시간지연을 가지는 선형 시스템에 대한 상태궤환 H^{∞}제어기 설계

State Feedback H^{∞} Controller Design for Linear Systems with Time-delays

정 은 태, 이 갑 래, 이 재 명, 박 홍 배
(Eun Tae Jeung, Kap Rai Lee, Jae Myoung Lee and Hong Bae Park)

Abstract : This paper presents a state feedback H^{∞} controller design method for linear systems with delayed states and inputs. We derive a sufficient condition that the closed-loop system is asymptotically stable for all time-delays and that the H^{∞}-norm of the closed-loop transfer function is less than or equal to some prescribed level γ. And we propose a sufficient condition for the existence of a state feedback H^{∞} controller using a form of linear matrix inequality(LMI). Furthermore, we show that the state feedback H^{∞} controllers can be obtained from solutions satisfying LMI.

Keywords: time delay, state feedback, H^{∞} control, LMI, Riccati inequality

I. 서론

1980년대부터 H^{∞}제어에 관한 연구는 상당한 관심을 받으면서 진행되어 왔다. 1989년 Doyle 등[1]은 상태공간에서 리카티 방정식을 기초로 하여 H^{∞}제어기 설계에 대한 효과적인 방법을 제안하였다. 이외에도 리카티 방정식(혹은 부등식)을 기초로 하여 H^{∞}제어기를 설계하는 논문이 발표되었다. 상태공간에서 H^{∞}제어기 설계를 위한 다른 접근은 선형 행렬 부등식(LMI: linear matrix inequality)을 이용한 방법이 있다. Gahinet 등[2]과 Iwasaki 등[3]은 선형 행렬 부등식을 기초로 일반적인 H^{∞}제어 문제에 대한 모든 제어기의 매개변수화를 제시하였다. 그들의 주요 결과는 임의의 차수를 가지는 H^{∞}제어기가 존재할 필요충분조건은 세개의 선형 행렬 부등식으로 주어진다는 것이다.

그러나 지금까지의 논문들은 시간지연이 없는 시스템에 대한 H^{∞}제어 문제를 다루었고, 시간지연을 가지는 시스템에 대한 H^{∞}제어 문제를 다룬 논문은 그다지 많지 않다. Foias 등[4]은 함수적 해석 기법(functional analytic technique)을 이용하여 입력에 시간지연을 가지는 선형 시스템에 대한 감도를 최소화하는 H^{∞}제어기를 구하였다. Lee 등[5]은 리카티 부등식을 이용하여 상태에 시간지연이 있는 시스템에 대한 상태궤환 H^{∞}제어기를 설계하였고, Choi 등[6]은 상태와 입력에 시간지연이 있는 시스템으로 확장하여 상태궤환 H^{∞}제어기를 설계하였다. Lee 등과 Choi 등은 외란에 대하여 상태는 고려하였지만, 제어입력은 고려하지 않고 상태궤환 H^{∞}제어기를 설계하였다. 따라서 본 논문에서는 상태와 제어입력을 동시에 고려한 상태궤환 H^{∞}제어기를 설계한다. 또한 시간지연을 가지는 폐루프 시스템에 대한 BRL(bounded real lemma)의 충분조건을 제시한다. 즉, 폐루프 시스템이 점근적으로 안정하고, 폐루프 시스템의 H^{∞}-노옴이 주어진 γ보다 작거나 같을 충분조건을 제시한다. BRL의 충분조건을 이용하여 상태궤환 H^{∞}제어기가 존재할 충분조건을 선형 행렬 부등식(혹은, 등가적인 리카티 부등식)으로 나타내고, 상태궤환 H^{∞}제어기를 특성화한다. 마지막으로 예제를 통하여 본 논문에서 제시한 이론의 타당성을 검증한다.

II. 문제 설정

접수일자 : 1996. 1. 9., 수정완료 : 1996. 2. 27.
정은태, 이갑래 : 경북대학교 전자・전기공학부
이재명 : 국방과학연구소
박홍배 : 경북대학교 전자・전기공학부

상태와 제어입력에 시간지연이 있는 시스템

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t)+A_{d_1}x(t-d_1) \\ &\quad +B_1w(t)+B_2u(t)+B_{d_2}u(t-d_2) \\ z(t) &= Cx(t)+Du(t) \\ x(t) &= 0, \quad t<0, \quad x(0)=x_0 \end{aligned} \tag{1}$$

