

論文2000-37TE-5-13

PID 성능을 갖는 SD H_∞ 제어기 설계

(The design of the SD H_∞ controller with PID performance)

曹 燾 鉉*, 元 榮 鎭**, 李 鍾 龍***

(Do-Hyeoun Cho, Young-Jin Won, and Jong-Young Lee)

요 약

본 논문은 PID 성능을 갖는 SD H_∞ 제어기 설계절차를 제안한다. 제안한 설계절차에 따라, 연속시간 제어대상과 디지털 제어기로 구성된 SD 시스템을 표준 H_∞ 문제에 적용하여 제어시스템을 설계한다. 또한, 설계 과정에서 PID 제어기의 응답특성을 갖도록 H_∞ 제어기의 하중함수를 선택하는 방법을 나타낸다. 제시한 설계절차를 2관성 공진 시스템에 적용하였다.

Abstract

In This paper, we propose a design procedure for a SD H_∞ controller with PID performance. In developing the procedure, we use the basic idea of standard H_∞ problem, and then applied it to the SD system, which consists of the continuous plant and the discrete controller. This H_∞ controller design procedure involves the selections of weighting functions. The selections considered the relation of the closed loop specification between the SD H_∞ controller and PID. We illustrate this procedure in the controller design for a two-mass spring system.

I. 서 론

제어 시스템에 필연적으로 존재하는 불확실성(uncertainty)에 대하여 Zames는 민감도 축소를 최적화 하는 문제를 설정하고, 최적화를 위한 성능 지수(performance index)를 전달함수의 H_∞ 노름(norm)

으로 할 것을 제안하였다^[1]. 이후, Doyle 등은 H_∞ 제어문제를 상태공간 방법으로 해결함으로써, 두 개의 리카티(Riccati) 방정식을 풀이하여 잘 정립된 상태공간 공식으로 제어기를 구할 수 있는 다소 간단한 문제로 만들었다^[2,3]. 그러나 H_∞ 제어의 하중함수(weighting function) 선택 방법은 몇 가지 연구가 나와 있으나^{[4]-[6]} 실제 산업계 응용에 있어서 매우 중요한 요소임에도 불구하고 뚜렷한 설정 방법이 없다.

한편, 연속시간(continuous time) 제어대상(plant)에 대한 디지털 제어기 설계의 기존의 방법은 제어대상에 대하여 연속시간 제어기를 설계한 후 이산화(discretization)하여 디지털 제어기로 변환시키는 방법과 제어대상을 이산화하여 이산시간(discrete time) 영역에서 디지털 제어기를 설계하는 방법이 있다. 이러한 두 가지 방법은 연속과 이산이 혼합된 시스템을 어느 한쪽 영역에서만 해석하게되는 단점을 가지고 있다. 최근에, 이들 단점을 극복하기 위하여 제어 대상은 연

* 正會員, 仁德大學 메카트로닉스과
(Dept. of Mechanical Engineering, Induk Institute of Technology)

** 正會員, 富川大學 電子科
(Dept. of Electronic Engineering, Bucheon Collage)

*** 正會員, 光云大學校 電算院
(Institute of Computer Science, Kwangwoon University)

接受日字:2000年5月4日, 수정완료일:2000年11月2日

속 시스템 모델로 표현하고 직접적으로 디지털 제어를 설계하는 방법인 SD(sampled data) 시스템의 방법이 개발되어 활발한 연구가 진행되고 있다^{[7]-[10]}. 특히, 연속시간 성능 척도인 H_∞ 노름을 유지시키는 디지털 제어를 설계하는 문제는 표준 H_∞ 문제로부터 확장되었다^[8,9]. 이것은 SD 시스템을 표현하는 방법으로는 크게 차수 리프팅(lifting)의 방법^[7]과 이산상태와 연속상태를 모두 포함하는 점프(jump) 방식에 의한 상태 방정식 표현 방법^[9]이 널리 사용되었다.

