수행되었음.

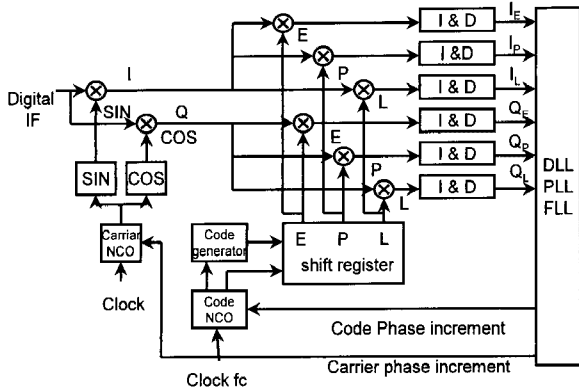


그림 1. 일반적인 GPS 수신기 추적루프 구조.
Fig. 1. Generic GPS receiver tracking loop structure.

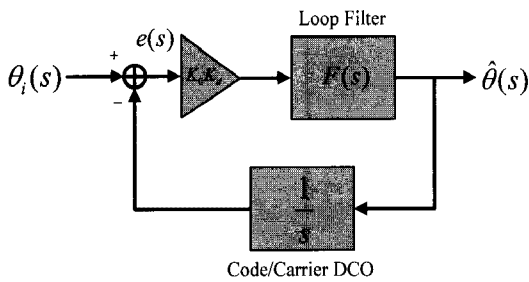


그림 2. 선형화된 추적루프 구조.
Fig. 2. Linearized tracking loop.

$$H(s) = \frac{\hat{\theta}(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_0 K_d F(s)}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (1)$$

여기서, K_d 와 K_0 는 변별기와 DCO의 이득을 나타낸다.

위의 (1)을 보면 DCO는 적분기로 나타내어지므로 전체 전달함수의 특성을 결정하는 것은 루프필터이다. 따라서 루프필터는 신호 추적 성능을 결정하는 중요한 부분이다. 일반적으로 GPS 수신기의 루프필터는 PI 제어를 기반으로 설계된다. 다음 장에 PI 제어기 기반으로 설계된 루프필터에 대해서 설명하였다.

III. PI 제어기 기반의 통합추적루프 설계

이 장에서는 PI 제어기를 기반으로 하는 일반적인 GPS 신호추적루프의 설계에 대해 설명한다. 먼저 루프필터를 설계하는 중요 파라미터들을 바탕으로 DLL, PLL 및 FLL의 개별적인 단일루프필터 설계기법에 대해 간단히 설명한다. GPS 수신기는 의사거리가 랜덤워크인 시스템과 의사거리 변화율이 랜덤워크인 시스템으로 나누어 고려한다. 본 장에서는 각 시스템별로 적용가능한 신호추적을 위한 통합추적루프 설계 기법에 대해 설명할 것이다. 통합추적루프는 단일루프필터를 개별적으로 설계한 후 상호 결합하여 구성된다. 시스템에 따라 DLL/PLL 통합추적루프 또는 DLL/PLL/FLL 통합추적루프가 사용된다.

1. DLL/PLL/FLL 단일루프필터

루프필터는 항체의 기동특성에 따른 신호 동특성(dynamic stress)과 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio; SNR), 그리고 잡음 대역폭(noise bandwidth)의 상관관계를 고려하여 설계된다.

표 1. 루프 필터 전달함수와 잡음 대역폭.

Table 1. Loop filter transfer function and noise bandwidth.

루프 차수	루프필터 전달함수 $F(s)$	잡음 대역폭 B_n
1차	$\frac{\omega_n}{K}$	$\frac{\omega_n}{4}$
2차	$\frac{a_2 \omega_n s + \omega_n^2}{Ks}$	$\frac{a_2^2 + 1}{4a_2} \omega_n$
3차	$\frac{b_3 \omega_n s^2 + a_3 \omega_n^2 s + \omega_n^3}{Ks^2}$	$\frac{a_3 b_3^2 + a_3^2 - b_3}{4(a_3 b_3 - 1)}$

(ω_n : 공진주파수)

전달함수 $H(s)$ 를 이용하여 추적루프의 오차 전달함수와 오차 함수 $e(s)$ 를 표현하면 다음과 같다.

$$H_e(s) = \frac{e(s)}{\theta_i(s)} = 1 - H(s) = \frac{s}{s + K_0 K_d F(s)} \quad (2)$$

$$e(s) = H_e(s) \cdot \theta_i(s) = \frac{s}{s + K_0 K_d F(s)} \theta_i(s) \quad (3)$$

루프필터의 차수는 인가되는 입력의 동적 자유도에 따라 정상상태 오차(steady-state error)가 0으로 수렴하도록 결정한다. 예를 들어, 1차 필터는 의사거리가 스텝변화를 가질 때 정상상태 오차를 0으로 수렴하도록 하고, 2차 필터는 의사거리가 등속도로 변할 때, 3차 필터는 등가속도로 변할 때 정상상태 코드와 반송파 위상 추적오차를 0으로 수렴하도록 한다. 루프필터의 차수에 따른 필터 계수의 선정은 일반적으로는 잡음 대역폭과 감쇄비(damping ratio)를 통해 계산된다. 루프필터의 잡음 대역폭은 다음과 같이 정의 된다.

$$B_n = \frac{1}{|H(0)|^2} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (4)$$

일반적으로 감쇄비는(damping ratio)를 $1/\sqrt{2}$ 을 이용하고, 잡음대역폭은 이동체의 기동특성과 수신기 열잡음(thermal noise)에 의해 결정된다. 표 1은 루프필터의 차수에 따른 필터 전달함수와 잡음 대역폭을 나타낸다[7-9].

1차 루프필터는 P 제어기, 2차 루프필터는 PI 제어기 그리고 3차 루프필터는 PI제어기를 연속적으로 두 개 사용한 것에 해당 된다.

2. 의사거리가 랜덤워크인 시스템

이 시스템은 수신기와 위성과의 거리가 거의 일정하게 유지되는 경우이다. FLL 없이 DLL과 PLL이 통합된 추적루프 만으로도 신호추적이 가능하다. DLL/PLL 통합추적루프는 1차 DLL과 1차 PLL이 각각 설계된 후 아래와 같이 결합된다.

