

보완 필터의 상태 공간 표현식 유도 및 GPS/INS 수직채널 감쇄 루프 설계

State-Space Representation of Complementary Filter and Design of GPS/INS Vertical Channel Damping Loop

박 해 리*
(Haerhee Park)

Abstract : In this paper, the state-space representation of generalized complimentary filter is proposed. Complementary filter has the suitable structure to merge information from sensors whose frequency regions are complementary. First, the basic concept and structure of complementary filter is introduced. And then the structure of the generalized filter and its state-space representation are proposed. The state-space representation of complementary filter is able to design the complementary filter by applying modern filtering techniques like Kalman filter and H_∞ filter. To show the usability of the proposed state-space representation, the design of Inertial Navigation System(INS) vertical channel damping loop using Global Positioning System(GPS) is described. The proposed GPS/INS damping loop lends the structure of Baro/INS(Barometer/INS) vertical channel damping loop that is an application of complementary filter. GPS altitude error has the non-stationary statistics although GPS offers navigation information which is insensitive to time and place. Therefore, H_∞ filtering technique is selected for adding robustness to the loop. First, the state-space representation of GPS/INS damping loop is acquired. And next the weighted H_∞ norm proposed in order to suitably consider characteristics of sensor errors is used for getting filter gains. Simulation results show that the proposed filter provides better performance than the conventional vertical channel loop design schemes even when error statistics are unknown.

Keywords : complementary filter, state-space representation, robustness, H_∞ filter, GPS/INS vertical channel damping loop, GPS error

1. 서론

보완 필터는 서로 다른 주파수 대역의 정보를 측정하는 다중 센서 융합을 위한 가장 효과적인 방법 중의 하나이다. 선형 시불변 보완 필터의 전달함수는 필터의 이득에 의하여 결정되는 특정 주파수에 대하여 저역 필터 전달 함수와 보완 주파수 영역인 고역 필터 전달 함수로 안정적으로 분해될 수 있으므로 이러한 저역 및 고역 필터 전달 함수는 각 주파수 영역에 서로 다른 센서 정보를 사용하도록 배정할 수 있다. 따라서 특정 주파수에 대한 저주파수 대역에서 신호 특성이 좋은 센서는 저주파수 영역에서 사용되고, 고주파수 대역에서 신호 특성이 좋은 센서는 저주파수 대역의 보완 대역인 고주파수 대역에서 사용되도록 함으로써 효과적으로 센서를 융합할 수 있다[1].

보완 필터는 이러한 특징으로 인하여 통합 항법 시스템에서 여러 센서의 정보를 혼합하는 목적으로 주로 사용되고 연구되었으며, 다양한 예가 참고 문헌에 소개되어 있다[2-4]. 보완 필터는 적용되는 경우에 따라 다양한 방법으로 설계되었으나 대개 s-도메인에서 입력력의 전달 함수를 이용한 직관적인 방법이 사용되었으며 이보다 체계적인 설계법으로는 확률 칼만 필터 설계 기법이 적용된 예가 있다[5].

따라서 본 논문에서는 체계적인 보완 필터 설계를 위하여 필터 구조의 상태 공간 표현식을 유도하고자 한다. 이를 위하여 먼저 선형 시불변 보완 필터의 일반화된 구조를 소개한

다. 다음으로 일반화된 구조를 가상 시스템과 이에 대한 무방향 필터가 결합된 구조로 분석하고, 상태 공간 표현식을 유도한다. 보완 필터를 이와 같이 상태 공간에서 시스템 상태 방정식과 이에 대하여 설계된 필터 방정식으로 표현하면, 보완 필터 설계 시 현대 필터 설계 기법을 적용함으로써 체계적인 설계 과정을 얻을 수 있다.

이와 같이 제안한 보완 필터의 상태 공간 해석을 이용하여 GPS 정보를 기준값으로 하는 INS 수직채널 오차 보정 루프의 설계 방법을 제시한다. INS의 고도와 속도 출력은 중력 보상항 오차로 인하여 시간이 지남에 따라 발산하므로 정상적인 고도 및 속도 출력을 얻기 위하여 수직 채널을 보정하기 위한 감쇄 루프를 필요로 하며 기압 고도계, 전파 고도계 및 GPS 등을 이용한 통합 항법 시스템이 개발 및 운용되고 있다[3,4,9]. 본 논문에서는 보완 필터의 대표적인 응용인 Baro/INS 수직 채널 감쇄 루프 구조를 이용하여 기압 고도계 대신 GPS를 기준 센서로 사용하는 GPS/INS 수직 채널 감쇄 루프를 제안하고 그 설계법을 제시한다.