본 논문에서는 하중함수 설정시 시행오차 방법이 아닌 전체 폐루프 시스템의 응답이 PID(proportional integral differential) 제어기의 응답특성을 갖도록 하중함수를 선택하는 방법을 이용하는 H_∞ 제어기 설계 절차를 제시하고, 차수 리프팅 방법을 이용하여 디지털 제어를 직접 설계할 수 있는 SD H_∞ 제어기 설계 절차를 제시하였다. 성능평가를 위해 2관성 공진 시스템(two-mass spring system)^[11,12]에 대하여 PID 성능을 갖는 SD H_∞ 제어기를 제시한 설계절차에 따라 설계하고 그 성능을 확인하였다.

II. SD H_∞ 제어기 설계

1. 연속 차수 리프팅

그림 1과 같이 이산상태(discrete state)가 포함된 연속 시스템을 SD 시스템이라고 한다^[7].

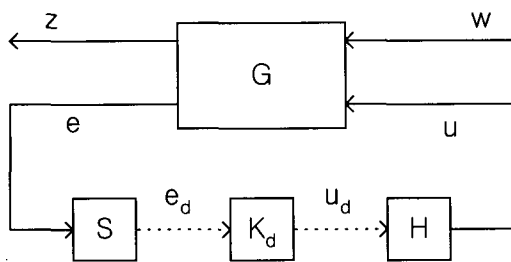


그림 1. SD 시스템 구성도
Fig. 1. SD system configuration.

여기서, w 는 기준입력(reference input), e 는 출력과 기준입력의 오차(error), u 는 제어입력, y 는 제어 대상의 출력, 그리고 $z = [z_e \ z_u \ z_y]^T$ 는 제어량이다. G 는 일반화 제어대상으로 식 (1)과 같이 표현된다.

$$G = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

G_{11} 은 w 에서 z 까지의 전달함수, G_{12} 는 u 에서 z 까지의 전달함수, G_{21} 은 w 에서 e 까지의 전달함수이고, G_{22} 는 u 에서 e 까지의 전달함수이다. 또한, $A, B_1, B_2, C_1, C_2, D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22}$ 는 전달함수를 Dolye의 표기법^[2]에 의하여 상태공간 구현(state space realization)으로 표현한 것이다. 표본화기(sampler) S 는 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환시키는 A/D 변환기의 수학적 모델로, z.o.h(zero order hold) H 는 디지털 신호를 아날로그 신호로 변환하는 D/A 변환기의 수학적 모델로 볼 수 있다^[8,9].

이 SD 시스템은 시변(time varying) 시스템으로, 기존의 설계방법은 아날로그 제어를 구하고 그 아날로그 제어기와 SK_dH 가 등가가 되도록 디지털 제어기 K_d 를 이산화 하였다. 이 방법은 표본화 주기(sampling period)가 매우 작다면 연속시간 시스템의 성능과 같으나, 실제 디지털 제어기 구현에서 표본화 주기의 결정에 많은 제약이 따른다. 이러한 근사화 방법은 실제 구현된 제어 시스템이 설계에서 고려된 연속시간 제어 시스템의 성능을 악화시키거나 심지어는 불안정해지는 단점이 있다^[9].

다른 설계 방법으로는 S 와 H 를 제어대상에 포함시키고, w 와 z 에 각각 가상의 S 와 H 를 포함시킴으로써 제어대상을 이산화 하여, 이산시간 영역에서 디지털 제어를 설계하는 방법이 있다. 이것은 표본화 순간에는 실제 시스템인 아날로그 성능과 일치하지만, 표본화 순간 이외의 시점에서는 그 성능을 보장 할 수 없다.

이러한 기존 방법들의 단점을 극복하기 위하여, 근사화를 사용하지 않고 제어대상을 연속시간 시스템과 등가의 이산시간 시스템으로 변환시키는 연속 차수 리프팅(continuous lifting) 방법에 의한 SD H_∞ 방법이 최근 연구되고 있다^[8].

