論文97-34S-11-9

선형 파라미터 변이 시스템에 대한 혼합 H^2/H^∞ 필터 설계

(Mixed H^2/H^∞ Filter Design for Llinear Parameter Varying System)

李 甲 來 *, 尹 漢 五 **

(Kap Rai Lee and Han O Yun)

요 약

본 논문에서는 선형 파라미터 변이 시스템에 대한 H^2/H^∞ 성능을 보장하는 선형 파라미터 변이 필터를 설계한다. 시스템의 상태공간 행렬은 시변 파라미터 벡터에 일차함수로 종속되며, 시변 파라미터는 실시간으로 측정된다고 가정한다. 선형행렬 부등식을 이용하여 필터 설계문제의 해를 구하며 부등식의 해는 오프라인으로 계산된다. 설계된 필터는 파라미터 궤적의 변화에 자동적으로 스케듈되는 선형 파라미터 변이 필터이다. 필터 이득을 구하기 위한 선형행렬 부등식의 해가 오프라인으로 수행되므로 계산시간을 줄일 수 있다. 또한 예제를 통하여 제안한 알고리듬의 타당성을 보인다.

Abstract

This paper is concerned with the design of linear parameter varying filter that ensures H^2/H^∞ performance for a class of linear parameter varying(LPV) plants. The state space matrices of plant are assumed to be dependent affinely on a vector of time varying parameter, and each parameter is assumed to be measured in real time. Using the linear matrix inequalities(LMIs), we can solve the synthesis problem and the solution of LMIs is carried out off-line. The designed filter is parameter varying and automatically scheduled along parameter trajectories. Because the solution of LMIs is carried out off-line, computation time of filter gain is reduced. The validity of the proposed algorithm is verified through computer simulation.

I. 서 론

과정잡음과 측정잡음이 존재하는 동적시스템의 상태 추정에 대한 많은 연구가 이루어져 왔다. 잡음의 특성을 안다는 가정하에서 오차의 L^2 노음을 최소화시키는 H^2 필터링 기법과[1,2] 잡음의 통계적 특성은 모르며 단지 에너지 크기만 제한된다는 가정하에서 설계되는 H^∞ 필터링에 대한 많은 연구가 이루어져 왔다.[3,4]

실제로 동적시스템에 존재하는 입력잡음은 알려진 주파수 특성과 모르는 주파수 특성을 가지는 잡음이 함께 존재하므로 최근에는 혼합 H^2/H^∞ 필터링에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. Khargonekar 등[5]은 선형 시불변 시스템에 대해서 H^∞ 노옴을 적정치 이하로 유지하면서 H^2 노옴의 상한치를 최소화하는

* 正會員, 斗源工業專門大學 컴퓨터 應用制御科

(Department of Computer Applied Control, Doowon Technical College)

** 正會員, 龜尾專門大學 電子工學科

(Department of Electronics, Kumi college)

※ 이 논문은 1996년도 학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음

接受日字: 1997年9月18日, 수정완료일: 1997年11月7日

H^2/H^∞ 문제의 해를 구하였으며, Shaked 등[6]은 게임이론을 이용하여 선형 시변 시스템에 대한 H^2/H^∞ 필터링을 설계하였다. Rotstein 등[7]은 무한차원 H^2/H^∞ 문제를 유한차원 최적화 문제로 근사화하고 반복계산에 의해 해를 구하였다.

최근에 파라미터 변이 시스템에 대한 해석과 제어기법 연구가 많이 이루어지고 있다.[8,9] 파라미터 변이 시스템은 사전에 파라미터 특성은 모르지만 온라인으로 측정가능한 파라미터를 갖는 시스템을 말한다. 파라미터 변이 시스템에서의 제어기 설계문제는 측정출력 뿐만 아니라 온라인으로 측정되는 파라미터 정보를 이용하여 파라미터 종속적인 제어기를 설계하는 것이다. 파라미터 변이 시스템은 시변시스템으로 간주하여 시변시스템 설계기법을 적용할 수 있으나 이 경우 관심있는 전 구간에서의 파라미터값을 사전에 알 수 없을 경우는 적합하지 않다[10].

본 논문에서는 파라미터 변이 시스템에 대한 잡음신호에서 추정오차로의 H^2 및 H^∞ 노옴을 최소화하는 파라미터 종속적인 H^2/H^∞ 필터링 설계기법을 제안한다. 이때 시스템의 상태공간 행렬은 시변 파라미터 벡터에 일차함수로 종속되며, 시변 파라미터는 실시간으로 측정된다고 가정한다. 또한 선형행렬 부등식 기법을 이용하여 H^2/H^∞ 필터 문제의 해를 구한다. 이때 설계된 필터는 선형 파라미터 변이 필터가 됨을 보이고, 필터의 이득값 계산을 위한 선형행렬 부등식은 오프라인으로 계산한다.

