

論文96-33B-2-3

 H^∞ 혼합감도문제에서 플랜트의 소인수요소줄임(Coprime factor reduction of plant in H^∞ mixed sensitivity problem)

嚴泰虎*, 吳道昌**, 朴烘培**, 金秀重**

(Tae Ho Um, Do Chang Oh, Hong Bae Park, and Soo Joong Kim)

요 약

본 논문에서는 주파수 하중함수를 가진 H^∞ 혼합감도문제에서 저차의 제어를 얻기 위해 소인수요소 모델 줄임 방법을 제안한다. 이를 위해 주어진 H^∞ 혼합감도문제를 주어진 플랜트의 소인수요소 불확실성을 가진 견실 안정화문제로 변환한다. 이 방법은 CSD(chain scattering description) 형태로 플랜트의 주파수 가중된 소인수요소(frequency weighted coprime factor)를 정의하고 가중된 균형화절단(weighted balanced truncation)을 이용하여 소인수요소를 줄인다. 그리고 J-lossless 소인수분해방법을 이용하여 저차의 소인수요소에 대하여 제어를 설계한다. 이 방법을 사용하면 주어진 플랜트와 저차의 제어기로 구성된 폐루프 시스템에 대한 견실 안정화조건을 얻고 양호한 성능 보증을 얻을 수 있다. 또한 저차의 제어기 설계전에 견실안정화 보장을 위한 저차의 제어기 차수를 결정할 수 있다. 제안된 방법은 안정적인 시스템과 불안정한 시스템 모두에 적용된다.

Abstract

In this paper, we propose a coprime factor model reduction method to get a reduced order controller in H^∞ mixed sensitivity problem with frequency weighting functions. For this purpose, the given H^∞ mixed sensitivity problem is transformed into robust stabilization problem with coprime factor uncertainty of given plant. This method is to define frequency weighted coprime factors of plant in CSD(chain scattering description) form and reduce the coprime factors using weighted balanced truncation. Then a controller is designed to the reduced order coprime factors using J-lossless coprime factorization method. Using this approach, the robust stability condition is derived and good performance is preserved in closed loop system with the given plant and the reduced order controller. Also the order of reduced controller for guaranteeing the robust stability can be determined before designing the reduced controller. The proposed method behaves well in both stable and unstable plant.

I. 서론

* 正會員, 浦項製鐵 技術研究所 시스템연구팀

(System Research Team, Tech. Research Lab., POSCO)

** 正會員, 慶北大學校 電子電氣工學部

(School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook Nat'l Univ.)

接受日字: 1995年11月9日, 수정완료일: 1996年1月19日

물리적 시스템을 안정화시키고 원하는 목적을 달성하기 위해서는 수학적 모델식에 대한 제어만으로는 힘들다. 따라서 수학적 모델링시 발생하는 오차, 비선형성, 측정오차 및 외란 등을 고려한 제어기설계가 필요하다. 제어기를 설계할 때 고려해야 할 중요한 요소는 폐루프 시스템의 안정성 보장과 원하는 성능을 얻는

것이다. 안정성과 성능을 동시에 고려하는 견실제어기를 얻기 위하여 H^∞ 혼합감도문제^[1-3]를 많이 다룬다. 이때 모든 주파수에서 원하는 제어목적을 모두 얻기는 힘들기 때문에 주파수 하중함수를 이용하여 관심있는 주파수 영역을 선택한다.