연속 신호 w 를 표본화 주기 h 에 의하여 표현되는 신호 w_k 로 나타내면 식 (2)와 같이 된다.

$$w_k(t) = u(kh + t), \quad 0 \leq t < h \quad (2)$$

k 번째 표본화 순간에서의 신호 w_k 를 연속시간 w 의 k 번째 성분(component)으로 고려하면, 식 (3)과 같은 무한 차원의 이산신호 w 를 정의할 수 있다^[10].

$$w = \{w_k : k = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty\} \quad (3)$$

유한차원 연속시간 신호 w 에서 무한차원 이산시간 w 로 사상(mapping) 시키는 차수 리프팅 작용소(lifting operator)를 L 이라 표기하면, 그림 2와 같은 블록선도로 표현할 수 있다.

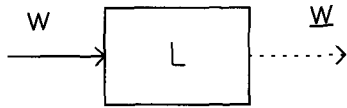


그림 2. 차수 리프팅 작용소 L
Fig. 2. Lifting operator L .

이 작용소 L 은 노름을 유지한다는 중요한 특징을 가지고 있다. 그림 1의 SD 시스템에 그림 2의 L 을 적용하면 그림 3을 얻을 수 있다.

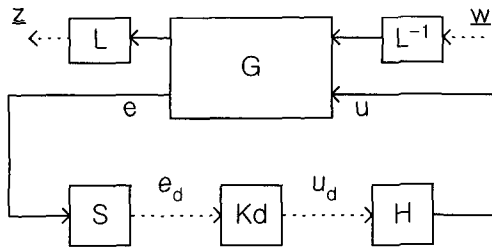


그림 3. 차수 리프팅 SD 시스템
Fig. 3. Lifting SD system.

여기서, 제어대상 G 에 대하여 S, H, L, L^{-1} 을 포함한 차수 리프팅 시스템을 G 라 하면, 식 (4)와 같이 표현된다.

$$G = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} G \begin{bmatrix} L^{-1} & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} LG_{11}L^{-1} & LG_{12}H \\ SG_{21}L^{-1} & SG_{22}H \end{bmatrix} \quad (4)$$

기존 방법인 제어대상 이산화 방법이나, 제어기 이산화 방법에서는 연속시간 시스템의 근사화 접근법이므로, 연속시간 시스템에 대한 H_∞ 노름이 유지되지 못하지만, 무한차원으로 이산화^[8]시킨 차수리프팅 SD 시스템은 연속시간에 대한 근사화가 아닌 등가 시스템이 된다^[10].

그러므로 그림 3과 등가의 시스템이면서 유한차원을

갖는 시불변 시스템인 그림 4를 얻을 수 있으며, G_{eq} 는 H_∞ 이산화 시스템이 된다.

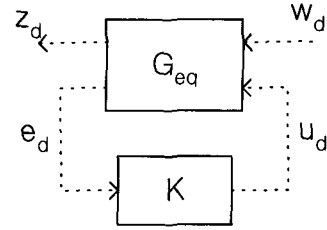


그림 4. SD H_∞ 제어 시스템의 블록선도
Fig. 4. Block diagram of SD H_∞ control system.

2. H_∞ 이산화 시스템

대부분의 제어대상 P 의 전달함수는 엄밀 프로퍼(strictly proper)이므로, D_{22} 는 영이라고 가정할 수 있고, 식 (1)의 연속 시간 일반화 제어대상은 식 (5)와 같이 표현된다.

$$G = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & 0 & D_{12} \\ C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

하중함수를 포함한 구체적인 일반화 제어대상은 그림 5와 같이 표현된다.

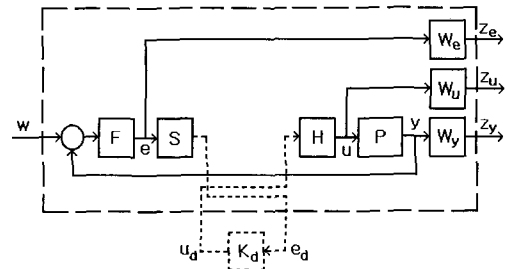


그림 5. 하중함수와 F 가 포함된 SD 제어시스템 구성
Fig. 5. Configuration of SD control system with weighting functions and F .

