

구조적 분석에 기초한 외란관측기의 설계

Design of Disturbance Observer Based on Structural Analysis

김 봉 근*

(Bong Keun Kim)

Abstract : Disturbance observer (DOB) has been studied extensively and applied to many motion control fields during the last decades, but relatively few studies have been devoted to the development of analytic, systematic design methods for DOB itself. This paper thus aims to provide an analytic, systematic design method for DOB. To do this, DOB is structurally analyzed and the generalized disturbance compensation framework named robust internal-loop compensator (RIC) is introduced. Through this, the inherent equivalence between DOB and RIC is found, and the mixed sensitivity optimization problem of DOB is solved. Q -filter design is completely separated from the mixed sensitivity optimization problems of DOB although the proposed method has implicit relation with Q -filter. Also, although the Q -filter is separately designed with sensitivity function, the proposed DOB framework has the exactly same characteristic as the original DOB.

Keywords : disturbance observer, robust internal-loop compensator, mixed sensitivity optimization, Q -filter

I. 서론

고속/고정밀 시스템의 설계 과정에서 가장 중요한 제어목표가 되는 것은 시스템의 위치결정 속도와 정밀도이다. 지금까지 다양한 제어기 설계방법이 이러한 위치결정 성능을 만족시키기 위하여 제안되었다. 특히, 외란관측기(DOB : disturbance observer)[1,2], 적응강인제어(ARC : adaptive robust control)[3] 등은 간단한 구조로 인한 쉬운 응용성과 강인한 성능이 검증됨으로써 폭넓게 응용되고 있다. 제안된 방법들은 특징적으로 두 개의 루프(loop)를 가지는 설계를 요구한다. 첫 번째는 강인성을 위한 내부루프(internal-loop)의 설계이고, 두 번째는 원하는 성능기준을 만족시키기 위한 외부루프(external-loop)의 설계이다. 여기서 내부루프는 외란을 상쇄시켜 실제 시스템을 주어진 공칭모델과 일치시키기 위한 제어입력을 만들어 낸다. 반면에 외부루프 제어기는 전체 시스템의 성능 향상을 위해 설계되어지며, 제어기 설계는 주어진 공칭모델에 대하여 이루어지는 특징을 가진다.

본 논문에서 다루는 DOB는 언급한 강인 제어방법 중, 시스템의 동작제어를 위해 가장 널리 이용되는 방법이라 말할 수 있다. 지금까지 DOB를 이용하여 시스템의 매개변수 변화 및 외란과 측정잡음으로부터 시스템의 거동을 독립시키기 위한 많은 연구가 이루어졌고, 이것은 곧 측정잡음을 차단하고 섭동에 대한 시스템의 감도를 줄이는 혼합감도 최적화 문제로 구체화되었다. 그러나 이 문제는 종종 Q -필터 자체의 최적설계 문제로 바뀌었고, 이로 인하여 DOB 자체의 혼합감도 최적화 문제에 대해서는 명확한 해결책을 제시해주지 못하고 있다.

최근에 강인 내부루프 보상기(RIC : robust internal-loop compensator)라는 일반화된 외란보상 구조가 DOB, ARC 등의 고유한 구조적 등가성을 보이기 위하여 제안되었다[4]. 이 방법은 모델추종제어에 그 이론적 기반을 두고 있다. 본 논문에서는 RIC를 소개하고 DOB의 진보된 설계방법을 RIC에 기초하여 제안한다. 또한 DOB 설계에서 가장 중요한 설계쟁점이 되는 혼합감도 최적화 문제를 DOB의 매개변수화를 통하여 해결한다. 그 결과로써 Q -필터가 혼합감도 최적화 문제에서 분리될 수 있음을 보이고, DOB를 위한 체계적 설계방법을 제안한다.

II. 혼합감도 최적화를 이용한 DOB 설계

DOB는 공칭모델 $P_n(s)$ 과 저주파역 통과필터 $Q(s)$ 를 이용하여 외란을 그림 1과 같이 추정한다. 이 그림으로부터 플랜트 $P(s)$ 의 출력 y 는 기준 제어입력 u_r , 외란 d_{ex} , 측정잡음 ξ 에 대하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y = [P_n(s)u_r + P_n(s)\{1 - Q(s)\}d_{ex} - Q(s)\xi] \times \frac{P(s)}{P_n(s) + [P(s) - P_n(s)]Q(s)} \quad (1)$$

$Q(s)$ 의 절점주파수 이하에서는 $|Q(j\omega)| \approx 1$ 이 되어 시스템은 $P_n(s)$ 처럼 거동하고, d_{ex} 의 영향이 상쇄된다. 반면, 절점주파수 위에서는 $|Q(j\omega)| \approx 0$ 이 됨으로써 ξ 가 억제되고, 그 결과로써 $Q(s)$ 가 DOB의 가장 중요한 변수가 된다. Ohnishi는 다음의 일차 필터를 제안하였다[1].

$$Q(s) = \frac{g}{s + g} \quad (2)$$

여기서 g 는 (2)의 절점주파수를 나타낸다. Umeno와 Hori는 다음과 같은 Q -필터를 제안하였다[2].