물리적 시스템에 대한 수학적 모델은 고차의 전달함수를 가지는 경우가 많이 있다. 이러한 고차의 시스템에 대하여 제어기를 설계하거나 구현하기 위해서는 어려움이 따른다. 즉 복잡한 하드웨어와 소프트웨어로 인하여 유지와 보수가 어렵고 신뢰성이 저하되며 많은 계산시간이 요구된다. 이러한 문제점들을 줄이기 위하여 고차의 시스템 플랜트에 대하여 저차의 제어기를 얻는 방법에 대하여 많은 연구가 이루어져 왔다. 그러나 고차의 플랜트에 대하여 저차의 제어기를 직접 구하는 방법은 미약한 실정이며 많은 제약이 따른다. 그러므로 주어진 플랜트를 근사화^[4,5]한 후 제어기를 얻는 방법과 주어진 플랜트에 대하여 제어기를 설계한 후 저차로 줄이는 방법^[6]이 많이 제안되어 있다. 전자는 플랜트를 먼저 저차로 근사화하므로 제어기 설계 과정을 단순화할 수 있는 반면에 플랜트의 근사화오차에 의한 영향이 분명하지 않고, 후자는 고차의 제어기 설계시 어려움이 있는 반면 설계한 제어기로부터 직접 저차의 제어기를 얻을 수 있다. 플랜트나 제어기 모델을 줄이는 방법으로는 본 논문에서 사용하고 있는 균형화절단(balanced truncation)^[4] 이외에 Hankel 노음 근사화(approximation)^[7]와 q-COVER 방법^[8] 등이 제안되어 있다.

본 논문에서는 주파수 하중함수를 가지는 H^∞ 혼합감도문제에서 플랜트의 소인수요소 모델줄임을 위한 방법을 제안한다. 모델줄임의 궁극적인 목적은 주어진 플랜트에 대하여 저차의 제어기를 얻는 것이다. 먼저 주어진 플랜트를 견실 안정화문제로 변환하여 다룬다. 플랜트 모델로부터 CSD 구조의 표준플랜트를 구한 후 소인수요소(coprime factor) 형태의 모델을 얻고 가중된 균형화절단(weighted balanced truncation)을 이용하여 차수줄임한다. 줄여진 모델에 대하여 J -lossless 소인수분해를 이용하여^[9,10] 주어진 플랜트에 대한 저차의 제어기를 설계한다. 이때 주어진 플랜트와 저차의 제어기로 구성되는 페루프 시스템에 대한 견실 안정화조건을 구하고 견실안정화 보장을 위한 허용 섭동의 한계치를 얻는다. 얻어진 견실 안정화조건을 이용하면 저차의 제어기를 설계하기 전에 견실안정

화를 보장해주는 저차수를 구할 수 있다. 예제를 통하여 소인수요소 모델줄임에 의한 저차의 제어기 설계 방법과 견실 안정화조건의 타당성을 확인한다. 여기서 제안하는 방법은 소인수요소 형태의 모델줄임을 사용하므로 안정한 플랜트와 불안정한 플랜트 모두에 적용이 가능하다. 또한 가중된 균형화절단을 이용하므로써 하중함수에 의한 차수증가^[9]를 방지할 수 있고, 저차의 제어기를 가지는 혼합감도함수에 대해 H^∞ -노음 한계치를 구할 수 있다.

II. 수학적 배경

이 장에서는 본 논문에서 제어기 설계시 사용되는 J -lossless 행렬함수와 CSD 구조의 표준플랜트에 대하여 알아본다.

정의 1

$RL^\infty_{(m+n) \times (p+q)}$ 에 속하는 전달함수 행렬 $F(s)$ 가 모든 s 에 대하여 $F(s)JF(s) = J$ 이고 $F^*(s)JF(s) \leq J$ 를 만족할 때 J -lossless라 한다. 여기서 $F(s) = F^T(-s)$ 이고 $J = \text{diag}(I_m, -I_n)$ 이며 F^* 는 F 의 공액복소수이다.

H^∞ 문제에서 자주 등장하는 LFT(linear fractional transformation) 구조의 페루프시스템은

$$F_L(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (1)$$

로 표현되며 이러한 구조의 표준플랜트는

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

이다. 여기서 식 (1)의 $F_L(P, K)$ 는 정의 2와 같이 CSD 구조의 페루프시스템으로 변환될 수 있으며 P 는 CSD 구조의 표준플랜트 U 로 변환된다.