여기서, 하중함수 w_e, w_y 와 w_u 는 각각 제어 시스템의 민감도, 강건 안정화 문제와 제어입력에 대한 하중이다. 하중함수 w_e 는 제어 성능 사양에 맞는 민감도 함수를 선택하여 그 역함수의 모양을 전달함수 형태로 설정하고, w_y 는 ΔP 의 상계(upper bound)로 설정하며, w_u 는 제어입력 u 와 관련된 하중으로 작은 값의 상수로 설정한다.

또한, F 는 엄밀 프로퍼 저역통과 여파기 구조를 갖고 있어서 반 에일리어징(anti-aliasing) 여파기로 많이 사용되므로, 그림 5와 같이 SD 문제에서 일반화 제어대상에 F 를 포함시켰다.

그림 5에서, S 와 H 를 일반화 제어대상에 포함시키고, w 와 $z = [z_e z_u z_y]^T$ 에 연속 차수 리프팅을 적용하면, 식 (4)에서 표현된 차수 리프팅 시스템 G 는 식 (6)과 같이 표현된다.

$$G = \begin{bmatrix} A_d & B_1 & B_{2d} \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, $A_d = e^{Ah}$, $B_{2d} = \int_0^h e^{rA} dt B_2$ 로서, 일반적인 이산화 과정을 통해 얻을 수 있으나, D_{11} 이 무한차원 행렬이 되므로, 제어기 설계에서 식 (6)을 직접 이용하는 대신 등가인 식 (7)의 이산화 시스템 제어대상 G_{eq} 를 제어대상으로 이용한다^[8,10].

$$G_{eq} = \begin{bmatrix} A_{dd} & B_{1d} & B_{2dd} \\ C_{1d} & 0 & D_{12d} \\ C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서, $A_{dd}, B_{1d}, B_{2dd}, C_{1d}, D_{12d}$ 는 Chen과 Francis에 의한 이산화된 시스템 표현이다. 또한, non-pathological 표본화에 대하여 연속시간의 일반화 제어대상의 H_∞ 제어기의 설계조건이 만족하면, 리프팅 과정과 등가 H_∞ 이산화 과정을 통하여 얻어진 식 (7)의 제어대상은 H_∞ 제어기의 설계조건을 만족한다^[10].

식 (7)의 제어대상으로부터 기존의 표준 이산시간 H_∞ 제어방법^[11]에 따라 디지털 제어기 K_d 를 얻을 수 있다.

3. 제어기 설계절차

PID 제어기 성능을 갖는 하중함수를 포함시키고 리프팅 방법으로 이산화 제어기를 체계적으로 구현하기 위하여 다음과 같은 설계절차를 제안한다.

- 단계 1: 주어진 제어대상에 대하여 분석하고, 전체 제어시스템의 성능명세를 설정한다.
- 단계 2: 설정된 성능명세를 만족하는 PID 제어기를 설계하고, 민감도함수를 얻는다.
- 단계 3: W_e 의 하중함수는 프로퍼이고, 그 주파수 응답이 단계 2에서 얻어진 민감도함수의 역할

수 형태를 갖도록 설정한다.

- 단계 4: W_y 의 하중함수는 단계 1에서 분석된 제어대상의 승법 불확실성의 정보를 이용한다. (만일 단계 1에서 승법 불확실성의 정보를 이용하지 못하는 경우에는 대역폭 이후에 그 오차가 위상 진상(phase lead) 여파기의 형태를 가지며, 그 여파기의 직류이득(DC gain)이 공칭 제어대상의 몇 %정도라고 가정한다.)
- 단계 5: W_u 는 작은 값의 상수로 설정한다.
- 단계 6: 표본화 주기 h 와 저역통과 여파기 F 를 설정한다.
- 단계 6: 연속시간 일반화 제어대상 G 를 구한다.
- 단계 7: G 와 등가인 이산시간 제어대상 G_{eq} 를 계산한다.
- 단계 8: 표준 이산시간 H_∞ 설계 방법에 따라, G_{eq} 에 대해서 디지털 제어기 K_d 를 설계한다.
- 단계 9: 얻어진 제어기에 대해서, 성능명세를 만족하는지 확인한다. 만족하지 못하는 경우는 단계 1로 돌아가서 과정을 반복한다.