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2003. 3. 18., 채택확정 : 2003. 7. 8.

김봉근 : University of California at Berkeley, 기계공학과(kbk@me.berkeley.edu)

※ 본 논문은 한국과학재단의 해외 Post-doc. 연수지원에 의하여 연구되었음.

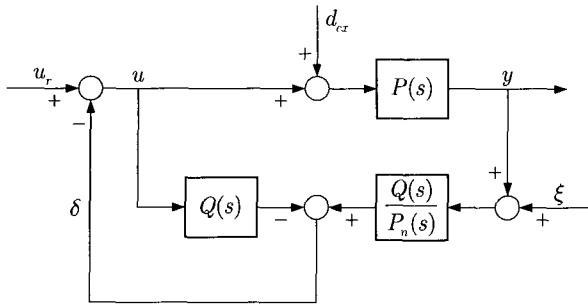


그림 1. 외란관측기.
Fig. 1. Disturbance observer.

$$Q(s) = \left[1 + \sum_{k=1}^{N-r} a_k(\tau s)^k \right] \left[1 + \sum_{k=1}^N a_k(\tau s)^k \right]^{-1} \quad (3)$$

여기서 N 과 r 은 각각 $Q(s)$ 의 차수와 상대차수를 나타내며, τ 는 필터 시정수이다.

이제, (1)로부터 얻어지는 감도함수를 이용하여 혼합감도 최적화에 기초한 DOB의 설계에 대해 살펴보자.

$$S_{DOB}(s) = \frac{P_n(s)[1 - Q(s)]}{P_n(s) + [P(s) - P_n(s)]Q(s)},$$

$$T_{DOB}(s) = \frac{P(s)Q(s)}{P_n(s) + [P(s) - P_n(s)]Q(s)} \quad (4)$$

이를 위해, 주어진 시스템을 $P_n(s)$ 과 재정의된 외란 d 를 가지는 시스템으로 재구성할 필요가 있다. 따라서

$$P(s) = P_n(s)[1 + \Delta_M(s)] \quad (5)$$

로 표현되고, 여기서 $\Delta_M(s)$ 은 허용가능한(allowable) 곱셈 불확실성(multiplicative uncertainty)을 나타낸다[5]. 그러므로 플랜트는 재정의된 외란에 의해 그림 2에 보여진 것처럼 재구성될 수 있다. 그림 2와 (5)로부터 d 는

$$d = \Delta_M(s)u + [1 + \Delta_M(s)]d_{ex} \quad (6)$$

로 주어진다. 결과적으로 (4)로부터 다음이 성립한다.

$$S_{DOB}(s) \approx 1 - Q(s), \quad T_{DOB}(s) \approx Q(s) \quad (7)$$

따라서 다음과 같은 최적화식이 널리 이용되고 있다[2].

$$\min_{a_k} \sup_{\omega} [|W_1(j\omega)\{1 - Q(j\omega)\}|^2 + |W_2(j\omega)Q(j\omega)|^2] \quad (8)$$

여기서 $W_1^{-1}(s)$ 와 $W_2^{-1}(s)$ 는 이상적인 $S_{DOB}(s)$ 와 $T_{DOB}(s)$ 로 주어진다. (8)에 대한 전형적인 해결법은 $|Q(j\omega)|$ 의 고주파역 경사도와 $|1 - Q(j\omega)|$ 의 저주파역 경사도를 같도록 $Q(s)$ 를 선택하는 것이다. (3)과 (7)로부터 각각의 기울기는 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{\text{Lm}|1 - Q(j\omega)|}{\text{Lm}(\omega)} \approx N - r + 1, \quad \frac{\text{Lm}|Q(j\omega)|}{\text{Lm}(\omega)} \approx -r \quad (9)$$

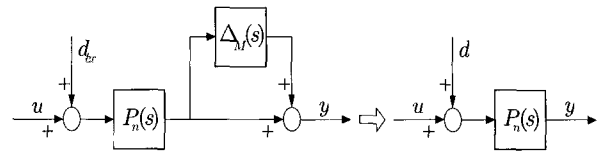


그림 2. 플랜트의 재구성.
Fig. 2. Reconstruction of the plant.