정의 2

페루프시스템의 LFT는 $\det(P_{21}) \neq 0$ 일때

$$F_L(P, K) = \text{CSD}(U, K) = (U_{11}K + U_{12})(U_{21}K + U_{22})^{-1} \quad (3)$$

로 변형되고 $\det(U_{21}K + U_{22}) \neq 0$ 이며 이러한 구조의 표준플랜트는

$$U = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{12} - P_{11}P_{21}^{-1}P_{22} & P_{11}P_{21}^{-1} \\ -P_{21}^{-1}P_{22} & P_{21}^{-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

이다.

III. H^∞ 혼합감도문제

여기서 다루는 H^∞ 혼합감도문제는 그림 1의 폐환시스템으로 표현되며 v_d 는 외란이고 e_1 과 e_2 는 각각 폐환시스템에서 감도와 제어입력에 대한 외란의 영향이다. 또한 $G(s)$ 는 주어진 플랜트이고 $K(s)$ 는 제어기이다.

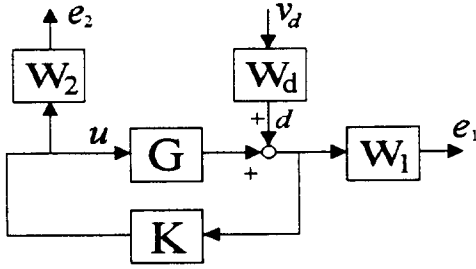


그림 1. H^∞ 혼합감도문제의 블록선도
Fig. 1. Block diagram for H^∞ mixed sensitivity problem.

v_d 에서 e_1 과 e_2 까지의 전달함수를 구하면

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(I-GK)^{-1}W_d \\ W_2K(I-GK)^{-1}W_d \end{bmatrix} v_d \quad (5)$$

이다.

이때 H^∞ 혼합감도문제는

$$\min_K \left\| \begin{bmatrix} W_1(I-GK)^{-1}W_d \\ W_2K(I-GK)^{-1}W_d \end{bmatrix} \right\| \quad (6)$$

로 정의된다. 여기서 $K(s)$ 는 안정화 제어기이고 $W_1(s)$ 과 $W_2(s)$ 및 $W_d(s)$ 는 설계사양을 만족시키는 제어기 설계를 위하여 선택되는 주파수 하중함수들이다. 정의된 H^∞ 혼합감도문제는 외란제거와 비구조적 가산 섭동에 대한 견실안정성을 고려하고 있다.

여기서 $W_1(s)$ 는 외란 영향의 최소화를 위하여 일반적으로 저역통과필터 형태를 가지는 반면 $W_2(s)$ 는 고주파수 영역에서의 모델 불확실성에 대한 견실안정성 극대화를 위해 고역통과필터 형태를 취한다. $W_d(s)$ 는 외란의 특성을 규정하는 하중함수이며 극배치와 차폐대역(stopband) 웨이핑을 위한 설계자의 자유매개변수로 사용될 수 있다.^{11,12} 이때 사용되는 주파수 하중함수들은 아래의 가정을 가진다.

i) $W_1, W_2 \in RH^\infty, W_1^{-1}, W_2^{-1} \in RH^\infty$ (7)

ii) $W_d^{-1} \in RH^\infty$. (8)

IV. 소인수요수 모델줄임과 견실안정화

그림 1의 H^∞ 혼합감도문제는 그림 2와 같이 소인수요수를 가지는 페루프 시스템의 견실 안정화문제^{11,12}로 변환될 수 있다.

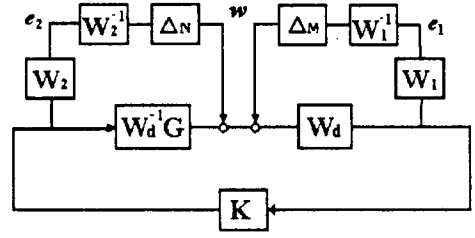


그림 2. 소인수요수 모델을 가지는 페루프 시스템
Fig. 2. Closed loop system with coprime factor model.