을 고려한다. 여기서 $x(t)\in R^n$, $w(t)\in R^p$, $u(t)\in R^q$와 $z(t)\in R^r$는 각각 상태, 외란, 제어입력과 제어하고자 하는 신호이고, d_1과 d_2는 양의 상수인 지연시간이다. R^n은 n차원 실수공간을 의미하며 모든 행렬은 적절한 차원을 가진다. 그리고 상태궤환 제어기를

$$u(t)=Fx(t) \tag{2}$$

와 같이 두자. 이때 폐루프 시스템은

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (A+B_2F)x(t)+A_{d_1}x(t-d_1) \\ &\quad +B_{d_2}Fx(t-d_2)+B_1w(t) \\ z(t) &= (C+DF)x(t) \end{aligned} \tag{3}$$

이다. 폐루프 시스템 (3)이 점근적으로 안정할 충분조건은 다음 보조정리에 나타낸다.

보조정리 1 : 시스템 (3)에서 $w(t)$=0 일때의 시스템을 고려하자. 리카티 부등식

$$\begin{aligned} &(A+B_2F)^TP+P(A+B_2F)+R_1+F^TR_2F \\ &\quad +PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP+PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP < 0 \end{aligned} \tag{4}$$

을 만족하는 대칭양정의(symmetric positive definite) 행렬 P, R_1과 R_2가 존재하면, 시스템 (3)은 지연시간 d_1과 d_2에 관계없이 점근적으로 안정하다.

증명 : Choi 등[6]의 논문 참조. ■

본 논문에서 다루는 문제는 시스템 (3)을 지연시간 d_1, d_2에 관계없이 점근적으로 안정시키고, H^{∞}-노옴이 γ보다 작거나 같을 충분조건을 구한다. 또한 이와 같은 조건을 만족하는 상태궤환 H^{∞}제어기의 존재조건과 설계 알고리듬을 제시한다.

III. 시간지연 시스템에 대한 BRL의 충분조건

이 장에서는 시간지연을 가지는 시스템 (1)에 상태궤환 제어기 (2)를 적용했을 때, 폐루프 시스템이 점근적으로 안정하고 폐루프 전달함수

$$\begin{aligned} T_{zw}(s) &= (C+DF)(sI-A-B_2F \\ &\quad -A_{d_1}e^{-sd_1}-B_{d_2}Fe^{-sd_2})^{-1}B_1 \end{aligned} \tag{5}$$

의 H^{∞}-노옴이 γ보다 작거나 같은 충분조건을 유도한다.

보조정리 2 : 시간지연 시스템 (1)에 제어기 (2)를 적용한 폐루프 시스템 (3)을 고려하자. 그리고 리카티 부등식

$$\begin{aligned}&(A+B_2F)^TP+P(A+B_2F)+R_1\\&\quad+PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP+F^TR_2F+PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP\\&\quad+PB_1B_1^TP+\gamma^{-2}(C+DF)^T(C+DF)<0\end{aligned}\tag{6}$$

을 만족하는 대칭양정의 행렬 P, R_1과 R_2가 존재한다고 가정하자. 그러면

i) 시스템 (3)은 지연시간 d_1과 d_2에 관계없이 점근적으로 안정

ii) $\|T_{zw}\|_\infty \le \gamma$

을 만족한다.

증명 : i) (6)을 만족하는 대칭양정의 행렬 P, R_1과 R_2는 (4)를 만족하므로 시스템 (3)은 지연시간 d_1과 d_2에 관계없이 점근적으로 안정하다.

ii) 표기를 간단히 하기 위해서

$$A_F=A+B_2F,\quad C_F=C+DF$$

와

$$\begin{aligned}S:=&-A_F^TP-PA_F-R_1-PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP\\&-F^TR_2F-PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP-PB_1B_1^TP\\&-\gamma^{-2}C_F^TC_F\end{aligned}\tag{7}$$

을 정의하자. (7)의 양변에

$$\begin{aligned}&j\omega P+e^{j\omega d_1}A_{d_1}^TP+e^{-j\omega d_1}PA_{d_1}\\&\quad+e^{j\omega d_2}F^TB_{d_2}^TP+e^{-j\omega d_2}PB_{d_2}F\end{aligned}$$