GPS는 시간과 공간에 대하여 민감도가 낮고 비교적 균일한 항법 정보를 제공하므로 매우 유용하나 GPS 고도 정보에는 비확률적 오차 특성이 나타나므로 확률적 최적화에 기반을 둔 기존의 Baro/INS 수직 채널 보정 루프 설계 방법은 GPS를 기준 고도 입력으로 사용하는 감쇄 루프 설계에 적절하지 않다[6-8].

그러므로 본 논문에서는 보완 필터의 상태 공간 해석에 H_∞ 필터 설계 기법을 적용하여 제안한 GPS/INS 수직 채널 감쇄 루프를 설계함으로써 강인성을 부여하고 가중 H_∞ 성

* 책임저자(Corresponding Author)

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

박해리 : 국방과학연구소(p_helen@hanmail.net)

능 지수를 제안함으로써 루프에 입력되는 센서 오차의 영향 또한 고려한다. 결과적으로 제안된 필터 설계 방법은 센서 오차의 확률적 양이나 모델을 요구하지 않으므로 비확률적 특성을 가진 센서 오차에 대하여 강인할 뿐만 아니라 오차들의 상대적 차이에 의한 영향도 고려할 수 있다. 시뮬레이션 결과는 높은 비확률적 GPS 오차를 포함한 극단적인 경우에도 제안된 필터가 적절한 성능을 보장함을 보여준다. 반면 기존의 방법들은 이러한 경우 심각하게 성능이 저하된다.

II장에서는 보완 필터의 구조 및 개념을 소개한다. III장에서 일반화된 보완 필터 구조와 상태 공간 표현식 유도 과정을 기술하며 IV장에서는 이를 바탕으로 GPS/INS 3차 수직 채널 오차 보정 루프의 상태 공간 표현식을 찾고 적절한 설계 기법을 적용하여 보완 필터를 설계한다. V장에서 시뮬레이션 결과를 제시하며, 마지막으로 VI장에서는 결론을 맺는다.

II. 보완 필터의 구조 및 개념

바이어스를 제거하는 기능을 가진 2차 보완 필터의 구조는 그림 1과 같다.

$u_r = \dot{v}_r$ 과 v_r 의 측정값인 u 와 v 에 포함된 외란을 u_d, v_d 라 하면, 두 입력은 다음 (1)과 같이 표현된다[1].

$$u = u_r + u_d, \quad v = v_r + v_d \tag{1}$$

u 와 v 에 대한 2차 보완 필터 구조를 그림 1과 같이 구현하면, x_1 에 대한 전달 함수는 다음 (2)와 같다.

$$x_1 = \frac{k_1s + k_2}{s^2 + k_1s + k_2}v + \frac{s}{s^2 + k_1s + k_2}u \tag{2}$$

위 (2)는 (1)과 $u_r = \dot{v}_r$ 임을 적용하면 다음 (3)과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$x_1 = (T_1(s) + T_2(s))v_r + \frac{k_1s + k_2}{s^2 + k_1s + k_2}v_d + \frac{s}{s^2 + k_1s + k_2}u_d \tag{3}$$

여기서, $T_1(s)$ 은 $(k_1s + k_2)/(s^2 + k_1s + k_2)$, $T_2(s)$ 은 $s^2/(s^2 + k_1s + k_2)$ 이다.

따라서, 위 보완 필터의 추정값 x_1 은 $(T_1(s) + T_2(s))v_r = v_r$ 인 본래의 신호 v_r 과 측정치에 포함되는 외란 u_d, v_d 에 관계된 항으로 구성된다. 위의 식에서, $T_1(s)$ 은 저역 주파수 통과 필터의 형태이므로, 저역 주파수 영역에서 보완 필터는

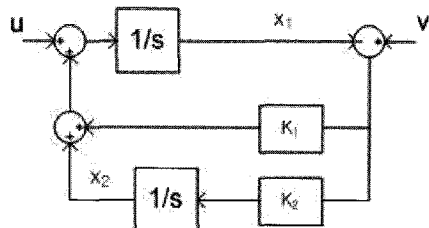


그림 1. 2차 보완 필터 구조.
Fig. 1. The structure of 2nd-order complementary filter with bias estimation.