2.1 DLL/PLL 통합추적루프

2.1.1 DLL/ PLL

DLL/PLL 통합추적루프는 PLL에서 DLL로 도움정보를 주는 구조로 되어있으며, PLL은 DLL의 도움정보 없이 1차 PLL로 구성된다. DLL과 PLL의 DCO 입력 값은 아래와 같다.

$$\hat{\tau}(s) = k e_r(s) + K_{\phi} c_{\phi} e_{\phi}(s) \quad (5)$$

$$\hat{\phi}(s) = c_{\phi} e_{\phi}(s) \quad (6)$$

여기서, c_1 과 k 는 PLL과 DLL의 계수를 나타내고, e_ϕ 와 e_r 는 반송파와 코드 변별기 출력을 나타낸다. K_{sf} 는 PLL 도움정보에 곱해지는 변환요소(*scaling factor*)를 나타낸다. 일반적으로 반송파와 코드 파장의 비율인 λ_ϕ/λ_r 를 이용한다. λ_ϕ 와 λ_r 는 각각 반송파와 코드의 파장을 나타낸다.

3. 의사거리의 변화율이 랜덤워크인 시스템

의사거리의 변화율이 랜덤워크인 경우에는 신호추적을 위해 DLL과 PLL을 이용한 통합추적루프를 사용하거나 DLL과 FLL기반의 PLL을 이용한 통합추적루프를 사용한다.

3.1 DLL/PLL 통합추적루프

3.1.1 DLL/PLL

DLL/PLL 통합추적필터는 DLL이 PLL의 도움정보를 받는 형태로 그림 3에서 FLL이 없는 경우에 해당한다. 통합추적루프는 1차 DLL과 2차 PLL이 독립적으로 설계된 후에 결합하여 설계한다. DLL과 PLL의 DCO 입력 값은 아래와 같다.

$$\hat{\tau}(s) = ke_r(s) + K_{sf} \left(c_1 + \frac{c_2}{s} \right) e_\phi(s) \tag{7}$$

$$\hat{\phi}(s) = \left(c_1 + \frac{c_2}{s} \right) e_\phi(s) \tag{8}$$

여기서, c_2 는 PLL의 필터계수를 나타낸다.

3.2 DLL/PLL/FLL 통합추적루프

3.2.1 PLL/FLL

PLL/FLL 통합추적루프는 그림 3에서 DLL이 없는 경우이며 PLL DCO의 입력은 다음과 같이 계산된다. 2차 PLL과 1차 FLL이 독립적으로 설계된 후 결합된다.

$$\hat{\phi}(s) = \left(c_1 + \frac{c_2}{s} \right) e_\phi(s) + \frac{c_3}{s} e_f(s) \tag{9}$$

여기서, c_3 은 FLL의 계수를, e_f 는 FLL 변별기 출력을 나타낸다.

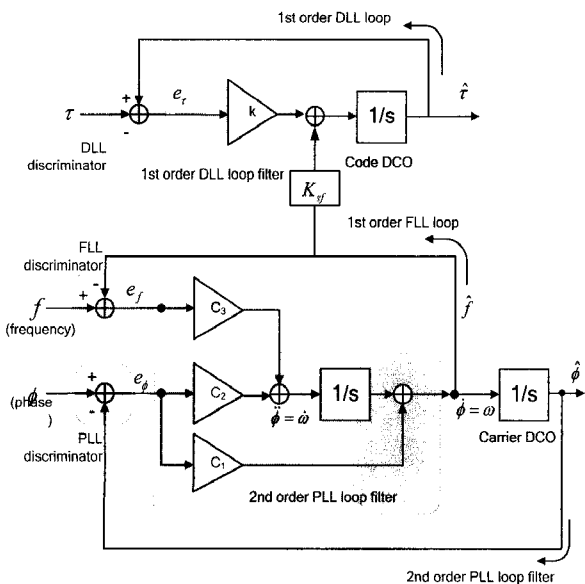


그림 3. 1차 FLL기반 2차 PLL/1차 DLL.
Fig. 3. 1st order FLL assisted 2nd order PLL/1st order DLL.

3.2.2 DLL/PLL/FLL

위의 결과로부터 DLL/PLL/FLL이 결합된 구조의 신호 추적루프는 그림 3과 같다. 이 구조에서 PLL DCO 입력은 (9)와 동일하고, DLL DCO은 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{\tau}(s) = ke_r(s) + K_{sf} \left[\left(c_1 + \frac{c_2}{s} \right) e_\phi(s) + \frac{c_3}{s} e_f(s) \right] \tag{10}$$

IV장에서는 지금까지 설명한 PI 제어기 기반의 통합추적루프를 칼만필터를 이용하여 동일하게 설계할 수 있는 방법을 제시할 것이다.

IV. 칼만필터 기반의 통합추적루프 설계

이 장에서는 칼만필터를 기반으로 통합추적루프를 설계한다. PI제어기 기반의 통합추적루프를 설계하기 위해서는 루프 필터의 차수와 잡음대역폭을 결정해야 한다. 유사하게 칼만필터 기반으로 루프필터를 설계할 경우 루프필터 차수는 칼만필터 상태변수의 차수에 따라 결정되고, 잡음대역폭은 칼만필터의 공정잡음(*process noise*)과 측정잡음(*measurement noise*)의 공분산 값으로 결정된다. DLL/PLL/FLL이 통합된 형태의 통합추적루프는 DLL과 PLL 그리고 FLL 측정치 모델을 결합함으로써 구현된다.

1. 의사거리가 랜덤 워크인 시스템

이 시스템은 수신기와 위성과의 거리가 거의 일정하게 유지되는 경우이다. 먼저 시스템 방정식을 정의하고, DLL/PLL 통합추적루프 설계에 대해서 설명한다. 칼만필터를 기반으로 한 1차 DLL과 PLL 설계에 대해서 설명하고, 1차 DLL/ 1차 PLL 통합추적루프를 설계한다. 아래와 같이 시스템 상태변수를 의사거리로 정의하고, 동적 방정식을 (13)과 같이 나타낸다.