여기서 Lm 은 로그 크기를 나타낸다. 따라서

$$r = \frac{N+1}{2} \quad (10)$$

이 성립하고, 이를 통해 일차 시스템에 대한 최소차수 필터는 일차필터로 얻어지고[1], 이차 시스템에 대한 최소차수 필터로는 Q_{31} -필터가 얻어짐을 알 수 있다[3,6].

반면, 외란이 (6)과 같이 정의될 수 없거나 또는 지정된 전달함수처럼 거동하도록 하는 것이 설계목표로 주어진다 면 (7)에 기초한 최적화는 감도최적화라고 할 수 없게 된다. 더욱이 전형적인 DOB 설계는 $P(s)$ 가 불안정한 경우에도 내부안정성을 위하여 $P_n(s)$ 을 불안정하게 선택할 수밖에 없는 또 하나의 문제점을 가지고 있다. 하지만 안타깝게도 기존의 설계방법은 이에 대한 어떠한 해결책도 제시하지 못하였다. 그러므로 본 논문에서는 RIC라는 일반화된 외란억제 구조를 다음절에 제안하여 이에 대한 해답을 찾고자 한다.

III. 강인 내부루프 보상기(RIC)

외란을 가지는 $P(s)$ 가 주어진 기준모델 $P_m(s)$ 처럼 거동하도록 만들어주는 보상된 시스템에 대해 논의해보자. 그림 3(a)는 외란을 가지는 개루프 시스템을 보여주고 있다. 따라서 $P(s)$ 가 $P_m(s)$ 처럼 거동하기 위해서는 $P_m(s)/P(s)$ 를 $P(s)$ 의 입력 앞에 넣을 필요가 있다. 그러나 이렇게 보상된 시스템은 매개변수의 불확실성에 민감하고 d_{ex} 가 y 에 직접 반영되는 문제점이 있다.

이에 대한 해결책으로써 그림 3(b)를 생각해보자. 여기서 y_r 은 $P_m(s)$ 의 출력, $F(s)$ 는 선필터, $K(s)$ 는 보상기를 각각 나타낸다. 이 그림으로부터 제안된 시스템의 감도함수와 보감도함수는 다음과 같이 표현되고

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)}, \quad T(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (11)$$

여기서 $L(s) = P(s)K(s)$ 로 정의된다. 또한 y_r 부터 y 까지의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$T_{y,y}(s) = F(s) \left[\frac{L(s)}{1 + L(s)} \right] \quad (12)$$

따라서 $F(s)$ 를 이용해 $T_{y,y}(s) = 1$ 을 만들 수 있음을 알 수 있다. 이를 위하여 그림 2와 같이 플랜트를 재구성했다고 가정하자. $F(s)$ 가 다음과 같이 설계되면

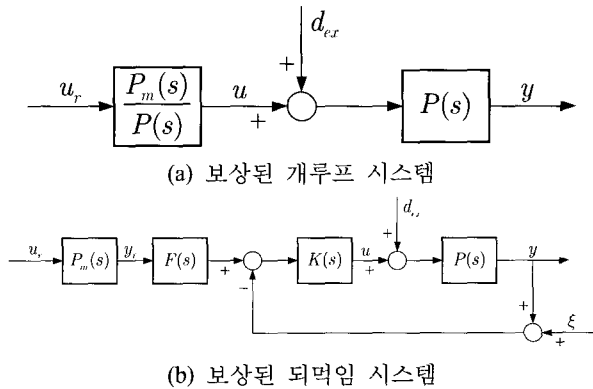


그림 3. 선필터를 가지는 보상된 되먹임 시스템.
Fig. 3. Compensated feedback system with prefilter.

$$F(s) = \left[\frac{L_n(s)}{1 + L_n(s)} \right]^{-1} = \frac{1}{G_{L_n}(s)}, \quad (13)$$

$|T_{y,y}(j\omega)| \approx 1$ 이 성립될 수 있다. 여기서 $L_n(s) = P_n(s)K(s)$ 이고 $G_{L_n}(s)$ 은 공칭 폐루프 시스템의 전달함수이다. 하지만 (12)에서 불안정한 극점/영점 소거가 일어날 수 있으므로 $G_{L_n}(s)$ 이 안정하다라도 $F(s)$ 가 $G_{L_n}^{-1}(s)$ 로 설계되는 것은 바람직하지 못하다.