추정값 v 에 포함된 신호 v_r 을 사용한다. 또한 $T_2(s) = I - T_1(s)$ 이므로 $T_1(s)$ 의 보완 주파수 영역에서는 $T_2(s)$ 에 의하여 측정값 u 에 포함된 신호 u_r 을 사용한다. 즉, 보완 필터는 두 개의 측정치로부터 얻는 신호 u_r, v_r 을 $T_1(s), T_2(s)$ 에 의하여 구분되는 저역 주파수 영역과 그 보완 주파수 영역에서 융합한다. 이는 두 종류의 센서가 존재할 경우 보완 주파수 영역에서 특성이 좋은 센서 정보를 적절히 혼합하여 결과적으로 좋은 정보를 얻을 수 있음을 의미한다. 또한, u_d 에 바이어스가 포함된 경우, $s/(s^2 + k_1s + k_2)$ 에 의하여 바이어스가 제거된다.

III. 보완 필터의 상태 공간 표현식

2차 보완 필터는 다음 그림 2과 같이 바이어스 제거 기능을 가진 $(n+1)$ 차 보완 필터 구조로 확장할 수 있다.

아래 그림 2에서와 같이 상태 변수를 정의하였을 때, 필터의 상태 방정식은 다음 (4)와 같이 표현된다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -K' & I_{n \times n} \\ -K_{n+1} & O_{1 \times n} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} O_{(n-1) \times 1} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} K' \\ K_{n+1} \end{bmatrix} v(t) \tag{4}$$

$$\hat{y}(t) = [1 \ 0 \ 0] x(t), \quad K' = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_n \end{bmatrix}$$

위 구조에서 입력 오차 u_d, v_d 는 $u = u_r + u_d, v = v_r + v_d$ 이고, 보완 필터는 선형성을 가지므로 중첩의 원리에 의하여 오차 모델에 대한 상태 변수를 $x_e(t)$ 라 할 때 오차 시스템은 다음 (5)와 같이 표현될 수 있다.

$$\dot{x}_e(t) = \begin{bmatrix} -K' & I_{n \times n} \\ -K_{n+1} & O_{1 \times n} \end{bmatrix} x_e(t) + \begin{bmatrix} O_{(n-1) \times 1} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_d(t) + \begin{bmatrix} K' \\ K_{n+1} \end{bmatrix} v_d(t) \tag{5}$$

$$\hat{x}_e(t) = A_e(t)x_e(t) + B_e(t) \begin{bmatrix} u_d(t) \\ v_d(t) \end{bmatrix}$$

$$K' = [K_1 \ K_2 \ \dots \ K_n]^T$$

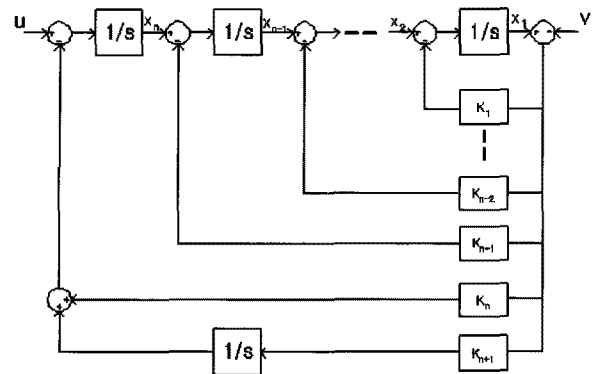


그림 2. 바이어스 제거 기능을 가진 일반화된 보완 필터 구조.
Fig. 2. The structure of generalized complementary filter with bias estimation.

(5)의 상태 방정식을 무편향 필터의 구조로 분석하기 위하여, 다음 (6)과 같은 선형 시스템을 고려하자.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_d(t) \\ y(t) = Cx(t) + v_d(t) \\ z(t) = Lx(t) \end{cases} \quad (6)$$

이 때, $x(t)$ 는 시스템의 상태 변수, $y(t)$ 는 시스템출력, $z(t)$ 는 추정하고자 하는 상태 변수의 선형합, 그리고 $u_d(t)$ 공정 잡음과 $v_d(t)$ 는 관측 잡음이다.