- 시스템 모델

$$\dot{\rho} = w \tag{11}$$

- 상태변수

$$x \triangleq \rho \tag{12}$$

- 동적 방정식

$$\dot{x} = \dot{\rho} = 0 \cdot x + w, \quad w \sim N(0, Q) \tag{13}$$

여기서, w 는 공정잡음을 나타내고 Q 는 공정잡음의 공분산을 나타낸다.

1.1 DLL/PLL 통합추적루프

1.1.1 DLL

DLL은 측정치를 코드지연으로 정의하여 설계한다. 측정방정식을 다음과 같이 나타내었다.

$$z_r = \tau = \frac{1}{\lambda_r} x + v_r, \quad v_r \sim N(0, R_r) \tag{14}$$

여기서, v_r 는 측정잡음, R_r 는 측정잡음의 공분산을 나타낸다. τ 는 코드지연을 나타낸다.

위에서 정의된 시스템 방정식에 칼만 필터를 적용하면 측정치에 의해 갱신된 상태변수는 아래와 같이 나타내어진다.

$$\dot{\hat{x}} = F\hat{x} + L(z - H\hat{x}) \quad (15)$$

여기서, L 은 칼만 이득을 나타낸다.

정상상태에서 칼만필터의 공분산이 수렴함에 따라 칼만 이득은 상수로 나타내어진다[10].

$$\dot{P} = 0 = FP + PF^T - PH^T R^{-1} HP + GQG^T \quad (16)$$

(16)을 정리하여 수렴된 공분산을 계산하면 다음과 같다.
공분산

$$P = \lambda_r \sqrt{QR_r} \quad (17)$$

(17)의 결과를 칼만 이득 계산식에 대입하면 아래의 결과를 얻을 수 있다.

• 칼만 이득

$$L_\infty = PH^T R_r^{-1} = \lambda_r \sqrt{QR_r} \cdot \frac{1}{\lambda_r} \cdot \frac{1}{R_r} = \sqrt{\frac{Q}{R_r}} \quad (18)$$

여기서, L_∞ 는 수렴된 칼만 이득을 나타낸다. (15)에 (18)의 결과를 대입하고 정리하면 DLL의 DCO 입력을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= \hat{\rho} = F\hat{x} + L(z - H\hat{x}) \\ &= 0 \cdot \hat{\tau} + L(\tau - 1 \cdot \hat{\tau}) = L e_r \quad (\because e_r = \tau - \hat{\tau}) \end{aligned} \quad (19)$$

• DLL DCO

$$\hat{\tau}(s) = \frac{1}{\lambda_r} \hat{\rho}(s) = \frac{1}{\lambda_r} L_\infty e_r(s) = \left(\frac{1}{\lambda_r} \sqrt{\frac{Q}{R_r}} \right) e_r(s) \quad (20)$$

(20)에서 코드지연 오차를 양변에 나누어주면 전달함수를 구할 수 있다. 아래의 (21)은 칼만필터를 이용해서 설계한 DLL 루프필터의 전달함수로서, P 제어를 기반으로 설계한 루프필터의 전달함수와 동일하게 상수로 나타난다. 루프필터 이득은 (21)과 같이 고정잡음과 측정잡음의 공분산과 코드 파장으로 표현된다.

• DLL 루프필터 전달함수

$$F_r(s) = \frac{\hat{\tau}(s)}{e_r(s)} = \frac{1}{\lambda_r} \sqrt{\frac{Q}{R_r}} \quad (21)$$

1.1.2 PLL

PLL은 측정치를 반송파 위상으로 정의함으로써 설계할 수 있다. 아래는 PLL의 측정 방정식을 나타낸다.

$$z_\phi = \phi = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} x + v_\phi, \quad v_\phi \sim N(0, R_\phi) \quad (22)$$

DLL 설계과정과 동일하게 칼만 필터를 적용하면 수렴된 공분산과 칼만 이득 그리고 1차 PLL의 DCO 입력과 전달함수를 구할 수 있다. 아래에 계산 결과를 나타내었다. (24)는 1차 PLL의 전달함수를 나타낸 것으로 1차 루프필터 즉 P 제어기의 전달함수와 동일하다.

• 공분산

$$P = \frac{\lambda_\phi}{2\pi} \sqrt{QR_\phi} \quad (23)$$

• 칼만 이득

$$L_\infty = \sqrt{\frac{Q}{R_\phi}} \quad (24)$$

• PLL DCO

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{\rho}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} L_\infty e_\phi(s) = \left(\frac{2\pi}{\lambda_\phi} \sqrt{\frac{Q}{R_\phi}} \right) e_\phi(s) \quad (25)$$

• PLL 루프필터 전달함수

$$F_\phi(s) = \frac{\hat{\phi}(s)}{e_\phi(s)} = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \sqrt{\frac{Q}{R_\phi}} \quad (26)$$

1.1.3 DLL/PLL

DLL/PLL 통합추적루프는 측정치를 코드지연과 반송파 위상으로 정의해서 설계한다. 측정 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z &= \begin{bmatrix} z_r \\ z_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\lambda_r \\ 2\pi/\lambda_\phi \end{bmatrix} x + v, \quad v \sim N(0, R) \\ R &= \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_\phi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

여기서, R_r 와 R_ϕ 는 코드지연과 반송파 위상의 측정잡음의 공분산을 나타낸다.