을 빼면,

$$\begin{aligned}&(-j\omega I-A_F^T-e^{j\omega d_1}A_{d_1}^T-e^{j\omega d_2}F^TB_{d_2}^T)P\\&\quad+P(j\omega I-A_F-e^{-j\omega d_1}A_{d_1}-e^{-j\omega d_2}B_{d_2}F)\\&\quad-PB_1B_1^TP\\&=PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP+R_1-e^{j\omega d_1}A_{d_1}^TP-e^{-j\omega d_1}PA_{d_1}\\&\quad+PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP+F^TR_2F-e^{j\omega d_2}F^TB_{d_2}^TP\\&\quad-e^{-j\omega d_2}PB_{d_2}F+\gamma^{-2}C_F^TC_F+S\\&=W_1(j\omega)+W_2(j\omega)+\gamma^{-2}C_F^TC_F+S\end{aligned}\tag{8}$$

이다. 여기서

$$\begin{aligned}W_1(j\omega):=&PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP+R_1\\&-e^{j\omega d_1}A_{d_1}^TP-e^{-j\omega d_1}PA_{d_1}\\=&[e^{-j\omega d_1}PA_{d_1}-R_1]R_1^{-1}[e^{-j\omega d_1}PA_{d_1}-R_1]^*\end{aligned}\tag{9}$$

$$\begin{aligned}W_2(j\omega):=&PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP+F^TR_2F\\&-e^{j\omega d_2}F^TB_{d_2}^TP-e^{-j\omega d_2}PB_{d_2}F\\=&[e^{-j\omega d_2}PB_{d_2}-F^TR_2]R_2^{-1}\\&\times[e^{-j\omega d_2}PB_{d_2}-F^TR_2]^*\end{aligned}\tag{10}$$

이다. $(\cdot)^*$는 공액 복소 전치를 나타낸다. (9)와 (10)은 모든 $\omega\in\mathrm{R}$에 대해서 $W_1(j\omega)\ge 0$, $W_2(j\omega)\ge 0$임을 의미한다. 그리고

$$\Phi(j\omega):=(j\omega I-A_F-e^{-j\omega d_1}A_{d_1}-e^{-j\omega d_2}B_{d_2}F)^{-1}$$

을 정의하여 (8)의 앞과 뒤에 각각 $(\Phi(j\omega)B_1)^*$와 $\Phi(j\omega)B_1$를 곱하면

$$\begin{aligned}&\gamma^{-2}B_1^T\Phi^*(j\omega)C_F^TC_F\Phi(j\omega)B_1\\&\quad+B_1^T\Phi^*(j\omega)[W_1(j\omega)+W_2(j\omega)+S]\Phi(j\omega)B_1\\&=B_1^TP\Phi(j\omega)B_1+B_1^T\Phi^*(j\omega)PB_1\\&\quad-B_1^T\Phi^*(j\omega)PB_1B_1^TP\Phi(j\omega)B_1\\&=-[B_1^TP\Phi(j\omega)B_1-I]^*[B_1^TP\Phi(j\omega)B_1-I]+I\end{aligned}\tag{11}$$

이고, 또한

$$\begin{aligned}&\gamma^{-2}T_{zw}^*(j\omega)T_{zw}(j\omega)-I\\&=-[B_1^TP\Phi(j\omega)B_1-I]^*[B_1^TP\Phi(j\omega)B_1-I]\\&\quad-B_1^T\Phi^*(j\omega)[W_1(j\omega)+W_2(j\omega)+S]\Phi(j\omega)B_1\\&\le 0\end{aligned}$$

이다. 그러므로 $\|T_{zw}\|_\infty\le\gamma$. ■

참조 1 : 보조정리 2는 시간지연을 가지는 폐루프 시스템 (3)에 대한 BRL의 충분조건이다. 만약 (3)에 시간지연항들이 없다면(즉, $A_{d_1}=0$, $B_{d_2}=0$), (6)을 만족하는 대칭양정의 행렬 P는

$$\begin{aligned}&(A+B_2F)^TP+P(A+B_2F)\\&\quad+PB_1B_1^TP+\gamma^{-2}(C+DF)^T(C+DF)<0\end{aligned}$$

와 같은 BRL의 리카티 부등식을 만족한다.