다음으로, (6)의 시스템에 대하여 설계된 전체 차수 필터는 다음 (7)과 같이 고려할 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = H\hat{x}(t) + Ky(t) \\ \hat{z}(t) = L\hat{x}(t) \end{cases} \quad (7)$$

필터의 상태변수 추정오차가 $x_e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ 로 기술된다면, 이는 오차 시스템의 상태 변수로 간주될 수 있으므로, 오차 시스템 방정식은 다음 (8)과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{x}_e(t) = Hx_e(t) + [B \quad K] \begin{bmatrix} u_d(t) \\ v_d(t) \end{bmatrix} + (A - H - KC)x(t) \quad (8)$$

설계하고자 하는 필터가 무편향이기 위한 조건은 다음 (9)와 같다.

$$H = A - KC \quad (9)$$

위의 조건을 적용하면 오차 시스템 방정식은 다음 (10)과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\dot{x}_e(t) = (A - KC)x_e(t) + [B \quad K] \begin{bmatrix} u_d(t) \\ v_d(t) \end{bmatrix} \quad (10)$$

(5)과 (10)로부터 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$A_e = A - KC = \begin{bmatrix} O_{n \times 1} & I_{n \times n} \\ 0 & O_{1 \times n} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_{n+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & O_{1 \times n} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$B_e = [B \quad K] = \begin{bmatrix} O_{(n-1) \times 1} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_{n+1} \end{bmatrix}$$

(11)의 결과로부터 (n+1)차 보완 필터는 다음 상태 방정식으로 표현되는 가상 시스템과 이 시스템에 대하여 설계된 무편향 필터로 표현이 가능하다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} O_{n \times 1} & I_{n \times n} \\ 0 & O_{1 \times n} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} O_{(n-1) \times 1} \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u_d(t) \\ y(t) &= [1 \quad O_{1 \times n}] x(t) + v_d(t) \\ z(t) &= Lx(t) \end{aligned} \quad (12)$$

IV. GPS/INS 3 차 수직채널 감쇄 루프 설계

1. 3차 Baro/INS 수직채널 감쇄 루프

INS는 가속도계로부터 측정된 가속도를 적분함으로써 속도와 위치 출력을 만들어낸다. 수직채널 가속도계는 플랫폼의 움직임으로 인하여 발생하는 가속도뿐만 아니라 중력도 함께 측정을 하기 때문에 수직채널 속도와 위치를 얻기 위해서는 가속도 측정치에 중력항을 보상해 주어야 한다. 그러나 중력항 보상을 위해 사용되는 중력 모델은 INS에 의하여 실측되는 중력과 차이가 있으므로, INS의 수직채널 고도는 오차가 누적되어 시간이 지남에 따라 결과적으로 발산하게 된다. 따라서, INS 수직채널 정보를 사용하기 위해서는 누적되는 오차를 보상하는 수직채널 안정화 루프를 필요로 한다. 일반적으로 기압 고도계 정보를 보정 기준 값으로 사용하는 3차 수직채널 안정화 루프(감쇄 루프)는 그림 3과 같다[4].

그림 3의 수직채널 감쇄 루프 시스템 동특성은 다음 (13)과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} \dot{h} = v_z - k_1(h - h_b) \\ \dot{v}_z = A_z + ch - k_2(h - h_b) - b_a \\ \dot{b}_a = k_3(h - h_b) \end{cases} \quad (13)$$

루프 설계 방법 중의 하나는 설계자의 경험에 의존한 시스템 극점 배치 방법이다. 이 방법에서 시스템 특성 방정식 (14)의 극점을 $s = -1/\tau$ 에 위치시킨다[4].

$$s^3 + k_1s^2 + (k_2 - c)s + k_3 = 0, \quad c = 2g_o/r_o \quad (14)$$

이 때, 필터의 이득은 다음 (15)와 같다.

$$k_1 = \frac{3}{\tau}, \quad k_2 = \frac{3}{\tau^2} + 2\frac{g_o}{r_o}, \quad k_3 = \frac{1}{\tau^3} \quad (15)$$

다른 설계 방법으로는 오차 모델을 사용하는 확률적 최적화 기법이 있으며, 이는 확률적 최적화 제어 이론에 기반하여 평균 제곱 속도 오차(mean-squared velocity error)를 최소화하는 최적 이득을 구하는 방법이다[8]. 최적 이득은 백색 잡음과 랜덤워크로 간주되는 오차의 분산(스펙트럼 밀도: spectral density) $Q_{a1}, Q_{a2}, Q_{b1}, Q_{b2}$ 로 표현된다. 기준 센서의 오차 스펙트럼 밀도가 비교적 클 때, 필터 이득과 극점은 다음과 같이 구할 수 있다.