(13)과 (27)에 의해 정의된 시스템에 칼만 필터를 적용하고 정리하면 수렴한 공분산과 칼만 이득을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

• 공분산

$$P = \sqrt{\frac{QR_r R_\phi \lambda_r^2 \lambda_\phi^2}{R_\phi R_\phi^2 + 4\pi^2 R_r \lambda_r^2}} \quad (28)$$

• 칼만 이득

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{\lambda_r R_r} \sqrt{\frac{QR_r R_\phi \lambda_r^2 \lambda_\phi^2}{R_\phi R_\phi^2 + 4\pi^2 R_r \lambda_r^2}} \\ L_2 &= \frac{1}{\lambda_\phi R_\phi} \sqrt{\frac{QR_r R_\phi \lambda_r^2 \lambda_\phi^2}{R_\phi R_\phi^2 + 4\pi^2 R_r \lambda_r^2}} \end{aligned} \quad (29)$$

계산된 칼만 이득을 (15)에 대입해서 정리하면 아래와 같다.

$$\dot{\hat{x}}(s) = \hat{\rho} = L_1 e_r + L_2 e_\phi \quad (30)$$

(30)을 코드와 반송파 파장으로 각각 나누면 코드와 반송파 DCO 입력을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

DLLDCO 입력

$$\hat{\tau}(s) = \hat{x}(s) \frac{1}{\lambda_r} = \frac{L_1}{\lambda_r} e_r(s) + \frac{L_2}{\lambda_r} e_\phi(s) \quad (31)$$

• PLL DCO 입력

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{x}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} L_1 e_r(s) + \frac{2\pi}{\lambda_\phi} L_2 e_\phi(s) \quad (32)$$

(31)과 (32)를 보면 코드와 반송파 추적루프가 서로에게 도움

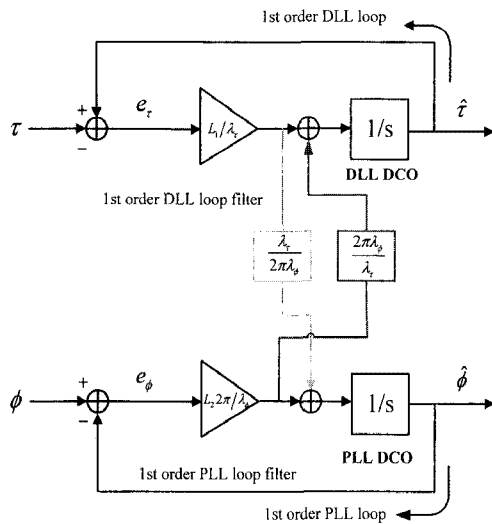


그림 4. 1차 DLL/1차 PLL 통합루프필터.
Fig. 4. 1st order DLL/ 1st order PLL combined loop filter.

정보를 주는 형태로 되어있다.

칼만필터를 기반으로 하여 설계된 통합 DLL/PLL를 그림 4에 나타내었다. 위 식을 정리하면 도움정보의 변화요소가 코드와 반송파 파장의 비율로 표현됨을 알 수 있다.

2. 의사거리 변화율이 랜덤 워크인 시스템

이 시스템은 아래의 (33)과 같이 의사거리 변화율의 변화율이 랜덤워크 모델로 표현된다. II장에서 언급한 것처럼 의사거리의 변화율이 랜덤워크인 경우에는 신호추적을 위해 DLL과 PLL을 이용한 통합추적루프를 사용하거나 DLL과 FLL기반의 PLL을 이용한 통합추적루프를 사용한다. 칼만필터로 이를 구현하기 위해 먼저 시스템방정식을 정의하고, DLL/PLL과 DLL/PLL/FLL 통합추적루프 설계기법에 대해서 설명한다. 상태변수를 의사거리와 의사거리의 변화율로 정의하면 동적 방정식은 다음과 같이 나타내어진다.

- 시스템 모델

$$\ddot{\rho} = w \tag{33}$$

- 상태변수

$$x \triangleq [\rho \quad \dot{\rho}]^T \tag{34}$$

- 동적 방정식

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\rho} \\ \ddot{\rho} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho \\ \dot{\rho} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w, \quad w \sim N(0, Q) \tag{35}$$

2.1 DLL/PLL 통합추적루프

먼저 DLL과 PLL 각각의 루프필터 설계에 대해 설명하고, DLL/PLL 통합추적루프를 설계한다.

2.1.1 DLL

DLL의 측정 방정식은 아래와 같이 정의한다.

$$z_r = \tau = [1/\lambda_r \quad 0]x + v_r, \quad v_r \sim N(0, R_r) \tag{36}$$

(35)와 (36)의 시스템에 칼만 필터를 적용하여 DLL을 설계한다. 정상상태에서 칼만 이득과 공분산을 아래의 (37)와 같이 정의하고, 정리하면 칼만 이득과 공분산 그리고 DLL의 DCO

입력과 전달함수를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_x = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12} & P_{22} \end{bmatrix}, \quad L_x = [L_1 \quad L_2]^T \tag{37}$$

- 공분산

$$P_{11} = \sqrt{2} \lambda_r^{\frac{3}{2}} Q^{\frac{1}{4}} R_r^{\frac{3}{4}}, \quad P_{12} = \lambda_r (QR_r)^{\frac{1}{2}} \tag{38}$$

$$P_{22} = \sqrt{2} \lambda_r^{\frac{5}{2}} Q^{\frac{3}{4}} R_r^{\frac{5}{4}}$$

- 칼만 이득

$$L_1 = \sqrt{2} (\lambda_r)^{\frac{1}{2}} (Q/R_r)^{\frac{1}{4}}, \quad L_2 = (Q/R_r)^{\frac{1}{2}} \tag{39}$$

- DLL DCO 입력

$$\hat{\tau}(s) = \frac{1}{\lambda_r} \left(L_1 + \frac{L_2}{s} \right) e_r(s) \tag{40}$$

- DLL 루프필터 전달함수

$$F_r(s) = \frac{\hat{\tau}(s)}{e_r(s)} = \frac{1}{\lambda_r} \left(L_1 + \frac{L_2}{s} \right) \tag{41}$$

(41)은 DLL의 전달함수를 나타낸 것으로 PI 제어기의 전달함수와 동일함을 알 수 있다. 즉 이 시스템은 2차 DLL이 된다. PI 제어기 기반의 통합추적루프에서는 1차 DLL이 사용되었는데 본 설계 기법에서 DLL의 차수가 다른 이유는 IV장에서 설명될 것이다. 루프필터의 계수는 칼만 이득 즉 공정잡음과 측정잡음에 의해서 계산된다.