그림 2에서 w 에서 e_1 과 e_2 까지의 전달함수를 구하면

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1(I-GK)^{-1}W_d \\ W_2K(I-GK)^{-1}W_d \end{bmatrix} w \quad (9)$$

로 되어 식 (5)의 H^∞ 혼합감도문제에 대한 전달함수와 동일하다. 그러므로 식 (9)에서 소인수요수 불확실성에 대하여 최대안정여유(maximum stability margin)를 가지도록 제어기를 설계하는 문제는 식 (6)의 혼합감도함수의 H^∞ -노름을 최소화하는 제어기 설계 문제와 같아지므로 주어진 H^∞ 혼합감도문제를 플랜트의 소인수요수 모델을 가지는 견실 안정화문제로 변환하여 다룬다.

이때 플랜트의 소인수요수 모델은

$$[M \ N] = [W_d^{-1} \ W_d^{-1}G] \quad (10)$$

로 정의되며 $W_d(s)$ 에 의한 $N(s)$ 의 차수증가는 없는 것으로 가정한다. 그리고 플랜트 $G(s)$ 가 불안정할 경우에는 $W_d^{-1}(s)$ 로 $G(s)$ 의 불안정한 극점을 상쇄시킨다. 주파수 하중함수를 가진 소인수요수의 불확실성은

$$\left\| \begin{bmatrix} \Delta_M & \Delta_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1^{-1} & 0 \\ 0 & W_2^{-1} \end{bmatrix} \right\| < \epsilon_{\max} \quad (11)$$

로 가정한다. 여기서 ϵ_{\max} 는 최대안정여유이다.

플랜트 모델의 차수줄임에 따른 견실 안정화조건은

그림 3으로 주어지는 구조에서

$$\| (G - G_r)K_r(I - G_r K_r)^{-1} \|_{\infty} < 1 \quad (12)$$

으로 주어진다.¹⁴⁾ 여기서 주어진 플랜트 $G(s)$ 와 줄여진 플랜트 $G_r(s)$ 사이에는 개우반면 극점수의 변화가 없는 것으로 가정한다.

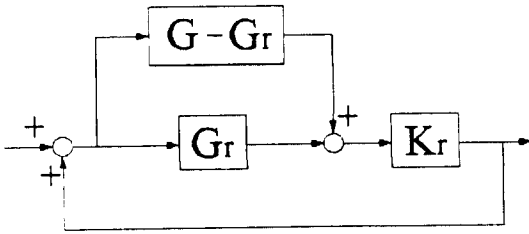


그림 3. 플랜트 차수줄임을 가진 폐루프 시스템
Fig. 3. Closed loop system with plant order reduction.

견실 안정화문제로 변환된 H^{∞} 혼합감도문제에서 그림 4의 구조로 나타나는 저차의 제어기를 가진 폐루프 시스템에 대한 견실 안정화조건을 구해보자.

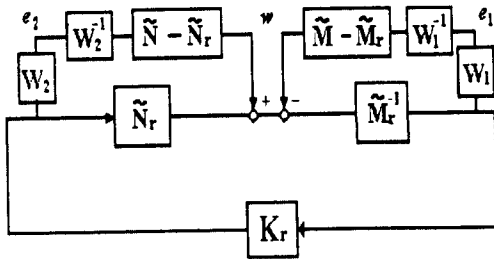


그림 4. 소인수요소 모델과 저차의 제어기를 가진 폐루프 시스템
Fig. 4. Closed loop system with coprime factor model and reduced order controller.

여기서 주파수 하중함수를 가진 소인수요소를

$$\begin{bmatrix} M & W_1^{-1} & N & W_2^{-1} \end{bmatrix} \quad (13)$$

로 정의할때, $[M \ N]$ 에 대한 저차의 모델 $[M_r \ N_r]$ 는 가중된 균형화절단을 통하여 얻는다. 이때 소인수요소 불확실성과 소인수요소 모델줄임오차는 $[\Delta_M \ \Delta_N] = [(M - M_r) \ (N - N_r)]$ 의 관계를 가진다. 하중함수를 이용하므로써 주파수대역을 고

려하여 균형화구현을 얻고 근사화하는 가중된 균형화절단은 $Enn^{14)}$ 에 의해 제시되었다.