Ⅱ. 문제설정

선형 파라미터 변이 시스템

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(\theta)x(t)+B_1(\theta)w_1(t)+B_2(\theta)w_2(t)\\ z(t) &= C_1(\theta)x(t)+D_{11}(\theta)w_1(t)+D_{12}(\theta)w_2(t)\\ y(t) &= C_2x(t)+D_{21}w_1(t)+D_{22}w_2(t)\end{aligned}\tag{1}$$

을 고려한다. 여기서 $x(t)\in\mathbf{R}^n$는 상태, $w_1(t)\in\mathbf{R}^q$는 모르는 주파수특성을 가진 잡음, $w_2(t)\in\mathbf{R}^q$는 알려진 주파수특성을 가진 잡음신호, $y(t)\in\mathbf{R}^m$는 출력신호, $z(t)\in\mathbf{R}^p$는 추정될 신호를 나타낸다. $\mathbf{R}^n$는 n차원 실수공간을 의미하며 모든행렬은 적절한 차원을 가진다. 초기조건 $x(0)$는 아는 것으로 가정하여 $x(0)=0$으로 생각한다.

행렬의 다면체(polytope)는 유한한 수의 행렬 N_i의 최소볼록집합(convex hull)으로 정의하며

$$Co\{N_i,\ i=1,\dots,r\}:=\left\{\sum_{i=1}^{r}\alpha_iN_i:\ \alpha_i\ge 0,\ \sum_{i=1}^{r}\alpha_i=1\right\}\tag{2}$$

로 나타낸다.

식 (1)의 선형 파라미터 변이 시스템은 다음의 조건을 만족한다고 가정한다.

(i) 식 (1)의 상태공간 행렬 $A(\theta), B_1(\theta), B_2(\theta), C_1(\theta), D_{11}(\theta), D_{12}(\theta)$는 파라미터 θ에 일차함수로 종속된다.

(ii) 시변 파라미터 θ는 정점 $\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_r$의 다면체 Θ에서 변화한다.

$$\theta\in\Theta:=Co\{\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_r\}\tag{3}$$

(iii) C_2, D_{21}, D_{22}는 파라미터 θ에 독립적이다.

위의 조건식으로부터 (i), (ii)를 만족하는 파라미터 변이 시스템은 상태공간행렬 $A(\theta)$, $B_1(\theta)$, $B_2(\theta)$, $C_1(\theta)$, $D_{11}(\theta)$, $D_{12}(\theta)$가 정점 $\omega_1,\omega_2,\cdots,\omega_r$의 이미지(image)인 행렬의 다면체에서 변함을 알 수 있으며

$$\begin{aligned}&\begin{pmatrix}A(\theta) & B_1(\theta) & B_2(\theta)\\ C_1(\theta) & D_{11}(\theta) & D_{12}(\theta)\end{pmatrix}\in Co\left\{\begin{pmatrix}A_i & B_{1i} & B_{2i}\\ C_{1i} & D_{11i} & D_{12i}\end{pmatrix}\right.\\ &\left.:=\begin{pmatrix}A(\omega_i) & B_1(\omega_i) & B_2(\omega_i)\\ C_1(\omega_i) & D_{11}(\omega_i) & D_{12}(\omega_i)\end{pmatrix},\ i=1,\cdots,r\right\}\end{aligned}\tag{4}$$

로 나타낼 수 있다. 조건 (i), (ii)를 만족하는 시스템을 다면체 선형 파라미터 변이 시스템으로 정의한다.

$z(t)$의 추정치 $\hat{z}(t)$을 구하기 위하여 추정오차 $z(t)-\hat{z}(t)$을 최소화하는 선형 파라미터 변이 필터

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= G(\theta)\hat{x}+K(\theta)y(t)\\ \hat{z}(t) &= C_1(\theta)\hat{x}(t)\end{aligned}\tag{5}$$

를 생각한다. 여기서 $G(\theta), K(\theta)$가 설계될 행렬함수이다. 추정오차에 대한 상태공간 모델

$$\begin{aligned}\dot{x}_e &= A_e(\theta)x_e+B_{e1}(\theta)w_1+B_{e2}(\theta)w_2\\ z_e &= C_e(\theta)x_e+D_{e1}(\theta)w_1\end{aligned}\tag{6}$$

은 선형 파라미터 변이 시스템이 된다.

신호 $w_1(t)$의 L_2노옴을 $\|w_1\|_2^2=\int_0^\infty w_1^T w_1\,dt$ 로 정의할 경우 폐루프 시스템 A_c가 지수함수적으로 안정하고 H^∞ 성능을 나타내는 w_1에서 z_c로의 L_2이득

$$\|T_{w_1z}\|_\infty = sup\frac{\|z_c\|_2}{\|w_1\|_2} \tag{7}$$

이 γ보다 작을 필요충분조건은

$$\begin{pmatrix} \dot{X}+A_c^T(\theta)X+XA_c(\theta) & XB_{c1}(\theta) & C_c^T(\theta) \\ B_{c1}^T(\theta)X & -\gamma I & D_{c1}^T(\theta) \\ C_c(\theta) & D_{c1}(\theta) & -\gamma I \end{pmatrix} < 0 \tag{8}$$

을 만족하는 양한정 행렬 X가 존재하는 것이다.