2.1.2 PLL

PLL의 측정치를 반송파 위상으로 정의하면 측정 방정식은 아래와 같이 표현된다.

$$z_\phi = \phi = [2\pi/\lambda_\phi \quad 0]x + v_\phi, \quad v_\phi \sim N(0, R_\phi) \tag{42}$$

이 시스템에 칼만필터를 적용하고, 정리하면 칼만 이득과 공분산 그리고 DCO 입력과 전달함수는 아래와 같이 계산된다. PLL도 DLL과 동일하게 PI 제어기 형태로 전달함수가 표현된다.

- 공분산

$$P_{11} = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_\phi}{\pi} \right)^{\frac{3}{2}} Q^{\frac{1}{4}} R_\phi^{\frac{3}{4}}, \quad P_{12} = \frac{\lambda_\phi}{2\pi} (QR_\phi)^{\frac{1}{2}} \tag{43}$$

$$P_{22} = \frac{1}{4} \left(\frac{\lambda_\phi}{\pi} \right)^{\frac{5}{2}} Q^{\frac{3}{4}} R_\phi^{\frac{5}{4}}$$

- 칼만 이득

$$L_1 = (\lambda_\phi/\pi)^{\frac{1}{2}} (Q/R_\phi)^{\frac{1}{4}}, \quad L_2 = (Q/R_\phi)^{\frac{1}{2}} \tag{44}$$

- PLL DCO 입력

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_1 + \frac{L_2}{s} \right) e_\phi(s) \tag{45}$$

- PLL 루프필터 전달함수

$$\frac{\hat{\phi}(s)}{e_{\phi}(s)} = \frac{2\pi}{\lambda_{\phi}} \left(L_1 + \frac{L_2}{s} \right) \quad (46)$$

2.1.3 DLL/PLL

측정 방정식을 (47)과 같이 정의하면 DLL/PLL 통합추적루프를 설계할 수 있다.

$$z = \begin{bmatrix} z_r \\ z_{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\lambda_r & 0 \\ 2\pi/\lambda_{\phi} & 0 \end{bmatrix} x + v, \quad v \sim N(0, R) \quad (47)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_{\phi} \end{bmatrix}$$

동일하게 칼만필터를 적용하면 공분산과 칼만이득 그리고 DCO 입력은 다음과 같이 표현된다.

- 공분산

$$P_{11} = \sqrt{2} a^{\frac{3}{4}} Q^{\frac{1}{4}}, \quad P_{12} = Q^{\frac{1}{4}} a^{\frac{1}{2}} \quad (48)$$

$$P_{22} = \sqrt{2} a^{-\frac{1}{4}} Q^{\frac{3}{4}}$$

$$a = (1/R_r \lambda_r^2 + 4\pi^2/R_{\phi} \lambda_{\phi}^2)$$

- 칼만 이득

$$L_{\infty} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_r \lambda_r} P_{11} & \frac{2\pi}{R_{\phi} \lambda_{\phi}} P_{11} \\ \frac{1}{R_r \lambda_r} P_{12} & \frac{2\pi}{R_{\phi} \lambda_{\phi}} P_{12} \end{bmatrix} \quad (49)$$

- DLL DCO 입력

$$\hat{\tau}(s) = \frac{1}{\lambda_r} \hat{x}_1(s) \quad (50)$$

$$= \frac{1}{\lambda_r} \left(L_{11} + \frac{L_{21}}{s} \right) e_r(s) + \frac{1}{\lambda_r} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_{\phi}(s)$$

- PLL DCO 입력

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_{\phi}} \hat{x}_1(s) \quad (51)$$

$$= \frac{2\pi}{\lambda_{\phi}} \left(L_{11} + \frac{L_{21}}{s} \right) e_r(s) + \frac{2\pi}{\lambda_{\phi}} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_{\phi}(s)$$

(50)과 (51)을 보면 코드와 반송파 추적루프가 서로 도움정보를 주고 있으며 각각 2차 루프필터 구조를 갖고 있다.

2.2 DLL/PLL/FLL 통합추적루프

일반적으로 DLL/PLL 통합루프필터를 이용하는 것보다는 DLL/PLL/FLL 통합루프필터를 이용하는 것이 더 좋은 성능을 제공하는 것으로 알려져 있다. 이를 구현하기 위해 먼저 칼만필터 기반으로 FLL을 설계하고, 이후 PLL/FLL 통합루프필터를 설계한다. 마지막으로 DLL/PLL/FLL 통합추적루프를 설계한다.

2.2.1 FLL

FLL은 상태변수를 의사거리의 변화율로 정의하고 측정치

를 주파수 오차로 정의함으로써 설계한다. 시스템 방정식은 아래와 같다.

- 상태변수

$$x = \dot{\rho} \quad (52)$$

- 측정 방정식

$$z_f = f = \frac{1}{\lambda_f} x + v_f, \quad v_f \sim N(0, R_f) \quad (53)$$

위 시스템에 칼만 필터를 적용하면 아래와 같은 결과를 얻을 수 있다.

- 공분산

$$P = \lambda_f \sqrt{Q R_f} \quad (54)$$

- 칼만 이득

$$L_{\infty} = \sqrt{\frac{Q}{R_f}} \quad (55)$$

- FLL DCO 입력

$$\hat{f}(s) = \frac{1}{\lambda_f} L e_f(s) \quad (56)$$

- FLL 루프필터 전달함수

$$\frac{\hat{f}(s)}{e_f(s)} = \frac{1}{\lambda_f} L_{\infty} \quad (57)$$

(57)은 FLL의 전달함수를 나타낸 것으로 P 제어기 즉 1차 FLL로 표현된 것을 알 수 있다. 동일한 시스템에 대해서 PLL은 2차 PLL로 표현되었지만, FLL이 1차로 표현된 것은 주파수와 위상이 미분 관계에 있기 때문이다.

2.2.2 PLL/FLL

반송파의 위상과 주파수를 측정치로 사용하여 PLL/FLL 통합루프필터를 설계할 수 있다. 측정식은 아래와 같이 나타내었다.

$$z = \begin{bmatrix} z_{\phi} \\ z_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\pi/\lambda_{\phi} & 0 \\ 0 & 1/\lambda_f \end{bmatrix} x + v, \quad v \sim N(0, R) \quad (58)$$

$$R = \begin{bmatrix} R_{\phi} & 0 \\ 0 & R_f \end{bmatrix}$$

칼만필터에 적용하고 정리하면 공분산, 칼만 이득 그리고 DCO 입력은 아래와 같이 나타내어진다.