정리 1

그림 4로 주어지는 소인수요소 $[M \ N]$ 와 저차의 제어기 $K_r(s)$ 로 구성된 폐루프 시스템의 안정성 보장을 위한 충분조건은

$$\left\| \begin{bmatrix} (M - M_r)W_1^{-1} & (N - N_r)W_2^{-1} \\ W_2 K_r (I - G_r K_r)^{-1} M_r^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (14)$$

이다. 여기서 $G_r = M_r^{-1} N_r$ 는 저차의 플랜트이다.

(증명) 식 (12)와 일반화된 Nyquist 판별법으로부터 쉽게 증명이 가능하다.

주파수 하중함수를 가진 소인수요소 오차를

$$\epsilon_1 = \left\| \begin{bmatrix} (M - M_r)W_1^{-1} & (N - N_r)W_2^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (15)$$

로 정의할때,

$$\left\| \begin{bmatrix} W_1 (I - G_r K_r)^{-1} M_r^{-1} \\ W_2 K_r (I - G_r K_r)^{-1} M_r^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \epsilon_{rmax}^{-1} \quad (16)$$

라고 하면 정리 1로부터 보조정리 1을 유추할 수 있다.

보조정리 1

식 (15)와 (16)이 만족될때 저차의 제어기로 구성된 폐루프 시스템이 안정할 충분조건은

$$\epsilon_{rmax} > \epsilon_1 \quad (17)$$

이고 ϵ_{rmax} 가 ϵ_{max} 보다 크거나 같으면

$$\epsilon_{max} > \epsilon_1 \quad (18)$$

로 변환된다.

식 (18)의 조건은 모델줄임전에 구할 수 있는 전제조건식이다.

플랜트 $G(s)$ 와 저차의 제어기 $K_r(s)$ 로 구성되는 폐루프 시스템의 최소 H^{∞} -노름은

$$\min_{K_r} \left\| \begin{bmatrix} W_1 (I - GK_r)^{-1} M^{-1} \\ W_2 K_r (I - GK_r)^{-1} M^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} \quad (19)$$

이고 저차의 제어기를 가지는 혼합감도함수의 H^{∞} -노름 한계치 ϵ_r 은

$$\epsilon_r^{-1} = (\epsilon_{rmax} - \epsilon_1) \quad (20)$$

을 만족한다.

가중된 소인수요소 모델의 H^∞ -노음을

$$\epsilon_r = \| [\hat{M}W_1^{-1} \quad \hat{N}W_2^{-1}] \|_2 \quad (21)$$

로 정의하고 ϵ_1 에 대하여

$$\epsilon_r - \epsilon_1 > 0 \quad (22)$$

$$\epsilon_{max} - \epsilon_1 > 0 \quad (23)$$

을 가정하면, 저차의 제어를 가지는 페루프 시스템의 안정성 보장을 위하여 허용가능한 H^∞ -노음 오차경계 식은

$$\epsilon_1 < \frac{\epsilon_r \epsilon_{max}}{2\epsilon_r + \epsilon_{max}} \quad (24)$$

이다. 또한 저차의 제어기 $K_r(s)$ 과 주어진 플랜트 $G(s)$ 로 이루어진 페루프 시스템의 허용가능한 섭동의 한계치 ϵ_{tr} 은

$$\epsilon_{tr} = \frac{\epsilon_r - \epsilon_1}{\epsilon_r + \epsilon_1} (\epsilon_{max} - \epsilon_1) - \epsilon_1 \quad (25)$$

이다. 이때 $\epsilon_{tr} > 0$ 의 조건을 만족하면 저차의 제어기로 페루프 시스템의 견실성을 보장할 수 있다. 실제로 식 (24)와 식 (25)는 저차의 제어를 설계하기 전에 얻을 수 있는 조건식이다. 식 (24)와 식 (25)의 유도과정은 참고문헌 [9]에 따른다.