IV. 상태궤환 H^{∞}제어기의 특성화

보조정리 2는 폐루프 시스템이 점근적으로 안정하고 H^{∞}-노옴이 γ보다 작거나 같은 충분조건을 제시한 것이다. 이 장에서는 선형 행렬 부등식을 이용하여 상태궤환 H^{∞}제어기가 존재할 충분조건을 유도하고, 상태궤환 H^{∞}제어기를 설계한다. 리카티 부등식 (6)을 만족하는 대칭양정의 행렬 P, R_1과 R_2가 존재할 필요충분조건은 선형 행렬 부등식

$$\begin{bmatrix}A_F^TP+PA_F+R_1 & C_F^T & F^T & PB_1 & PA_{d_1} & PB_{d_2}\\ C_F & -\gamma^2I & 0 & 0 & 0 & 0\\ F & 0 & -R_2^{-1} & 0 & 0 & 0\\ B_1^TP & 0 & 0 & -I & 0 & 0\\ A_{d_1}^TP & 0 & 0 & 0 & -R_1 & 0\\ B_{d_2}^TP & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_2\end{bmatrix}<0\tag{12}$$

을 만족하는 대칭양정의 행렬 P가 존재한다[3,7]. (12)에는 상태궤환 제어기 F도 포함되어 있으므로 직접 F를 찾기가 어렵다. 그래서 (12)를

$$\Psi+\Sigma F\Pi^T+\Pi F^T\Sigma^T<0\tag{13}$$

와 같이 표현하자. 여기서

$$\Psi=\begin{bmatrix}A^TP+PA+R_1 & C^T & 0 & PB_1 & PA_{d_1} & PB_{d_2}\\ C & -\gamma^2I & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -R_2^{-1} & 0 & 0 & 0\\ B_1^TP & 0 & 0 & -I & 0 & 0\\ A_{d_1}^TP & 0 & 0 & 0 & -R_1 & 0\\ B_{d_2}^TP & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_2\end{bmatrix},$$

$$\Sigma=\begin{bmatrix}PB_2\\ D\\ I\\ 0\\ 0\\ 0\end{bmatrix},\quad \Pi=\begin{bmatrix}I\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\end{bmatrix}\tag{14}$$

이다. 어떤 F에 대해서 (13)을 만족할 필요충분조건은 부등식

$$\Sigma_\perp^T\Psi\Sigma_\perp<0\tag{15}$$

$$\Pi_\perp^T\Psi\Pi_\perp<0\tag{16}$$

을 만족한다[7]. 여기서 $\Sigma_\perp$와 $\Pi_\perp$는 각각 Σ와 Π의 직교보(orthogonal complement)이다. (15)와 (16)을 이용하여 시스템 (1)에 대한 상태궤환 H^{∞}제어기가 존재할 충분조건을 다음 정리에 나타낸다.

정리 1 : 시간지연을 가지는 시스템 (1)을 고려하자. 선

형 행렬 부등식

$$\begin{bmatrix} \hat{S} & Q & QC^T-B_2R_2^{-1}D^T \\ Q & -R_1^{-1} & 0 \\ CQ-DR_2^{-1}B_2^T & 0 & -\gamma^2 I-DR_2^{-1}D^T \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

을 만족하는 대칭양정의 행렬 Q, R_1과 R_2가 존재하면, 시스템 (1)에 대한 상태궤환 H^∞제어기 (2)가 존재한다. 여기서

$$\hat{S} = QA^T+AQ-B_2R_2^{-1}B_2^T+B_1B_1^T + A_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^T+B_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^T$$

이다.

증명 : (14)의 Σ와 Π의 직교보를

$$\Sigma_\perp = \begin{bmatrix} Q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ -B_2^T & -D^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix}, \quad \Pi_\perp = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (18)$$

와 같이 선택한다. 여기서 $Q = P^{-1}$이다. (15)와 (16)에 (14)와 (18)을 대입하면 (16)은 당연히 만족하고, (15)는

$$\begin{bmatrix} \bar{Q} & QC^T-B_2R_2^{-1}D^T & B_1 & A_{d_1} & B_{d_2} \\ CQ-DR_2^{-1}B_2^T & -\gamma^2 I-DR_2^{-1}D^T & 0 & 0 & 0 \\ B_1^T & 0 & -I & 0 & 0 \\ A_{d_1}^T & 0 & 0 & -R_1 & 0 \\ B_{d_2}^T & 0 & 0 & 0 & -R_2 \end{bmatrix} < 0, \quad (19)$$

$$\bar{Q} = QA^T+AQ+QR_1Q-B_2R_2^{-1}B_2^T$$

와 같이 표현되고, (19)는 등가적으로 (17)과 같이 표현할 수 있다. ■

정리 1은 시간지연 시스템 (1)에 대한 상태궤환 H^∞제어기를 구한 것이 아니라, 상태궤환 H^∞제어기가 존재할 충분조건을 제시한 것이다. 제어기를 구하기 위해서는, ellipsoid 알고리듬[7]을 이용하여 (17)을 만족하는 Q, R_1 및 R_2를 찾고, 이러한 해를 (13)에 대입하여 (13)을 만족하는 상태궤환 이득 F를 구한다.