- 공분산

$$2P_{12} = \frac{4\pi^2}{R_{\phi} \lambda_{\phi}^2} P_{11}^2 + \frac{1}{R_f \lambda_f^2} P_{12}^2 \quad (59)$$

$$P_{22} = \frac{4\pi^2}{R_{\phi} \lambda_{\phi}^2} P_{11} P_{12} + \frac{1}{R_f \lambda_f^2} P_{12} P_{22}$$

$$q = \frac{4\pi^2}{R_{\phi} \lambda_{\phi}^2} P_{12}^2 + \frac{1}{R_f \lambda_f^2} P_{22}^2$$

- 칼만 이득

$$L_c = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2\pi}{R_\phi \lambda_\phi} P_{11} & \frac{1}{R_f \lambda_\phi} P_{12} \\ \frac{2\pi}{R_\phi \lambda_\phi} P_{12} & \frac{1}{R_f \lambda_\phi} P_{22} \end{bmatrix} \quad (60)$$

• PLL DCO 입력

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(s) &= \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{x}(s) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{11} + \frac{L_{21}}{s} \right) e_\tau(s) + \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_f(s) \end{aligned} \quad (61)$$

PLL DCO 입력식 (61)은 2차 PLL과 1차 FLL이 결합된 구조이다. (53)에 나타난 것과 같이 FLL은 의사거리의 변화율은 추정이 가능하지만 의사거리는 추정할 수 없다. 따라서 의사거리 추정과 관련이 있는 칼만 이득 L12는 0에 가까운 값이 되어 무시할 수 있다. (61)은 아래와 같이 다시 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(s) &= \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{x}(s) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{11} + \frac{L_{21}}{s} \right) e_\tau(s) + \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \frac{L_{22}}{s} e_f(s) \end{aligned} \quad (62)$$

(62)는 (9)와 같이 1차 FLL 기반의 2차 PLL 구조로 나타내어진다.

2.2.3 DLL/PLL/FLL

DLL/PLL/FLL 통합추적루프는 측정치를 코드지연, 반송파 위상 그리고 반송파 주파수로 정의함으로써 설계한다. 측정방정식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} z &= \begin{bmatrix} z_\tau \\ z_\phi \\ z_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau \\ \phi \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\lambda_r & 0 \\ 2\pi/\lambda_\phi & 0 \\ 0 & 1/\lambda_\phi \end{bmatrix} x + v, v \sim N(0, R) \\ R &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_\phi & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (63)$$

칼만필터에 적용 후 식을 정리하면 공분산, 칼만 이득 그리고 DLL과 PLLDCO 입력은 다음과 같이 나타내어진다.

• 공분산

$$\begin{aligned} 2P_{12} &= \frac{P_{11}^2}{R_r \lambda_r^2} + \frac{4\pi^2 P_{11}^2}{R_\phi \lambda_\phi^2} + \frac{P_{12}^2}{R_f \lambda_\phi^2} \\ P_{22} &= \frac{P_{11} P_{12}}{R_r \lambda_r^2} + \frac{4\pi^2 P_{12} P_{22}}{R_\phi \lambda_\phi^2} + \frac{P_{12} P_{22}}{R_f \lambda_\phi^2} \\ q &= \frac{P_{12}^2}{R_r \lambda_r^2} + \frac{4\pi^2 P_{12}^2}{R_\phi \lambda_\phi^2} + \frac{P_{22}^2}{R_f \lambda_\phi^2} \end{aligned} \quad (64)$$

• 칼만 이득

$$\begin{aligned} L &= \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} P_{11}/R_r \lambda_r & 2\pi P_{11}/R_\phi \lambda_\phi & P_{12}/R_f \lambda_\phi \\ P_{11}/R_r \lambda_r & 2\pi P_{12}/R_f \lambda_\phi & P_{22}/R_f \lambda_\phi \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (65)$$

• DLL DCO 입력

$$\begin{aligned} \hat{\tau}(s) &= \frac{1}{\lambda_r} \hat{x}_1(s) \\ &= \frac{1}{\lambda_r} \left(L_{11} + \frac{L_{21}}{s} \right) e_\tau(s) + \frac{1}{\lambda_r} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_\phi(s) \\ &\quad + \frac{1}{\lambda_r} \frac{L_{23}}{s} e_f(s) \end{aligned} \quad (66)$$

• PLL DCO 입력

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(s) &= \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{x}_1(s) \\ &= \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{11} + \frac{L_{21}}{s} \right) e_\tau(s) + \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_\phi(s) \\ &\quad + \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \frac{L_{23}}{s} e_f(s) \end{aligned} \quad (67)$$

V. 성능 비교

이 장에서는 공분산 해석기법과 통합추적루프의 칼만 이득 비교를 통해서 III장과 IV에서 설계된 통합추적루프들의 성능을 상호 비교한다.

1. 의사거리가 랜덤워크인 시스템

1.1 DLL/PLL 통합추적루프

DLL/PLL 통합추적루프의 수렴된 공분산을 나타내는 (28)에서 근호 안의 분모를 보면 코드의 측정잡음과 파장이 반송파 보다 100배 이상 크므로 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P &= \sqrt{\frac{QR_r R_\phi \lambda_r^2 \lambda_\phi^2}{R_\phi \lambda_\phi^2 + 4\pi^2 R_r \lambda_r^2}} = \frac{\lambda_\phi}{2\pi} \sqrt{QR_\phi} \\ (\because r_\phi \lambda_\phi^2 \ll 4\pi^2 r_r \lambda_r^2) \end{aligned} \quad (68)$$