$F(s)$ 에 대한 가장 좋은 설계방법 중의 하나를 그림 3과 (12)에 기초하여 다음과 같이 선택할 수 있다.

$$F(s) = \left[\frac{L_m(s)}{1 + L_m(s)} \right]^{-1} = \frac{1}{G_{L_m}(s)} \quad (14)$$

여기서 $L_m(s) = P_m(s)K(s)$ 이고 $G_{L_m}(s)$ 은 $|T_{y,y}(j\omega)| \approx 1$ 이 만족되도록 하기 위한 $P_m(s), K(s)$ 를 가지는 기준 폐루프 시스템의 전달함수이다. (14)로부터 $F(s)$ 가 사실적으로 PD 유형의 제어기 형태를 취함을 알 수 있다. 따라서 이것은 그림 3에 있는 단일 되먹임 시스템의 과도성능을 향상시키고 위상을 끌어당기는 역할을 한다.

선택적으로 (14)를 가지는 그림 3(b)는 그림 4로 등가 변환될 수 있다. 이 그림에서 기준모델의 출력과 측정된 출력 사이의 차이는 모델 추종오차로 정의된다.

$$e_r = y_r - (y + \xi) \quad (15)$$

따라서 RIC의 제어입력은 다음과 같이 표현되고

$$u = u_r + K(s)e_r + u^* \quad (16)$$

여기서 u^* 는 비선형 외란을 보상하기 위한 제어입력이 된다. 그림 4로부터 y 는 u_r, d_{ex}, ξ 에 대하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y = \left[\frac{P(s) + P_m(s)L(s)}{1 + L(s)} \right] u_r + \left[\frac{P(s)}{1 + L(s)} \right] d_{ex} - \left[\frac{L(s)}{1 + L(s)} \right] \xi \quad (17)$$

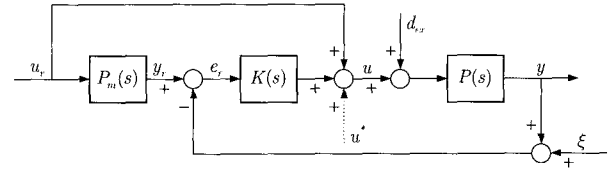


그림 4. 강인 내부루프 보상기.
Fig. 4. Robust internal-loop compensator.

따라서 (11)의 감도함수가 얻어진다. 그러므로 $K(s)$ 가 최적으로 설계되면, 주어진 강인성과 성능이 불확실성과 외란이 존재하는 시스템에 대하여 얻어질 수 있다.

IV. RIC구조에서의 DOB

1. 분석과 설계

DOB를 위한 Q-필터의 전형적인 설계방법과는 다르게 여기서는 제안된 RIC 구조에서 체계적인 설계방법을 제안한다. 이를 위하여 우선 RIC의 기준모델과 선필터를 다음과 같이 선택한다.

$$P_m(s) = P_n(s), F(s) = \left[\frac{L_n(s)}{1 + L_n(s)} \right]^{-1} = \frac{1}{Q(s)} \quad (18)$$

여기서 $P_n(s)$ 은 RHP 극점을 가지지 않는 함수이다. 이 식을 $K(s)$ 에 대하여 계산한 후, 그림 4에 대입하면 RIC의 등가구조를 얻게되고, 이것은 그림 1의 DOB 구조로 등가 변환할 수 있다. 따라서 $K(s)$ 가 $P_n(s)$ 에 대하여 주어진 조건을 만족시키도록 설계되면 이에 해당되는 Q-필터가 자동적으로 설계되어진다. 구체적인 적용예가 표 1에 보여지고 있다.

2. 모의실험

RIC, DOB가 MATLAB을 이용하여 모의실험 되었다. 불확실성을 가진 실제 플랜트를 다음과 같이 표현하자.

$$P(s) = \frac{1}{Js^2 + Bs} = \frac{1}{(J_n + \Delta_J)s^2 + (B_n + \Delta_B)} \quad (19)$$

여기서 $J_n = 0.3 \text{ V/(m/s}^2)$ 와 $B_n = 0.15 \text{ V/(m/s)}$ 은 J 와 B 의 공칭값이고, Δ_J 와 Δ_B 는 이들의 추정오차이다. 따라서 공칭모델 $P_n(s)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$P_n(s) = \frac{1}{J_n s^2 + B_n s} \quad (20)$$

그리고 (5)로부터 곱셈 불확실성은

$$\Delta_M(s) = - \frac{\Delta_J s + \Delta_B}{(J_n + \Delta_J)s + (B_n + \Delta_B)} \quad (21)$$

로 나타내어진다. 만약 매개변수의 불확실성이 $\Delta_J = -0.1 \text{ V/(m/s}^2)$ 와 $\Delta_B = -0.05 \text{ V/(m/s)}$ 로 주어지면, $|\Delta_M(j\omega)|$ 는 모든 ω 에 대하여 0.5가 된다. 여기에 각각 0.2V와 0.1V의 크기를 가지는 정지마찰력과 쿨롱마찰력 또한 플랜트에 첨가되

표 1. $P_n(s) (= 1/(J_n s^2 + B_n s))$ 과 $K(s)$ 에 기초한 Q -필터 설계.