기존의 논문들과 비교하기 위해서 리카티 부등식을 이용하여 상태궤환 H^∞제어기를 설계해 보자. (17)의 선형 행렬 부등식을 등가적으로

$$\begin{aligned} &QA^T+AQ+QR_1Q-B_2R_2^{-1}B_2^T \\ &\quad +B_1B_1^T+A_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^T+B_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^T \\ &\quad +(QC^T-B_2R_2^{-1}D^T) \\ &\quad \times(\gamma^2 I+DR_2^{-1}D^T)^{-1}(CQ-DR_2^{-1}B_2^T) < 0 \end{aligned} \quad (20)$$

와 같이 리카티 부등식으로 표현한다. 여기서 R_1과 R_2는 대칭양정의 행렬이다. (20)의 앞쪽과 뒤쪽에 각각 P를 곱하고, 행렬연산을 이용하여 (20)을 적절히 변형하면

$$\begin{aligned} &A^TP+PA+R_1+PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP \\ &\quad +PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP+PB_1B_1^TP+\gamma^{-2}C^TC \\ &\quad -(PB_2+\gamma^{-2}C^TD) \\ &\quad \times(R_2+\gamma^{-2}D^TD)^{-1}(B_2^TP+\gamma^{-2}D^TC) < 0 \end{aligned} \quad (21)$$

와 같은 리카티 부등식을 얻는다. 그리고 (6)을

$$\begin{aligned} &A^TP+PA+R_1+PA_{d_1}R_1^{-1}A_{d_1}^TP \\ &\quad +PB_{d_2}R_2^{-1}B_{d_2}^TP+PB_1B_1^TP+\gamma^{-2}C^TC \\ &\quad -(PB_2+\gamma^{-2}C^TD) \\ &\quad \times(R_2+\gamma^{-2}D^TD)^{-1}(B_2^TP+\gamma^{-2}D^TC) \\ &\quad +[F+(R_2+\gamma^{-2}D^TD)^{-1}(B_2^TP+\gamma^{-2}D^TC)]^T \\ &\quad \times(R_2+\gamma^{-2}D^TD) \\ &\quad \times[F+(R_2+\gamma^{-2}D^TD)^{-1}(B_2^TP+\gamma^{-2}D^TC)] < 0 \end{aligned}$$

와 같이 표현할 수 있고, 이를 (21)과 비교하면 상태궤환 이득 F가

$$F = -(R_2+\gamma^{-2}D^TD)^{-1}(B_2^TP+\gamma^{-2}D^TC) \quad (22)$$

일때, (6)과 (21)은 동일한 식이다. 그리고 (22)의 상태궤환 이득 F는 (13)을 만족하는 해 중에 하나이다.

참조 2 : (1)에서 D=0 인 시스템을 고려하자. (21)과 (22)에 D=0를 대입하고, P, R_1및 R_2대신에 각각 $\gamma^{-1}P$, $\gamma^{-1}I$ 및 $\gamma^{-1}\varepsilon R$을 대입하면, Choi 등[6]이 제시한 리카티 부등식과 상태궤환 H^∞제어기는 동일하다. 그러므로 본 논문에서 제시한 (21)과 (22)는 Choi 등의 결과를 포함한다.

참조 3 : 상태궤환 H^∞제어기를 구하기 위해서는 선형 행렬 부등식 (17)이나 리카티 부등식 (21)을 만족하는 해를 찾아야 한다. (17)을 만족하는 해 Q, R_1 및 R_2는 ellipsoid 알고리듬을 이용하여 구할 수 있지만, (21)을 만족하는 P, R_1 및 R_2를 동시에 찾을 수 있는 알고리듬은 없다. 그래서 (21)을 만족하는 P, R_1 및 R_2를 찾기 위해서는, 먼저 적절한 R_1과 R_2를 선정하여 (21)을 만족하는 P를 찾아야 하는 단점이 있다. 그러므로 (21)보다 (17)을 이용하는 것이 더 쉽게 해를 찾을 수 있다.