(68)를 보면 근사화된 결과가 1차 PLL의 수렴된 공분산 (23)과 동일함을 알 수 있다. 이 사실을 통해 1차 DLL과 PLL 그리고 통합 DLL/PLL의 수렴한 공분산의 크기를 비교하면 (69)와 같은 결과를 얻을 수 있다. 단, 이 결과는 세가지 경우에 Q 즉 측정잡음의 공분산이 동일하다는 가정일 때 성립한다. PLL과 DLL의 공분산은 DLL의 측정잡음과 파장이 크므로 두 번째 부등호가 성립한다.

$$\begin{aligned} P_{DLL/PLL} &< P_{PLL} < P_{DLL} \\ &= \sqrt{\frac{QR_r R_\phi \lambda_r^2 \lambda_\phi^2}{R_\phi \lambda_\phi^2 + 4\pi^2 R_r \lambda_r^2}} < \frac{\lambda_\phi}{2\pi} \sqrt{QR_\phi} < \lambda_r \sqrt{QR_r} \end{aligned} \quad (69)$$

일반적인 추적루프에서 코드와 반송파 추적루프를 결합해서 사용할 경우 그림 3과 같이 코드 추적루프에서만 반송파 추적루프의 도움정보를 이용한다. 반면에 칼만 필터를 기반으로 하여 설계된 루프필터는 그림 4와 같이 서로 도움정보를 주고 받는다. 이러한 이유를 분석하기 위해서 DLL과 PLL의 DCO 입력 식에 대해서 코드와 위상오차의 계수 크기를 비교하였다. 비교를 위해서 측정잡음 공분산의 크기를 아래와 같이 가정하였다.

$$r_r = 1540r_\phi \quad (70)$$

먼저 DLL의 DCO 입력식 (31)의 계수를 비교하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{L_1}{\lambda_r} e_r : \frac{L_2}{\lambda_\phi} e_\phi &= L_1 e_r : L_2 e_\phi = \frac{1}{\lambda_r} e_r : \frac{1}{\lambda_\phi} e_\phi \\ &= \frac{1}{1540^2} e_r : 2\pi e_\phi = \frac{e_r}{1540^2} : \frac{2\pi}{1540} (1540 e_\phi) \\ &= \frac{1}{1540} : 2\pi (\because e_r \approx 1540 e_\phi) \end{aligned} \quad (71)$$

위 결과로부터 반송과 오차의 계수가 더 큰 값을 가지므로 DLL에 반송과 도움정보가 큰 영향을 주어 정확한 코드 추적이 가능함을 알 수 있었다. 마찬가지로 PLL에 대해서 DCO 입력의 계수를 비교하면 (71)과 동일한 결과를 얻을 수 있다. 이 사실로부터 위상 추적루프에 입력되는 코드 도움정보는 반송과 정보의 크기보다 약 1000배 작으므로 그 영향이 거의 없으므로 무시할 수 있다. 실제 수신기에서는 이와 같은 이유로 반송과 추적루프에 대한 코드 도움 정보가 없음을 확인하였다. 위 결과를 이용하면 1차 DLL/ 1차 PLL 통합추적루프의 PLLDCO 입력식 (32)는 아래와 같이 나타내어진다.

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} L_2 e_\phi(s) \quad (72)$$

(31)과 (72)를 보면 일반적인 신호추적루프의 결합된 DLL/ PLL의 DCO 입력식 (5)와 (6)의 동일함을 알 수 있다.

2. 의사거리 변화율이 랜덤워크인 시스템

2.1 DLL/PLL 통합추적루프

1차 통합 DLL/PLL과 같이 코드와 반송파 DCO 입력식에서 각 오차의 계수를 비교하였다. (50)과 (51)에서 칼만 이득 L_{11} 과 L_{12} 그리고 L_{21} 과 L_{22} 를 각각 비교해보면 1차 통합 DLL/PLL과 동일한 크기의 비율이 된다. 먼저 (50)에서 코드에 의한 의사거리 변화율의 추적항인 L_{21} 은 반송파에 의한 의사거리 변화율의 추적항보다 크기가 상대적으로 매우 작으므로 무시할 수 있다. 따라서 (50)은 아래와 같이 2차 PLL 도움 방식의 1차 DLL 구조로 간략화 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{t}(s) &= \frac{1}{\lambda_r} \hat{x}_1(s) \\ &= \frac{1}{\lambda_r} L_{11} e_r(s) + \frac{1}{\lambda_r} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_\phi(s) \end{aligned} \quad (73)$$

(51)에서는 코드에 의한 도움정보의 영향을 무시할 수 있으므로 2차 PLL로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{x}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_\phi(s) \quad (74)$$

위 결과로부터 칼만필터를 기반으로 한 2차 통합 DLL/ PLL 추적루프가 2차 PLL 도움방식의 1차 DLL로 해석됨을 알 수 있다. 이것은 일반적인 PI 제어기 기반의 통합추적루프 설계 결과와 일치한다.

2.2 PLL/FLL 통합추적루프

2차 통합 PLL/FLL에 의한 반송파 DCO 입력식 (62)는 (9)와 같이 1차 FLL 보조의 2차 PLL 구조와 동일한 구조로 표

현이 된다.

2.3 DLL/PLL/FLL 통합루프필터

위의 2차 DLL/PLL과 2차 PLL/FLL의 결과를 정리하면 2차 통합 DLL/PLL/FLL은 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} \hat{t}(s) &= \frac{1}{\lambda_r} \hat{x}_1(s) \\ &= \frac{1}{\lambda_r} L_{11} e_r(s) + \frac{1}{\lambda_r} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_\phi(s) + \frac{1}{\lambda_r} \frac{L_{23}}{s} e_f(s) \end{aligned} \quad (75)$$

$$\hat{\phi}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \hat{x}(s) = \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \left(L_{12} + \frac{L_{22}}{s} \right) e_\phi(s) + \frac{2\pi}{\lambda_\phi} \frac{L_{23}}{s} e_f(s) \quad (76)$$

먼저 (75)은 1차 DLL에 1차 FLL 보조의 2차 PLL 도움방식임을 알 수 있다. (76)은 1차 FLL 보조의 2차 PLL로 나타내어진다. 위 사실들로부터 PI 제어기를 이용한 일반적인 통합추적루프가 칼만필터 기반의 통합추적루프와 거의 등가임을 알 수 있다.