Table 1. Q -filter design based on $P_n(s) (= 1/(J_n s^2 + B_n s))$ and $K(s)$.

$K(s)$	Gain	Q -filter
$K_P + K_D s$	$K_P = \frac{B_n}{\tau}, K_D = \frac{J_n}{\tau}$	$\frac{1}{\tau s + 1}$
$K_L \left(\frac{T_s + 1}{\alpha T_s + 1} \right) \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$	$\alpha = \frac{1 - \sin(\phi)}{1 + \sin(\phi)}, \omega_{\max} = \frac{1}{T_V \alpha}$	$\frac{T_s + 1}{\left(\frac{J_n \alpha T}{K_L} \right) s^3 + \left(\frac{J_n}{K_L} \right) s^2 + T_s + 1}$
	$K_L = \frac{J_n}{3\tau^2}, T = 3\tau, T_I = \frac{J_n}{B_n}$	$\frac{3(\tau s) + 1}{(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3(\tau s) + 1} = Q_{31}(s)$ $\left(\alpha = \frac{1}{9} : \phi_{\max} = 53^\circ, \omega_{\max} = \frac{1}{\tau} \right)$ $\frac{3(\tau s) + 1}{3(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3(\tau s) + 1} = Q_{31}^*(s)$ $\left(\alpha = \frac{1}{3} : \phi_{\max} = 30^\circ, \omega_{\max} = \frac{1}{\sqrt{3}\tau} \right)$

었다. 그림 5는 전체 제어구조를 보여주고 있다. 되먹임 제어기 $C(s)$ 는 PD 제어기로 선택되었다.

$$C(s) = K_p + K_d s \quad (22)$$

여기서 K_p 는 5000이고 K_d 는 300이다. 5차함수가 경로의 위치, 속도, 가속도를 지정하기 위하여 사용되었다.

$$y_d = y_t \left[6 \left(\frac{t}{T_r} \right)^5 - 15 \left(\frac{t}{T_r} \right)^4 + 10 \left(\frac{t}{T_r} \right)^3 \right] \quad (23)$$

여기서 y_t 는 30mm로 주어지는 목표위치이고 T_r 은 0.5s로 주어지는 상승시간이다. RIC의 기준모델은 (20)과 같이 선택하였고 보상기 $K(s)$ 는 PD 제어기로 선택하였다.

$$P_m(s) = P_n(s), K(s) = (g B_n) + (g J_n) s \quad (24)$$

여기서 g 는 100이다. 같은 조건을 만들기 위하여 DOB의 $Q(s)$ 는 (18)을 이용하여 다음과 같이 계산되었다.

$$Q(s) = \frac{g}{s + g} \quad (25)$$

이 방법들의 모의실험 결과를 비교하기 위하여 그림 6(a)에 보이는 외란신호를 제어입력에 더하였다. 그림 6(b)는 두 개의 내부루프 보상기가 그림 5의 시스템에 적용되었을 때의 추적오차를 보여주고 있다. 얻어진 결과들은 RIC와 DOB의 동가특성을 잘 보여주고 있다.

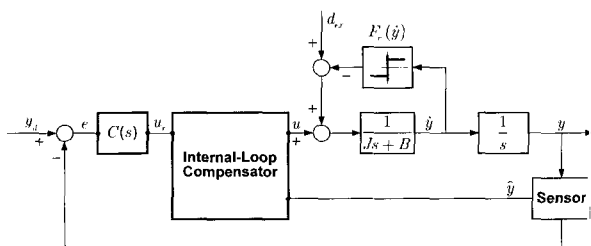


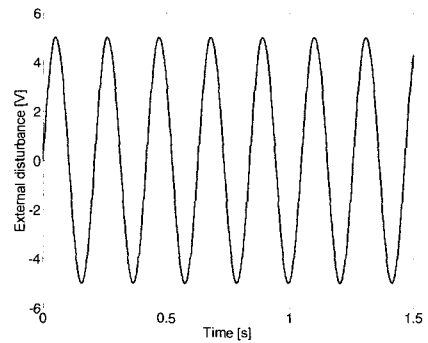
그림 5. 전체 제어시스템.
Fig. 5. Overall control system.