H^∞ 혼합감도문제를 주파수 하중함수를 가지는 소인수요소 형태에서의 차수줄임을 이용하여 저차의 제어를 설계하는 단계는 다음과 같다.

과정 1) 식 (10)으로부터 CSD 표준플랜트를 구성한다.

과정 2) 식 (18) 혹은 (25)로부터 페루프 시스템의 견실안정성을 보장해주는 저차의 제어기에 대한 차수를 결정한다.

과정 3) 식 (13)에서 가중된 균형화절단을 이용하여 저차의 소인수요소를 구한다.

과정 4) 저차의 소인수요소 모델에 대하여 J-lossless 소인수분해를 이용하여 저차의 H^∞ 제어기 $K_r(s)$ 를 설계한다.

주어진 H^∞ 혼합감도문제를 플랜트의 소인수요소에 대한 견실 안정화문제로 변환한 후 가중된 균형화절단에 의하여 얻어지는 저차의 모델에 대하여 제어를 설계하고 있다. 이러한 설계 방법을 이용하면 모델줄임

에 따른 페루프 시스템의 견실 안정화조건과 페루프 시스템의 견실안정화를 위해 허용가능한 섭동의 한계치를 얻을 수 있다. 여기에서 제시한 설계 방법에 의한 저차의 제어기 차수는

$$\deg(K_r) < (\deg(W_1) + \deg(W_2) + \deg(G)) \quad (26)$$

이다. 또한 소인수요소 형태를 이용한 설계 방법을 사용함으로써 안정한 플랜트와 불안정한 플랜트 모두에 대하여 적용이 가능하다.

V. 예 제

이 장에서는 H^∞ 혼합감도문제에서 제안한 소인수요소 모델줄임에 의한 저차의 제어기 설계 방법과 저차의 제어기에 의한 견실 안정화조건의 타당성을 예제를 통하여 보인다. 여기서는 간략화를 위하여 단일입출력 함수인 수중운동체의 피치(pitch)모델을 사용한다. 공칭플랜트와 주파수 하중함수는

$$G = \frac{3.5932(s+10.6161)(s+3.3653)}{(s+6.3584)(s+0.4734)(s+0.6299)(s+6.6856)} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{24s+83}{65s+0.8} \\ W_2 &= \frac{10s+16}{2s+100} \\ W_3 &= 1 \end{aligned} \quad (28)$$

이다.

식 (28)의 하중함수를 가지는 소인수요소 모델에 대하여 가중된 균형화절단 방법을 이용하여 구한 저차의 제어기에 대한 페루프 시스템의 견실 안정화조건을 구하면 표 1과 같다.

표 1. 소인수요소 모델줄임을 이용한 견실안정성

Table 1. Robust stability using coprime factor model reduction.

차수 ϵ_1, ϵ_r	6	5	4	3
ϵ_1	0	0.0132	0.1845	31.1623
ϵ_{tr}	$\epsilon_{max} = 1.001$	0.9745	0.6292	/
견실조건식 ($\epsilon_{tr} > 0$)	만족	만족	만족	불만족

제안한 저차의 제어기 설계 방법은 표 1에서 보는 바와 같이 4차 이상의 제어기를 이용할 경우 페루프 시스템을 안정화시킬 수 있음을 알 수 있다.

여기서 저차의 플랜트와 저차의 제어기로 구성되는 페루프 시스템의 섭동의 한계치 ϵ_{rmax} 는 $\epsilon_{rmax} \geq \epsilon_{max}$ 를 만족하므로 식 (18)의 전제조건식을 이용하여 표 2를 얻을 수 있다. 즉 ϵ_{max} 만을 이용하여 건실 안정화조건을 구하고 있다.