3. 칼만필터 기반의 통합추적루프 설계의 장점

성능비교 및 분석을 통하여 칼만필터를 기반으로 한 통합추적루프와 기존의 PI 제어기 기반의 통합추적루프가 동가가됨을 확인하였다. 칼만필터 기반의 통합추적루프는 잘 정립된 필터이론을 이용할 수 있는 장점이 있다. 예를 들어 적응필터(adaptive filter) 기법을 이용하면 공분산이나 칼만 이득을 변화시켜서 항체의 동특성에 대응할 수 있다. 이것은 마치 PI 제어기 기반의 통합추적루프에서 잡음대역폭의 크기를 조절하여 항체의 동특성에 대응하는 것과 동일한 방법이다. 잡음대역폭이 조절됨에 따라서 더 강인한 통합추적루프를 구현할 수 있으며, 입력되는 잡음을 줄여서 성능을 향상시킬 수 있기 때문이다. 이와 함께 칼만필터 기반의 통합추적루프 설계의 장점은 동일 위성의 다중 주파수 또는 다중 위성신호를 함께 고려할 수 있다는 점이다. 예를 들어 향후 이용 가능한 L2C 신호는 L1 신호와 동일한 위성에서 신호를 송신하므로 의사거리와 의사거리 변화율은 동일하다. 따라서 측정방정식에 각 신호 정보를 추가함으로써 필터를 구성하면 더 정확한 신호 추적이 가능하다. Galileo, GLONASS 그리고 Compass와 같은 다양한 위성항법시스템의 신호에 대해서도 상태변수와 측정 방정식을 추가함으로써 결합할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 칼만필터를 기반으로 하는 GPS 통합추적루프를 제안하였다. 각 추적루프의 DCO 입력 값을 비교함으로써, 일반적인 PI 제어기 기반의 통합추적루프와 칼만필터를 기반으로 설계한 통합추적루프의 성능을 비교 및 분석하였다.

먼저 칼만필터를 기반으로 PLL과 DLL를 통합하여 설계한 경우, 서로 도움정보를 주는 구조로 나타났다. 하지만 DLL에서 PLL로 주는 도움정보의 영향이 PLL에서는 미미한 것으로 나타났으며, 이는 일반적인 신호 추적루프에서 PLL이 DLL의 도움정보를 사용하지 않는 이유를 설명해준다. 반대로 PLL에서 DLL로 도움정보를 주는 경우, PLL의 도움정보의 영향이 DLL의 정보보다 크게 나타났다. 이와 같은 이유로 DLL에서는 PLL로부터 도움정보를 받는 경우 1차 DLL로 설계된다. 칼만필터를 기반으로 PLL과 FLL를 함께 설계하는

경우에는 PLL과 FLL의 루프필터가 동일한 차수를 갖는다. 하지만 주파수 측정치를 이용해서 의사거리를 추정할 수 없으므로 FLL은 PLL보다 한 차수 낮은 루프필터로 설계되었다. 이것은 일반적인 신호 추적루프와 동일한 결과이다.

칼만필터를 기반으로 신호추적루프를 설계하면 기존의 이론적으로 잘 정립된 칼만필터 이론을 이용할 수 있어 더 강인하고 정확한 신호추적이 가능하다. 또한 향후 이용 가능한 다양한 위성신호들을 상태변수와 측정 방정식에 추가함으로써 쉽게 결합할 수 있다.

참고문헌

[1] G. I. Jee, "GNSS receiver tracking loop optimization for combined phase, frequency and delay locked loops," *Proceedings of ENC 2005*, May 2005.
 [2] M. L. Psiaki, "Attitude sensing using a global-positioning-system antenna on a turntable," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 24, no. 3, pp. 477-481, May-June 2001.
 [3] M. L. Psiaki, "Smoother-based GPS signal tracking in a

software receiver," *Proceeding of ION GPS*, 2001.
 [4] M. L. Psiaki and H. Jung, "Extended Kalman filter methods for tracking weak GPS signals," *Proceeding of ION GPS*, 2002.
 [5] C. Yang, "GPS signal tracking with Kalman filter based on joint code delay and carrier phase and frequency error discriminator," *proceeding of ION Annual Meeting*, 2004.
 [6] D. J. Jwo, "Optimisation and sensitivity analysis of GPS receiver tracking loops in dynamic environments," *IEE Proc.-Radar, Sonar Navigation*, vol. 148, no. 4, pp. 241-250, August 2001.
 [7] E. D. Kaplan Eds., *Understanding GPS Principle and Application*, Artech House, 1996.
 [8] Parkinson, B.W. and Spilker, J.J. Jr., "Global Positioning System: Theory and Applications," *American Institute of Aeronautics and Astronautics*, pp. 245-327, Washington, 1996.
 [9] 고선준, 실시간 소프트웨어 GPS 수신기의 설계와 최적화에 관한 연구, 박사학위논문, 아주대학교, 2006.
 [10] R. G. Brown and P. Y. C. Hwang, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, 3rd Edition, J. Wiley & Sons, New York pp.264-270, 1997.



송종화

2005년 아주대학교 전자공학부(공학사). 2007년 아주대학교 전자공학부(공학석사). 2007년~현재 건국대학교 대학원 전자정보통신공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 GNSS 수신기 신호처리, GNSS/INS 결합 항법, SLAM, GNSS RTK, 자율

이동 로봇.



지규인

1982년 서울대학교 제어계측공학과(공학사). 1984년 서울대학교 제어계측공학과(공학석사). 1989년 Case Western Reserve Univ. System and Control Engineering (공학박사). 1992년~현재 건국대학교 전자공학부 교수. 관심분야는 GPS/INS 결합항

법, GPS 수신기 신호처리, 무선측위, 소프트웨어 GPS, GPS anti-jamming.



김광훈

1996년 중앙대학교 제어계측공학과(공학사). 1999년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사). 2006년 서울대학교 전기컴퓨터공학부(공학박사). 2007년~현재 건국대학교 전자공학부 교수 BK21 연구교수. 관심분야는 관성항법

시스템, GPS 수신기 신호처리, 다중센서 복합항법시스템.