3. $Q(s)$ 의 설계

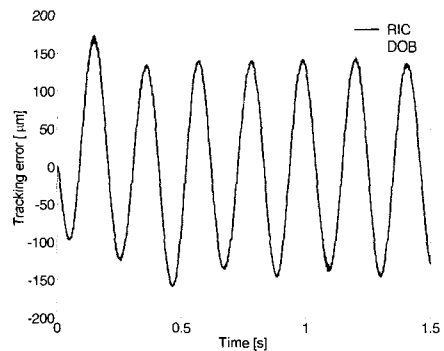
이제, DOB 페루프의 설계목표가 PI 제어기와 함께 지정된 주파수에서 약 30°의 위상앞섬 효과를 달성하는 것이라 하자. 따라서 표 1에서 제안된 리드 보상기가 사용되어야 한다. 표 1로부터 $Q(s)$ 는

$$Q_{31}^*(s) = \frac{3(\tau s) + 1}{3(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3(\tau s) + 1} \quad (26)$$

로 주어진다. ω_{\max} 가 65rad/s으로 지정되면, 이러한 $Q_{31}^*(s)$ 를

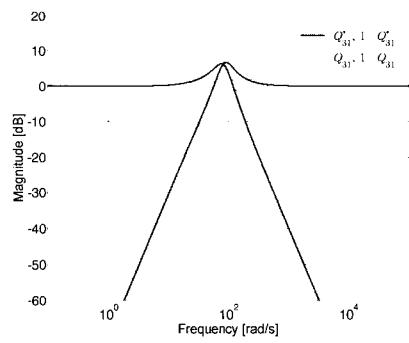


(a) 외란신호

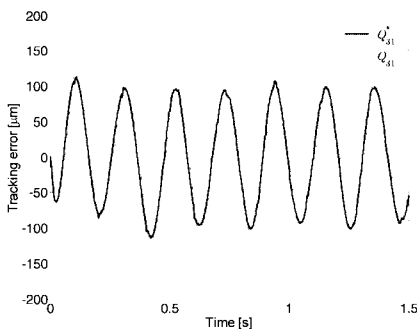


(b) 추적오차

그림 6. RIC와 DOB의 모의실험 결과.
Fig. 6. Simulation results of RIC and DOB.



(a) $Q_{31}^*(s)$ 와 $Q_{31}(s)$



(b) 추적오차

그림 7. $Q_{31}^*(s)$, $Q_{31}(s)$ 과 추적오차.

Fig. 7. $Q_{31}^*(s)$, $Q_{31}(s)$ and tracking error.

가지는 DOB가 그림 5의 시스템에 적용되었을 경우의 $Q_{31}^*(s)$, $1 - Q_{31}^*(s)$ 의 크기선도와 추적오차가 그림 7에 보여지고 있다. (26)에 있는 $Q_{31}^*(s)$ 와 같은 절점주파수를 가지는 표 1의 $Q_{31}(s)$ 에 대한 결과 또한 이 그림에 보여지고 있다. 그림 7(b)는 새롭게 설계된 $Q_{31}^*(s)$ 의 추적오차가 $Q_{31}(s)$ 의 결과보다 더 좋은 성능을 나타냄을 보여준다.

V. DOB의 최적설계

1. DOB의 혼합감도 최적화

이제, DOB 설계의 목표를 지정된 $P_m(s)$ 의 전달함수를 확보하는 것이라 생각해보자. (4)에 $P_n(s)$ 대신에 $P_m(s)$ 을 넣으면 이 식은 다음과 같이 표현된다.

$$S_{DOB}(s) = \frac{P_m(s) [1 - Q(s)]}{P_m(s) + [P(s) - P_m(s)] Q(s)},$$

$$T_{DOB}(s) = \frac{P(s) Q(s)}{P_m(s) + [P(s) - P_m(s)] Q(s)} \quad (27)$$

여기서 $P_m(s)$ 은 RHP 극점을 가지지 않는 임의의 전달함수가 될 수 있으므로, $P(s)$ 와 $P_m(s)$ 의 차이는 증폭될 수 있다. 따라서 (7)에 기초한 최적화는 DOB의 혼합감도 최적화와 관련하여 아무런 의미를 가지지 않는다는 것을 잘 알 수 있다. 이를 해결하기 위해서는 RIC 구조에서의

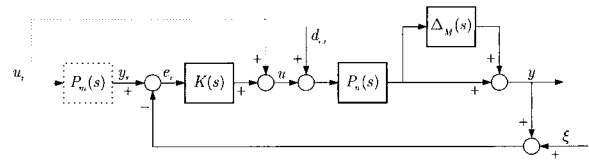


그림 8. $K(s)$ 를 이용한 혼합감도 최적화.

Fig. 8. Mixed sensitivity optimization using $K(s)$.