표 2. $\epsilon_{rmax} \geq \epsilon_{max}$ 일때 건실안정성

Table 2. Robust stability in case of $\epsilon_{rmax} \geq \epsilon_{max}$.

차수 ϵ_1, ϵ_r	6	5	4	3
ϵ_1	0	0.0132	0.1845	31.1623
ϵ_r	ϵ_{max} =1.001	0.9858	0.8145	×
ϵ_{rmax}	-	1.0101	1.0204	1.6129
건실조건식 ($\epsilon_{max} > \epsilon_1$)	만족	만족	만족	불만족

소인수요소 모델줄임을 이용한 저차의 제어기에 의한 주파수응답, 시간응답, 제어입력을 각각 그림 5, 그림 6, 그림 7에 나타내었다.

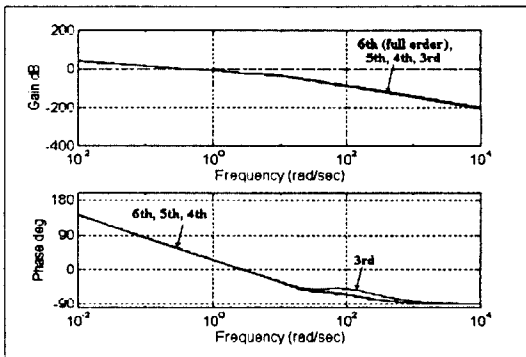


그림 5. 소인수요소 모델줄임을 이용한 개루프 시스템의 주파수응답

Fig. 5. Frequency response of open loop system using coprime factor model reduction.

예제를 통해 보는 바와 같이 제안한 저차의 제어기 설계 방법을 이용하면 제어기 차수에 따른 페루프 시스템의 건실 안정화조건을 구할 수 있고 저차의 제어기로도 주파수 및 시간영역의 특성을 잘 간직하고 있

음을 볼 수 있다. 특히 $\epsilon_{rmax} \geq \epsilon_{max}$ 가 만족될 경우에는 더욱 단순한 건실 안정화조건을 이용할 수 있다.

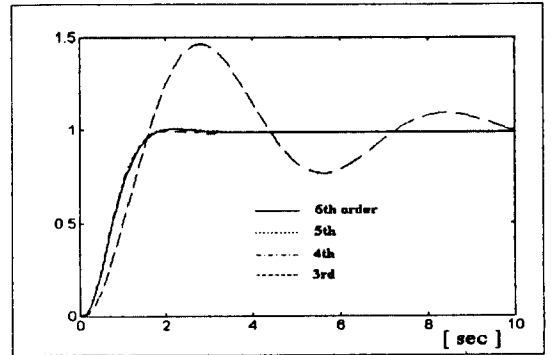


그림 6. 소인수요소 모델줄임을 이용한 단위계단응답

Fig. 6. Unit step response using coprime factor model reduction.

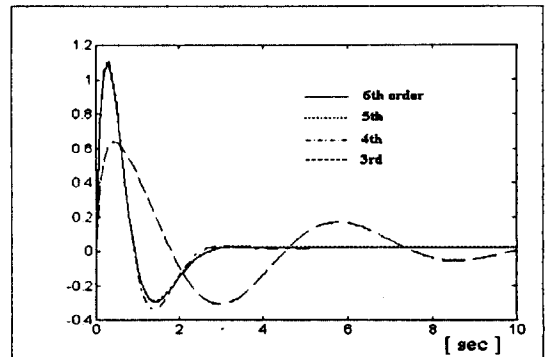


그림 7. 소인수요소 모델줄임에 의한 제어입력

Fig. 7. Control input by coprime factor model reduction.