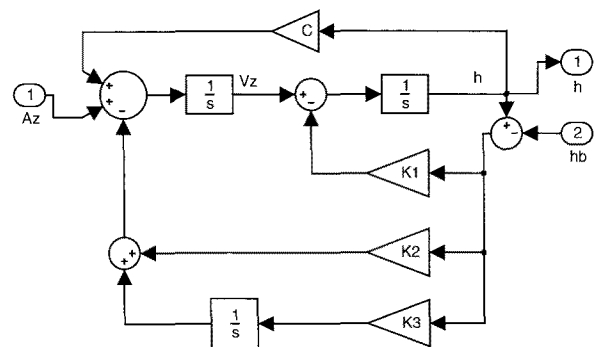


그림 3. 3차 Baro/INS 수직채널 감쇄 루프.
Fig. 3. 3rd order Baro/INS vertical damping loop.

$$\begin{aligned}
 k_1 &= -(p_1 + p_2 + p_3), \\
 k_2 &= c + p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_3 p_1, \quad k_3 = -p_1 p_2 p_3 \\
 p_1 &= -\sqrt{Q_{b2}/Q_{b1}}, \quad p_2 = p_3 = -\sqrt{c}
 \end{aligned} \tag{16}$$

확률적 최적화 방법에서 가속도와 외부 기준 센서 오차는 알려진 스펙트럼 밀도(spectral density)를 갖는 백색 잡음으로 모델링된다.

2. GPS/INS 수직채널 감쇄 루프 설계

GPS 고도를 사용하여 INS 수직채널을 안정화하는 루프를 설계하기 위하여 우리는 먼저 사용하고자 하는 3차 수직채널 감쇄 루프가 보완 필터의 구조로 해석됨을 살펴보고자 한다.

w_a 와 w_g 를 INS와 GPS의 외란으로 두면 그림 4의 오차 모델로부터 오차 시스템 동특성은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{h} \\ \delta \dot{v}_z \\ \delta \dot{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_1 & 1 & 0 \\ -K_2 + c & 0 & 1 \\ -K_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta h \\ \delta v_z \\ \delta a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -K_1 \\ 1 & -K_2 \\ 0 & -K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_a \\ w_g \end{bmatrix} \tag{17}$$

오차 동특성 방정식 (17)은 다음 (18)과 같이 상태 행렬을 표현하였을 때 주어진 시스템 (6)과 이에 대하여 설계된 필터가 결합된 구조와 동일하다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ c & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{18}$$

3차 수직채널 감쇄 루프의 적절한 설계 기법을 선택하기 위하여 오차의 특성을 살펴보자. 그림 5와 그림 6에서 보는 바와 같이 GPS는 대개 오차의 적절한 확률적 특성을 얻기가 어려우므로, GPS가 보정 기준 센서로 사용되는 경우 기존의 방법으로 감쇄 루프의 성능을 보장할 수 없다.

따라서, 오차의 비확률적 특성에도 강인한 보완 필터를 설계하기 위하여 H_∞ 필터 기법을 적용하면, 필터 설계 문제는 주어진 시스템 (6)과 잡음 감쇄 비 γ^2 에 대하여 다음 (19)로 표현되는 H_∞ 놈 제한 조건을 만족하는 H_∞ 필터를 설계함으로써 풀 수 있다.

$$\sup_{w_a, w_g \in L_2} \frac{\int e^T e dt}{\int w_a^T w_a dt + \int w_g^T w_g dt} < \gamma^2 \tag{19}$$

여기서, $e = \hat{z} - z = \hat{z} - Lx$ 이다.

그러나, 입력되는 두 개의 오차 분산의 상대적인 차이가 상당히 크다면 위의 제한 조건 식은 두 오차들의 영향을 적절히 반영할 수가 없으며 이는 결과적으로 필터 성능의 저하를 가져온다. 대개 w_g 가 w_a 보다 매우 크므로 이러한 문제를 해결하기 위하여 적절한 가중치 행렬 Q와 R을 사용하여 다음과 같은 가중 H_∞ 놈을 설계하고자 하는 필터의 성능 지수로 설정한다.

$$\sup_{w_a, w_g \in L_2} \frac{\int e^T e dt}{\int w_a^T Q^{-1} w_a dt + \int w_g^T R^{-1} w_g dt} < \gamma^2 \tag{20}$$

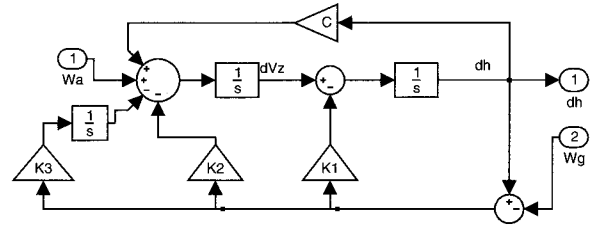


그림 4. GPS/INS 수직채널 안정화 루프의 오차 모델.
Fig. 4. Error model of GPS/INS vertical channel damping loop.