DOB 설계가 고려되어야 한다. 만약 RIC의 선필터 $F(s)$ 를 $Q(s)$ 의 역으로 선택하면

$$F(s) = \frac{1}{Q(s)} = \left[\frac{L_m(s)}{1 + L_m(s)} \right]^{-1}, \quad (28)$$

4절에서처럼 RIC의 구조는 $P_n(s)$ 대신에 $P_m(s)$ 을 가지는 DOB 구조로 등가변형 될 수 있다. 따라서 (17)의 감도 최적화 문제는 $P_m(s)$ 을 가지는 DOB의 감도최적화 문제와 정확히 같아진다. (17)로부터 감도함수는

$$S_{DOB}(s) = \frac{1}{1 + L(s)}, \quad T_{DOB}(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \quad (29)$$

로 주어진다. 그림 8은 $K(s)$ 를 이용한 혼합감도 최적화의 제어 시스템을 보여주고 있다. 그러므로 LQ, H_2 , H_∞ 제어 등과 같은 되먹임오차에 기초한 다양한 제어방법이 $P(s)$ 를 위한 최적 보상기 $K(s)$ 의 설계를 위하여 사용될 수 있다. $P_n(s)$ 이 RHP 극점을 가지는 불안정한 시스템일 지라도 $K(s)$ 가 $P_n(s)$ 과 $K(s)$ 를 가지는 단일 되먹임 시스템이 안정하도록 설계되기만 하면 DOB의 안정성은 항상 보장되어진다. 그러므로 제안된 방법은 Q -필터와 내부적인 관계를 유지함에도 불구하고 Q -필터가 완전히 DOB의 혼합감도 최적화 문제와는 분리되어진다.

2. 모의실험

4장의 DOB 설계에서, 최적화된 혼합감도와 지정된 기준 모델의 전달함수 $P_m(s)$ 을 얻기 위한 문제를 예로써 살펴 보자. $P_m(s)$ 은 다음과 같이 주어지고

$$P_m(s) = \frac{1}{J_m s^2}, \quad (30)$$

여기서 J_m 이 $0.6V/(m/s^2)$ 이면, 곱셈불확실성과 기준모델에 기초하여 정의되는 외란은 다음과 같이 얻어진다.

$$\Delta_M^*(s) = \frac{0.4s - 0.1}{0.2s + 0.1},$$

$$d^* = \left(\frac{0.4s - 0.1}{0.2s + 0.1} \right) u + \left(\frac{0.6s}{0.2s + 0.1} \right) d_{ex} \quad (31)$$

따라서 직접적인 $Q(s)$, $1 - Q(s)$ 의 최적화는 $P(s)$ 와 $P_m(s)$ 의 차이가 너무 커지므로 적당하지 못함을 잘 알 수 있다. 그러므로 이러한 경우에는 $Q(s)$ 에 독립적인 제안된 감도최적화 방법을 사용해야 한다.

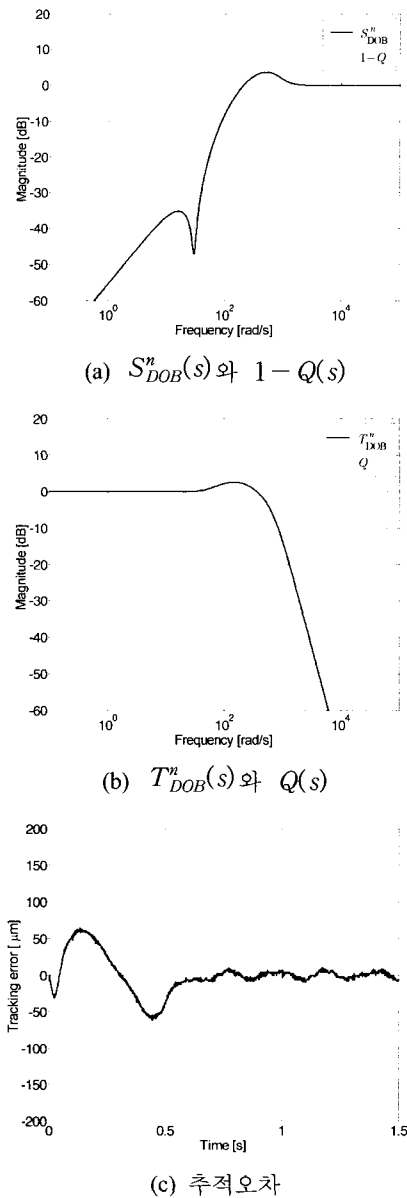


그림 9. 감도함수와 추적오차.
Fig. 9. Sensitivity function and tracking error.