제안한 설계절차에는 MATLAB에서 제공되는 Bamieh와 Pearson이 제안한 SD H_∞ 제어기 설계방법^[8]은 $D_{12} = 0$ 이어야 하므로 이용할 수 없다. 따라서, MATLAB에서 제공되는 기본 명령만을 이용하여 새롭게 구성된다.

III. 2관성 공진 시스템에 대한 적용

제안한 설계절차에 따라 PID 성능을 갖는 SD H_∞ 제어기를 설계하고 모의실험 하여 그 성능을 확인하기 위하여, 압연공정 등에서 전동기와 부하가 긴축으로 연결되어 있는 1차 공진을 간략히 표현한 실험장치인 그림 6과 같은 2관성 공진 시스템^[12,13]에 적용하였다.

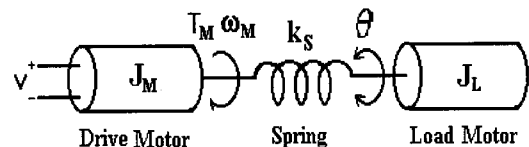


그림 6. 2관성 공진 시스템
Fig. 6. Two mass spring system.

여기서, ω_M, J_M 와 ω_L, J_L 은 각각 전동기와 부하의 속도와 관성모멘트이며, k 는 스프링 상수이다. v 는 전동기에 인가되는 단자전압이다. T_M 은 구동축 전동기에 의해 발생하는 회전력(torque)이고, θ 는 스프링의 비틀림 각이다. 일반적으로 이러한 시스템은 보통 부하축의 각속도를 측정하기 어렵기 때문에 전동기의 속도 ω_M 를 출력으로 설정하였다.

그림 6에 대한 수학적 모델 P_n 은 식 (8)과 같이 된다.

$$P_n = \frac{986.0s^2 + 7.85 \times 10^4 s + 6.63 \times 10^9}{s^3 + 132s^2 + 1.29 \times 10^7 s + 7.0 \times 10^8} \quad (8)$$

전동기 구동전압 v 와 구동축 전동기의 속도 ω_M 을 각 입력과 출력으로 하여, Hewlett Packard사의 3563A 제어 시스템 분석기(control system analyzer)를 이용하여, 주파수 분석 후 극점 수를 3개로 제한하여 곡선 맞춤(curve-fitting)한 전달함수 P_r 를 식 (9)과 같이 구하였다^[12,13].

$$P_r = \frac{9.41 \times 10^{-3}s^3 - 55.8s^2 - 2.1 \times 10^5 s^2 - 9.96 \times 10^8 s^2 - 3.45 \times 10^{14} s^2 - 6.99 \times 10^{16} s - 2.07 \times 10^{21}}{s^3 + 3.84 \times 10^3 s^2 + 1.27 \times 10^5 s^2 + 3.68 \times 10^{11} s^2 + 1.47 \times 10^{16} s^2 + 3.97 \times 10^{19} s + 2.09 \times 10^{20}} \quad (9)$$

전달함수 식 (8)과 식 (9)로 보드선도는 그림 7과 같다.

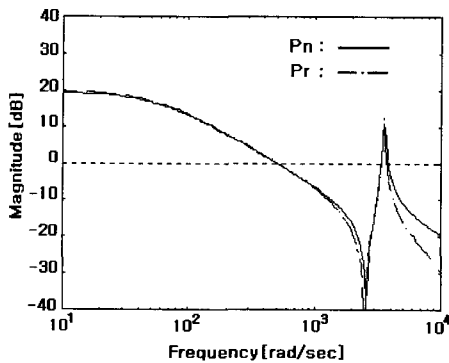


그림 7. 실측한 단순과 고차 모델의 보드선도
Fig. 7. Bode diagram of experimental simple and high order model.