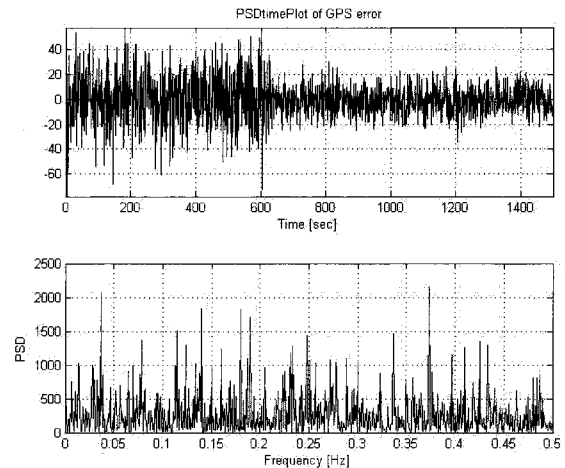


그림 5. GPS 오차의 power spectral density.
Fig. 5. Power spectral density of GPS error.

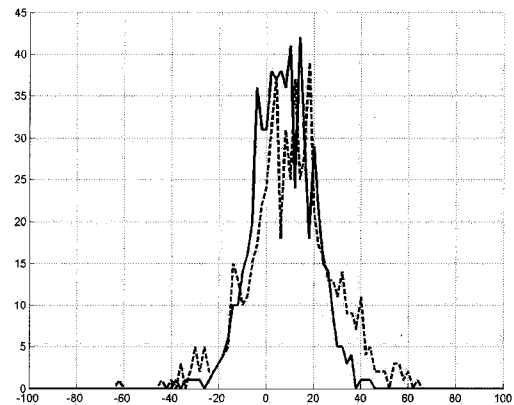


그림 6. GPS 오차의 확률 밀도 함수 예.
Fig. 6. Probability density function of GPS error.

위의 조건을 만족하는 무편향 H_∞ 필터의 이득은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$K = P_\infty C^T R^{-1} \tag{21}$$

이 때, 오차 공분산 행렬 P_∞ 는 리카티 방정식을 만족한다.

$$AP_\infty + P_\infty A + BQB^T - P_\infty C^T R^{-1} CP_\infty + \frac{1}{\gamma^2} P_\infty L^T LP_\infty = 0 \tag{22}$$

V. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션을 위하여 GPS 오차 모델을 포함한 GPS 시뮬레이터를 구현하고 INS 가속도계 출력에는 랜덤 오차를 모

델팅하여 수행하였다. 제안된 방법의 성능을 입증하기 위하여 제안된 필터 기법으로 설계한 결과와 기존의 방법인 극점 배치 방법[4] 및 확률적 최적화 방법[8]으로 설계한 결과를 비교하였다[4,8].

극점 배치 방법에서 시정수는 100, 확률적 최적화 방법에서 Q_{b1} 는 164.8이며, Q_{b2} 는 1.65이다. 또한 제안된 필터의 설계 변수는 다음과 같다.

$$Q=10^{-4}, R=1, L=[2 \ 0.5 \ 0], \gamma=2.11$$

세 가지 방법으로 설계된 필터의 이득은 표 1과 같다.

시간축에서 INS 가속도계의 오차와 GPS 오차가 표 2와 같은 크기를 갖는 경우에 대하여 시뮬레이션을 수행한 결과는 그림 7, 8과 같다. 모든 경우 랜덤워크 오차의 스펙트럼 밀도 (spectral density)는 $1.25 \times 10^{-8} m^2 s^{-5}$ 이다.

그림 9에서 GPS 오차는 약 0.001~0.01rad/sec에서 큰 값을 갖는다. 그런데 그림 10에서 보는 바와 같이 극점 배치법이나 확률적 최적화 기법으로 설계된 필터는 약 0.03 rad/sec 이하의 주파수 대역에서 높은 이득을 가지나 제안된 방법으로 설계된 필터는 비교적 낮은 이득을 갖는다. 따라서 그림 7과 8에서 다른 필터들의 추정 오차는 크게 나타나는 반면 제안된 필터의 추정 오차는 작게 나타난다. 또한 0.01rad/sec 이상의 고주파수 대역에서는 제안된 필터가 다른 필터보다 큰 이

표 1. 3가지 방법으로 설계된 필터들의 이득.