VI. 결 론

본 논문에서는 주파수 하중함수를 가지는 H^∞ 혼합 감도문제에서 주어진 플랜트의 소인수요소 모델줄임을 통하여 저차의 제어기를 구하는 방법을 제안하였다. 주어진 문제를 소인수요소를 가지는 건실 안정화문제로 변환하여 제어기를 찾는 문제로 접근하므로써 혼합감도함수의 H^∞ -노름 최소화와 소인수요소의 불확실성에 대한 건실 안정화문제를 동시에 다루었다. 소인수요소 모델줄임에 의한 설계방법을 이용하므로써 제어기 차수줄임시에는 구하기 어려운 주어진 플랜트와 저차의 제어기로 구성되는 페루프 시스템의 건실 안정화조건

과 견실안정성 보장을 위하여 허용 가능한 섭동의 한계치를 구할 수 있었다. 얻어진 견실 안정화조건을 이용하여으로써 저차의 제어기를 구하기 전에 페루프 시스템의 견실안정화를 보장할 수 있는 차수줄임정도를 미리 결정하는 것이 가능하였다.

앞으로의 연구과제로는, 주어진 플랜트에서 먼저 제어기를 구한 후 차수줄임할때 차수줄임에 따르는 페루프 시스템에서의 오차에 대한 정확한 한계치 및 견실안정화조건을 구하는 것이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] M. S. Verma, "Design of H^∞ -optimal feedback system," *Proc. 26th CDC*, Los Angeles, CA, pp. 84-89, Dec. 1987.
- [2] M. C. Tsai and J. M. Geddes, and I. Postlethwaite, "Pole-zero cancellations and closed loop properties of an H^∞ mixed sensitivity design problem," *Automatica*, vol. 28, no. 3, pp. 519-530, 1992.
- [3] T. H. Um, D. C. Oh, H. B. Park, and S. J. Kim, "Mixed sensitivity minimization with reduced order controller," *SICE '93 Proc. 32nd SICE Annual Conference*, Kanazawa, Japan, pp. 1509-1512, Aug. 1993.
- [4] D. Enns, "Model reduction for control system design," Ph.D. Dissertation, Department of Aeronautics, Stanford Univ., Stanford, CA, 1984.
- [5] U. M. Al-Saggaf and G. F. Franklin, "Model reduction via balanced realizations: An extension and frequency weighting techniques," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 33, no. 7, pp. 687-692, 1988.
- [6] B. D. O. Anderson and Y. Liu, "Controller reduction: Concepts and approaches," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, no. 8, pp. 802-812, 1989.
- [7] K. Glover, "All optimal Hankel-norm approximation of linear multivariable systems and their L^∞ error bounds," *Int. J. Contr.*, vol. 39, no. 6, pp. 1115-1193, 1984.
- [8] A. Yousuff, D. A. Wagie, and R. E. Skelton, "Linear system approximation via covariance equivalent realizations," *J. of Mathemat. Analys. Appl.*, vol. 106, pp. 91-115, 1985.
- [9] 오도창, 엄태호, 박홍배, " H^∞ 혼합감도문제에서 제어기 차수줄임," 대한전자공학회 논문지, 제 32B권, 제 2호, pp.20-30, 1995년
- [10] M. C. Tsai and I. Postlethwaite, "On J -lossless coprime factorization and H^∞ control," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 1, no. 1, pp. 47-68, 1991.
- [11] I. Postlethwaite, M. C. Tsai, and D. W. Gu, "Weighting function selection in H^∞ design," *Preprints of the 11th IFAC World Congress in Tallin, Estonia*, vol. 5, pp. 104-109, 1990.
- [12] K. Glover and D. Mcfarlane, "Robust stabilization of normalized coprime factor plant descriptions with H^∞ -bounded uncertainty," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, no. 8, pp. 821-830, 1989.

저 자 소 개

殷 泰 虎(正會員) 第 32卷 B編 第 2號 參照
현재 포항제철 기술연구소 시스템
연구팀

吳 道 昌(正會員) 第 32卷 B編 第 2號 參照
경북대학교 전자전기공학부 박사
과정 수료

朴 烘 培(正會員) 第 32卷 B編 第 2號 參照
경북대학교 전자전기공학부 부교수

金 秀 重(正會員) 第 32卷 A編 第 2號 參照
경북대학교 전자전기공학부 교수