식 (8)의 수학적 모델을 제어대상의 공칭모델 P_n 으로 설정하고, 식 (9)의 실험모델을 실제 시스템 P_r 이라고 하면, 공칭 모델에 대한 실제 시스템의 승법 변동 ΔP

의 크기는 식 (10)과 같다.

$$|\Delta P(j\omega)| = \frac{|P_r(j\omega) - P_n(j\omega)|}{|P_n(j\omega)|} \quad (10)$$

식 (10)의 승법 불확실성에 대한 보드선도는 그림 10과 같고, 이것을 승법 불확실성에 대한 정보로 하여 하중 W_y 를 식 (11)과 같이 선정하였다.

$$W_y = 2.5 \frac{(s+1000)}{(s+10000)} \quad (11)$$

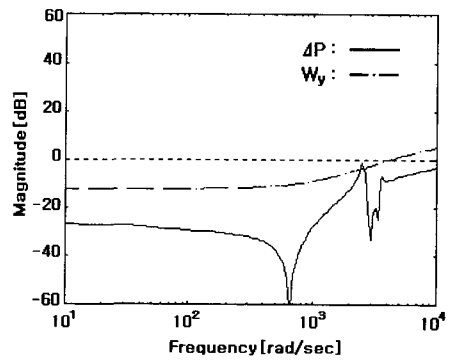


그림 8. 승법 불확실성과 하중함수 W_y 의 보드선도
Fig. 8. Bode diagram of multiplicative uncertainty and weighting function W_y .

식 (8)의 제어대상에 대한 PID 제어기 설계는 여러 방법이 있으나, 2관성 시스템에 대한 기존의 몇 가지 제어방식과 PID제어 관계를 기술한 참고문헌^[14]의 방법을 참고로 하여, 식 (12)과 같은 페루프 특성 방정식을 갖도록 설정하였다.

$$(s+a)(s^2+2\zeta_1\omega_{n1}s+\omega_{n1}^2)(s^2+2\zeta_2\omega_{n2}s+\omega_{n2}^2)=0 \quad (12)$$

여기서, $a = 3.6449 \times 10^4$, $\zeta_1 = 1.2 \times 10^2$, $\omega_{n1} = 3.5911 \times 10^3$, $\zeta_2 = 0.38$, 및 $\omega_{n2} = 86.85$ 이고, PID제어기는 식 (13)과 같다.

$$K_{PID} = K_P + \frac{K_I}{s} + \frac{K_D s}{T_D s + 1} \quad (13)$$

여기서, $K_P = 2.077 \times 10^{-2}$, $K_D = -4.4194 \times 10^{-6}$, $K_I = 14.62$, 및 $T_D = 2.7316 \times 10^{-5}$ 이다.

또한, 식 (8)의 제어대상과 식 (13)의 PID 제어기에 의한 페루프 시스템의 민감도 함수 S 를 고려하여 하중 함수 W_e 를 식 (14)와 같이 설정하였고, 그림 9에 나

타내었다.

$$W_e = \frac{s^2 + 65.25s + 7543}{s^2 + 54.72s + 17.41} \quad (14)$$

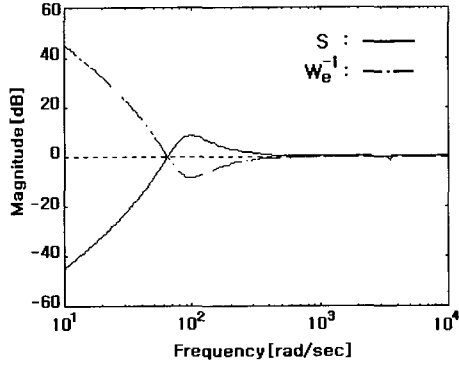


그림 9. 민감도 함수와 W_e^{-1} 의 보드 선도
Fig. 9. Bode diagram of sensitivity function and W_e^{-1} .