Table 1. Gains of the designed filters.

	극점 배치법	확률적 최적화 기법	제안한 기법
K_1	3.00×10^{-2}	1.04×10^{-1}	9.61×10^{-1}
K_2	3.03×10^{-4}	3.57×10^{-4}	3.83×10^{-2}
K_3	1.00×10^{-6}	3.07×10^{-7}	2.06×10^{-16}

표 2. 시뮬레이션 조건(INS 및 GPS 오차).

Table 2. Simulation cases.

Case	Accelerometer error	GPS error
1	$3.60 \times 10^{-1} m^2 s^{-3}$	$164.8 m^2$ (dotted in fig.2)
2	$3.60 \times 10^{-1} m^2 s^{-3}$	$314.3 m^2$ (solid in fig.2)

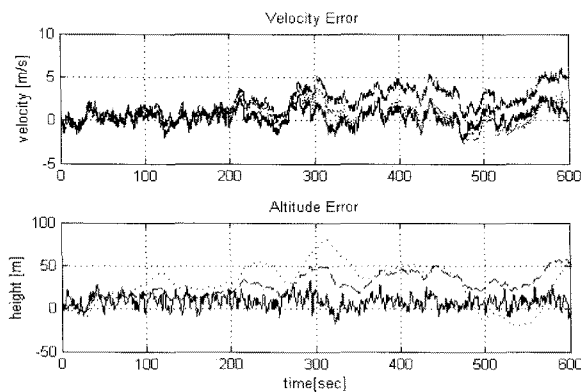


그림 7. 경우 1의 추정 오차(점선: 극점 배치법, dashed: 확률적 최적화 기법, 실선: 제안된 기법).

Fig. 7. Estimation error of case 1(dotted: pole-assignment, dashed: stochastic optimization, solid: proposed).

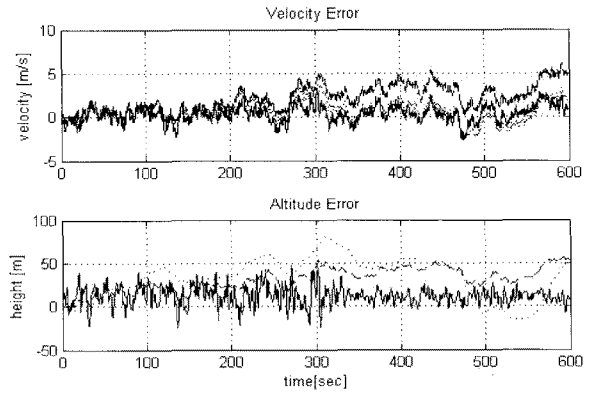


그림 8. 경우 2의 추정 오차(점선: 극점 배치법, dashed: 확률적 최적화 기법, 실선: 제안된 기법).

Fig. 8. Estimation error of case 2(dotted: pole-assignment, dashed: stochastic optimization, solid: proposed).

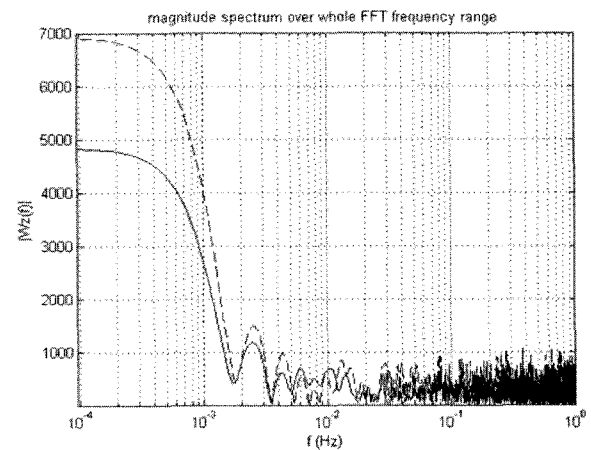


그림 9. GPS 오차의 magnitude spectrum(dashed: 경우1, 실선: 경우2).

Fig. 9. Magnitude spectrum of GPS error(dashed: case 1, solid: case 2).