V. 예제

다음과 같은 시간지연 시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} -2 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x(t-d_1) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} w(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0 \end{bmatrix} u(t-d_2) \\ z(t) &= \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \end{aligned}$$

여기서 d_1, d_2 ≥ 0는 지연시간이다. γ를 1로 두고, 선형 행렬 부등식 (17)을 만족하는 Q, R_1 및 R_2중에 하나는

$$Q = \begin{bmatrix} 0.6409 & -0.1759 \\ -0.1759 & 0.1002 \end{bmatrix},$$

$$R_1 = \begin{bmatrix} 1.7762 & 0.2389 \\ 0.2389 & 1.8888 \end{bmatrix},$$

$$R_2 = 0.1652$$

이고, 이러한 해를 (13)에 대입하여 (13)을 만족하는 상태궤환 이득 F 중에 하나는 F_1 = [-5.4979 -18.6490]이다. 또한, (22)로부터 상태궤환 이득 F_2 = [-2.6570 -16.3746]를 구할 수도 있다. 시간지연을 포함하는 폐루프 시스템에 대한 H^∞-노옴은 모든 주파수 ω에 대한 최대특이치선도(largest singular values plot)로부터 알 수 있다. F_1을 제어기로 적용했을때 폐루프 시스템의 H^∞-노옴은 0.7525이고, F_2를 적용했을때는 0.7445이었다. 이들은 폐루프 시스템의 H^∞-노옴이 1보다 작다는 조건을 만족하였다.

VI. 결론

본 논문에서는 시간지연을 가지는 시스템에 대하여, 상태와 제어입력을 고려한 상태궤환 H^∞제어기를 설계하였다. 시간지연을 가지는 폐루프 시스템에 대한 BRL의 충분조건을 유도하고, 이 BRL와 선형 행렬 부등식을 이용하여 상태궤환 H^∞제어기가 존재할 충분조건을 제시하였다. 특히, 선형 행렬 부등식을 등가적인 리카티 부등식으로 변형하여 상태궤환 이득을 결정하였다. 또한, 제시한 상태궤환 이득은 제어될 출력 $z(t)$에 제어입력 $u(t)$를 포함하지 않는 경우(즉, D=0)에도 적용 가능하고, 이때 리카티 부등식 (21)은 Choi 등의 결과와 동일함을 보였다.

참 고 문 헌

[1] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar and B. A. Francis, "State-space solutions to standard H_2 and

H_∞ control problems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 34, no. 8, pp. 831-847, Aug. 1989.

[2] P. Gahinet and P. Apkarian, "An LMI-based parametrization of all H_∞ controllers with applications," in *Proc. IEEE Conf. Dec. Contr.*, pp. 656-661, Dec. 1993.

[3] T. Iwasaki and R. E. Skelton, "All controllers for the general H_∞ control problem: LMI existence conditions and state space formulas," *Automatica*, vol. 30, no. 8, pp. 1307-1317, 1994.

[4] C. Foias, A. Tannenbaum and G. Zames, "Weighted sensitivity minimization for delay systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 31, no. 8, pp. 763-766, Aug. 1986.

[5] J. H. Lee, S. W. Kim and W. H. Kwon, "Memoryless H^∞ controllers for state delayed systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 39, no. 1, pp. 159-162, Jan. 1994.

[6] H. H. Choi and M. J. Chung, "Memoryless H_∞ controller design method for linear systems with delayed state and control," *Automatica*, vol. 31, no. 6, pp. 917-919, 1995.

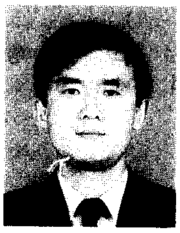
[7] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM, 1994.

정 은 태

1966년 1월 12일생. 1991년 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1993년 동 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1993년 ~ 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정. 연구분야는 견실제어, 시간지연, 유도항법제어 등.

이 갑 래

1964년 11월 22일생. 1987년 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1990년 동 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1990년 ~ 1995년 국방과학연구소 연구원. 1995년 ~ 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정. 연구분야는 견실제어, 유도항법제어,



이 재 명

1954년 12월 15일생. 1978년 인하대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1990년 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1991년 ~ 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정. 1978년 ~ 현재 국방과학연구소 책임 연구원. 연구분야는 견실제어, 수중항법제어 등.

박 홍 배

1951년 3월 6일생. 1977년 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사). 1979년 동 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사). 1988년 미국 뉴멕시코 대학 졸업 (공학박사). 1976년 12월 ~ 1977년 7월 대한전선(주) TV 연구실 근무. 1988년 9월 ~ 현재 경북대학교 전자전기공학부 부교수. 연구분야는 견실제어, 시간지연, 다변수제어, 대규모시스템제어, 유도항법제어 등.