그리고, $W_u = 10^{-3}$ 으로 하며, 표본화 주기는 제어대상의 대역폭과 실험장치의 A/D 변환시간 및 non-pathological 표본화 등을 고려하여 $h=0.001$ [sec]으로 설정하였다. 그리고 저역통과 여파기 F 는 그 차단 주파수를 표본화 주파수의 절반으로 하여, 식 (15)과 같이 설정하였다.

$$F = \frac{2\pi \times 500}{(s + 2\pi \times 500)} \quad (15)$$

제시한 설계절차에 따라 구해진 디지털 제어기는 식 (16)과 같다.

$$K_d = \frac{0.172z^7 - 0.138z^6 - 0.222z^5 + 0.14z^4 + 0.155z^3 - 0.104z^2 + 5.12 \times 10^{-6}z - 1.83 \times 10^{-11}}{z^8 - 0.796z^7 - 0.751z^6 + 0.215z^5 + 0.103z^4 + 0.227z^3 - 8.09 \times 10^{-9}z^2 + 3.35 \times 10^{-8}} \quad (16)$$

구해진 제어기를 식 (8)의 공칭 제어대상에 적용하여 모의실험 하였다. 기준 속도에 대한 부하 속도의 응답을 아날로그 PID 제어기의 응답과 비교하여 그림 10에 나타냈다.

그림 10은 제안한 설계절차에 따라 얻어진 SD H_∞ 제어기가 아날로그 PID 제어기와 유사한 성능을 가짐을 보여준다.

그림 11은 실험 제어대상에 대하여, 디지털 컴퓨터로 구현한 제어기를 적용하여 실험한 응답을 나타낸다. 기준 속도는 100 [rad/sec] (=954.9 [rpm])로 인가하였다.

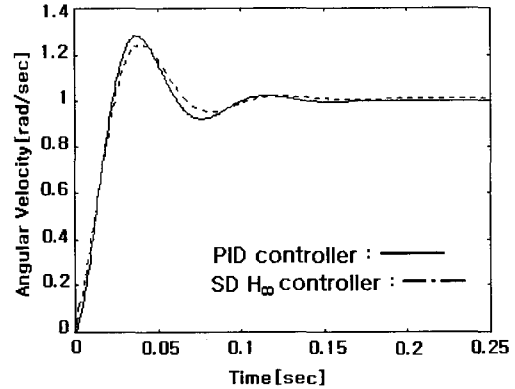


그림 10. 모의실험에 의한 시간응답
Fig. 10. Time response in simulation.

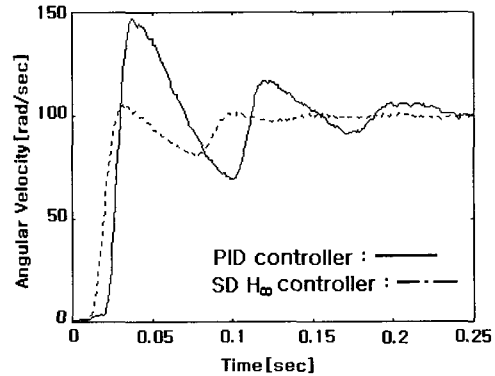


그림 11. 실험실험을 통한 제어 시스템의 시간응답
Fig. 11. Time response of control system in experiments.

얻어진 SD H_∞ 제어기는 모의실험 결과와 유사한 형태를 유지하고 있으나, 디지털로 구현된 PID 제어기는 실험장치에 대하여 그 성능이 다소 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 따라서, 불확실성이 포함된 실험장치에서는, 본 논문에서 제시한 설계절차에 따라 얻어진 SD H_∞ 제어기가, 강건 안정성을 포함하여, 더 좋은 성능을 나타낼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 현재 산업계에서 사용되는 디지털 제어기를 SD 시스템의 직접 설계법으로 설계하고, PID성능을 갖는 SD H_∞ 제어기 설계절차를 제안하였다. 제안된 설계 방법은 실제 적용과 구현을 용이하게 해 줄 뿐만 아니라, 컴퓨터 상에서 수학적 모델로 처리하는 아날로그 성능에 매우 근접할 수 있다는 장점이 있어 설계와 결과예측을 활용할 수 있다.

그리고, 일반화 제어대상에 대한 하중함수의 선택 방법을 제시하여, H_∞ 제어기 설계시 하중함수의 설정이 대부분 시행착오에 의존하던 것과는 달리 PID 제어기에 의한 민감도 함수를 하중으로 사용함으로써, 하중함수의 설정을 좀더 체계화하였다.