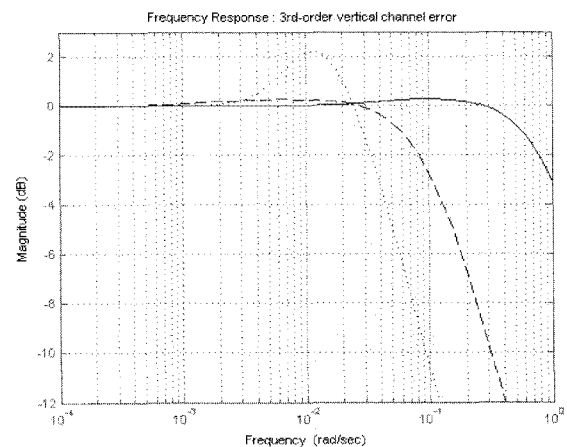


그림 10. 설계된 필터의 bode plot(In:GPS error, Out:height)(점선: 극점 배치법, dashed: 확률적 최적화 기법, 실선: 제안된 기법).

Fig. 10. Singular value plots of designed filters(In:GPS error, Out:height)(dotted: pole-assignment, dashed: stochastic optimization, solid: proposed).

득을 갖기 때문에 고주파수 대역의 GPS 오차에 대해서는 제안된 필터의 결과가 다른 필터들에 비하여 변동(fluctuation)이 더 많으나 DC 영역의 이득이 0dB이므로 바이어스 오차는 없다.

VI. 결론

본 논문에서는 보완 필터의 체계적인 설계를 위하여 일반화된 필터 구조를 소개하고 상태 공간 표현식을 유도하였다. 먼저 (n+1)차 보완 필터 구조를 소개하고 이에 대한 오차 시스템 방정식으로부터 가상 시스템과 이에 대하여 설계된 필터의 구조의 결합으로 해석하였다. 유도된 (n+1)차 보완 필터의 상태 공간 표현식을 이용하면 현대 필터 기법을 적용한 체계적인 필터 설계가 가능하다. 상태 공간 표현식을 이용하여 본 논문에서는 대표적 보완 필터 중의 하나인 INS 수직 채널 감쇄 루프를 설계하였다. 외부 기준 입력으로 GPS를 사용하는 GPS/INS 수직채널 감쇄 루프를 제안하고 GPS 오차의 비확률적 특성을 고려하여 강인성을 갖는 감쇄 루프를 설계하는 방법을 제안하였다.

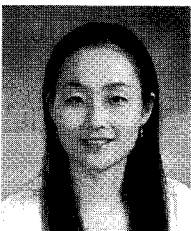
시뮬레이션에서는 기존의 수직채널 감쇄 루프 설계 방법으로 설계된 필터와 제안된 필터의 결과를 비교하였으며 그 결과는 제안된 필터의 우수한 성능을 입증하였다.

참고문헌

[1] A. Pascoal, I. Kamirer, and P. Oliveira, "Navigation system

design using time-varying complementary filters," *IEEE Trans. of Aerospace and Electronic systems*, vol. 36, no. 4, pp. 1099-1114, Oct. 2000.

- [2] L. E. Ott and R. G. Brown, "Kalman filter with complementary constraint and integrated navigation systems applications," *Technical Report ERI-72022*, Feb. 1972.
- [3] S. Merhav, *Aerospace Sensor Systems and Application*, New York: Springer-Verlag, 1996.
- [4] G. Siouris, *Aerospace Avionics systems: A Modern Synthesis*, Academic Press, 1993.
- [5] W. T. Higgins, JR., "A comparison of complementary and Kalman filtering," *IEEE Trans. Of Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-11, no. 3, May 1975.
- [6] R. L. Blanchard, "A new algorithm for computing inertial altitude and vertical velocity," *IEEE Trans. Of Aerospace and Electronic System.*, vol. 7, pp. 1143-1146, 1993.
- [7] M. S. Grewal, L. R. Weill, and A. P. Andrews, *Global Positioning Systems, Inertial Navigation and Integration*, John Wiley, 2007.
- [8] W. S. Widnall and P. K. Sinha, "Optimizing the gains of the baro-inertial vertical channel," *Journal of Guidance and Control*, vol. 3, no. 2, pp. 172-178, 1980.
- [9] D. Huang, H. Leung, and N. El-Sheimy, "Expectation maximization based GPS/INS integration for land-vehicle navigation," *IEEE Trans. Of Aerospace and Electronic System.* vol. 43, pp. 1168-1177, July 2007.



박 해 리

2001년 충남대학교 전자공학과 졸업.
2003년 KAIST 전기 및 전자 공학 석사.
2003년~현재 국방과학연구소 재직. 관
심분야는 의도 추출, 모델링&시뮬레이
션, 추정론.