이를 위해 H_∞ 혼합감도 최적화 방법을 고려해보자. (29)로부터 $P_n(s)$ 에 대한 감도함수는

$$S_{DOB}^n(s) = \frac{1}{1 + L_n(s)}, \quad T_{DOB}^n(s) = \frac{L_n(s)}{1 + L_n(s)} \quad (32)$$

로 얻어지고, 혼합 H_∞ 감도 최적화 문제는

$$\min_{K(s)} \left\| \begin{bmatrix} W_1(s) S_{DOB}^n(s) \\ W_2(s) T_{DOB}^n(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \quad (33)$$

로 수식화된다. 이전 모의실험 결과로부터, 30rad/s의 정현파 외란신호가 주된 문제점임을 관찰할 수 있었다. 그러므로 이를 고려하여 $K(s)$ 의 최적화가 이루어져야 한다. 따라서

다음과 같이 주파수 영역조건을 선택하였다.

$$\begin{aligned} W_1^{-1}(s) &= \frac{(s+0.01)(s^2+3.5s+9.0 \times 10^2)}{(s+100.0)(s^2+300.0s+1.0 \times 10^4)}, \\ W_2^{-1}(s) &= \frac{4 \times 10^5}{s^2} \end{aligned} \quad (34)$$

그러므로 RIC 보상기는 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$K(s) = \frac{(7.0293 \times 10^7)s^3 + (6.0345 \times 10^9)s^2}{s^4 + (1.3762 \times 10^3)s^3 + (9.2853 \times 10^5)s^2 + (1.5179 \times 10^{11})s + (7.2897 \times 10^{10})} + \frac{(4.4653 \times 10^6)s + (8.3054 \times 10^8)}{s^2} \quad (35)$$

결과 $S_{DOB}^n(s)$ 와 $T_{DOB}^n(s)$ 가 그림 9(a)와 (b)에 보여지고 있다. $K(s)$ 를 (28)에 대입하여 그림 9(a)와 (b)에 보여지는 것과 같은 $1-Q(s)$ 와 $Q(s)$ 를 얻을 수 있다. 만약 (22)의 제어기가 되먹임 제어기로 이용된다면, 그림 9(c)에 보여지는 추적오차를 얻을 수 있다.

VI. 결론

본 논문은 RIC와 DOB 구조 사이에 고유한 등가성이 있으며, 제안된 RIC 구조가 DOB 알고리즘에 대한 일반적인 설계구조를 제공할 수 있음을 보였다. 또한 이러한 등가특성을 이용하여 DOB의 설계가 체계적으로 이루어 질 수 있음을 설명하였다. 모의실험을 통하여 보상기들의 등가특성과 제안된 설계방법의 유효성이 검증되었고, DOB 설계를 위한 혼합감도 최적화 방법이 RIC 구조에서의 매개변수화를 통하여 제안되었다. 제안된 방법은 기존의 방법들과 달리, Q-필터가 혼합감도 최적화 문제로부터 독립되어 설계될 수 있어 DOB의 강인성과 최적성을 보장해줄 뿐만 아니라 불안정한 플랜트에 대한 설계 또한 가능하게 만들어 준다.

참고문헌

- [1] K. Ohnishi, "A new servo method in mecha- tronics," *Trans. Japanese Society of Electrical Engineering*, vol. 107-D, pp. 83-86, 1987.
- [2] T. Umeno, T. Kaneko, and Y. Hori, "Robust servosystem design with two degrees of freedom and its application to novel motion control of robot manipulators," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 40, no. 5, pp. 473-485, 1993.
- [3] B. Yao, M. Al-Majed, and M. Tomizuka, "High performance robust motion control of machine tools: an adaptive robust control approach and comparative experiments," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 2, no. 2, pp. 63-76, 1997.
- [4] B. K. Kim and W. K. Chung, "Performance predictable design of robust motion controllers for high-precision servo systems," *Proc. 2001 ACC*, pp. 2249-2254, 2001.
- [5] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*, Macmillan Publishing Co., 1992.

- [6] H. S. Lee and M. Tomizuka, "Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 48-55, 1996.



김 봉 근

1971년 10월 8일생. 1994년

부산대학교 생산기계공학과 졸업. 포항
공과대학교 기계공학 석사(1996), 포항
공과대학교 기계공학 박사(2001). 2001
년~2002년 포항공과대학교 공정산업
의 지능 자동화 연구센터 연구원. 2002

년~현재 University of California at Berkeley 기계공학과 연
구원. 관심분야는 고속/고정밀 제어, 로봇의 동작 및 힘 제
어, 원격제어, 제어 시스템 설계 및 분석 등.