또한, 2관성 공진 시스템에 대한 실험실 실험 결과를 통하여, 근사화 방법이 아닌 직접설계 방법을 통해 강건 안정성과 더 좋은 성능을 나타내는 것을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] G. Zames, "Feedback and optimal sensitivity : model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses", IEEE Trans. Auto. Control, vol. AC-26, pp. 301-320, 1981.
- [2] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, B. A. Francis, "State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems", IEEE Trans. Auto. Control, vol. AC-34, pp. 831-847, 1989.
- [3] K. Zhou, Robust and optimal control, Prentice Hall, 1996.
- [4] V. Kneppová, U. Kiffmeier, H. Unbehauen, "Weighting Function selection in H_∞ optimal control with application to a thyristor-driven DC-motor", Proceedings of the American Control Conference, pp. 3002-3006.
- [5] C. D. Yang, H. C. Tai, C. C. Lee, "Experimental approach to selecting h-infinity weighting functions for DC servos", Journal of Dynamic Systems Measurement & Control-Transactions of the ASME, vol. 119, 101-105, 1997.
- [6] 황현준, 김동완, 정호성, 박준호, 황창선, "최적 다변수 H_∞ 제어 시스템의 설계를 위한 GA의 적용", 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제5권, 제3호, pp. 257-266, 1999
- [7] B. Bamieh, J. B. Pearson, B. A. Francis, and A. Tannenbaum, "A lifting technique for linear periodic systems with applications to sampled-data control" Systems & Control Letters, vol. 17, pp. 79-88, 1991.
- [8] B. Bamieh, J.B. Pearson, "A general framework for linear periodic systems with application to H_∞ sampled-data control", IEEE Trans. Auto. Control, vol. AC-37, pp. 418-435, 1992.
- [9] W. Sun, K.M. Nagpal, and P.P. Khargonekar, " H_∞ control and filtering for sampled-data systems", IEEE Trans. Auto. Control, vol. AC-38, pp. 1162-1175, 1993.
- [10] T. Chen, B.A. Francis, Optimal sampled-data control systems, Springer, 1995.
- [11] P. A. Iglesias, K. Glover, "State space approach to discrete time H_∞ control", Int. J. Control, vol. 54, pp. 1031-1073, 1991.
- [12] 조도현, 이종용, 이상효, "매개변수 변동을 갖는 2관성 시스템의 강건제어", 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제4권, 제6호, pp. 729-737, 1998
- [13] 조도현, 이상철, 이종용, "2관성 공진 시스템의 강건제어", 전자공학회 논문지, 제35권 T편 제3호, pp. 76-86, 1998
- [14] Yoshihiro Matsui, "Speed Control of 2-Mass System by PID Controller", T. IEE Japan, vol. 116-D, no. 4, 1996.
- [15] G. J. Balas, J. C. Doyle, K. Glover, A. Packard, R. Smith, μ -analysis and synthesis toolbox, The MathWorks Inc, 1995.

저 자 소개



曹燾鉉(正會員)

1963년 12월 11일생. 1987년 광운대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1990년 동 대학 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(공학석사). 1998년 동 대학원 제어계측공학과 박사과정 졸업(공학박사). 1991~1993년 LG전자 중앙연구소 근무. 1998~1999년 삼성종합기술원 근무. 1998~현재 (주)스페이스링크 책임연구원. 1998~현재 인덕대학 메카트로닉스와 겸임교수. 주관심분야는 강건성제어, 로봇제어, PLC응용

元榮鎮(正會員)

第37卷 TE編 第2號 參照

李鍾龍(正會員)

第37卷 TE編 第2號 參照

1957년 1월 19일생. 1983년 한양대학교 원자력공학과 졸업(공학사). 1988년 광운대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(공학석사). 1993년 동 대학원 제어계측공학과 박사과정 졸업(공학박사). 1997~현재 광운대 전산사회교육원 대우교수. 주관심분야는 강건성제어, 비선형제어