신호 $w_2(t)$가 단위공분산을 가지는 백색잡음이라고 가정하면 w_2에서 z_c로의 H^2 노옴

$$\|T_{w_2z}\|_2^2 = E\left\{\frac{1}{T}\int_0^T z_c(t)^T z_c(t)\,dt\right\} \tag{9}$$

로 정의한다. A_c가 지수함수적으로 안정하고 X가 초기값 문제

$$\dot{X}=A_cX+XA_c^T+B_{c2}B_{c2}^T, \qquad X(0)=0 \tag{10}$$

의 해라면 $\|T_{w_2z}\|_2^2=\frac{1}{T}\int_0^T Trace[C_cXC_c^T]\,dt$ 이다. 따라서 $\|T_{w_2z}\|_2^2$이 ν보다 작을 조건은 $D_{c1}(\theta)=0$ 이면서

$$\begin{aligned} &\dot{X}+A_cX+XA_c^T+B_{c2}B_{c2}^T < 0 \\ &Trace[C_cXC_c^T] < \nu \end{aligned} \tag{11}$$

을 만족하는 X가 존재하는 것이다.

식 (8) ~ (11)으로부터 H^2/H^∞ 필터 설계문제의 성능지표는

$$J(T_{wz}) := \ inf\ \{Trace(C_c(\theta)XC_c^T(\theta) \mid \exists X\ with\ (8),(11)\} \tag{12}$$

이다.

보조정리 1 [11,12]

다면체 선형 파라미터 변이 시스템

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\theta)x+B_1(\theta)w_1+B_2(\theta)w_2 \\ z &= C(\theta)x+D(\theta)w_1 \end{aligned} \tag{13}$$

을 고려한다. 여기서

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} A(\theta) & B_1(\theta) & B_2(\theta) \\ C(\theta) & D(\theta) & \end{pmatrix} \in Co\left\{\begin{pmatrix} A_i & B_{1i} & B_{2i} \\ C_i & D_i & \end{pmatrix}\right. \\ &:= \left.\begin{pmatrix} A(\omega_i) & B_1(\omega_i) & B_2(\omega_i) \\ C(\omega_i) & D(\omega_i) & \end{pmatrix}, i=1,\cdots,r\right\} \end{aligned} \tag{14}$$

이다.

(i) w_1에서 z로의 H^∞ 노옴이 γ보다 작을 필요충분 조건은

$$\begin{pmatrix} A_i^TX_\infty+X_\infty A_i & X_\infty B_{1i} & C_i^T \\ B_{1i}^TX_\infty & -\gamma I & D_{1i}^T \\ C_i & D_{1i} & -\gamma I \end{pmatrix} < 0 \tag{15}$$

을 만족하는 $X_\infty>0$가 존재하는 것이다

(ii) w_2에서 z로의 H^2 노옴이 ν보다 작을 충분조건은

$$\begin{aligned} &\begin{pmatrix} A_iX_2+X_2A_i^T & B_{2i} \\ B_{2i}^T & -I \end{pmatrix} < 0 \\ &\begin{pmatrix} Q & C_iX_2 \\ X_2C_i^T & X_2 \end{pmatrix} > 0, \quad Trace(Q) < \nu^2 \end{aligned} \tag{16}$$

을 만족하는 $X_2>0$가 존재하는 것이다.

Ⅲ. H^2/H^∞ 파라미터 변이 필터

식 (1) 및 (5)로부터 $\tilde{x}=x-\hat{x}$로 두면 추정오차에 대한 상태공간모델은

$$\begin{aligned} \dot{x}_c &= A_c(\theta)x_c(t) + B_{c1}(\theta)w_1(t) + B_{c2}(\theta)w_2(t) \\ z(t)-\hat{z}(t) &= C_c(\theta)x_c(t)+D_c(\theta)w_1(t) \end{aligned} \tag{17}$$

이다. 여기서

$$\begin{aligned} &x_c=[\ \tilde{x}^T\ x^T]^T,\ A_c=\begin{bmatrix} G(\theta) & A(\theta)-K(\theta)C_2-G(\theta) \\ 0 & A(\theta) \end{bmatrix} \\ &B_{c1}(\theta)=\begin{bmatrix} B_1(\theta)-K(\theta)D_{21} \\ B_1(\theta) \end{bmatrix},\quad B_{c2}(\theta)=\begin{bmatrix} B_2(\theta)-K(\theta)D_{22} \\ B_2(\theta) \end{bmatrix} \\ &C_c=[\,C_1(\theta)\quad 0]\qquad D_c=[\,D_{11}(\theta)] \end{aligned} \tag{18}$$

이다.

정리 1

식 (1)과 같은 파라미터 변이 시스템에 대해 $\|T_{w_1z}\|_\infty<\gamma$ 및 $\|T_{w_2z}\|_2<\nu$ 만족할 파라미터 변이 필터 $G(\theta), K(\theta)$가 존재할 충분조건은 식 (19) ~ (21)을 만족하는 양한정 행렬 $X_{cl}=X_2=X_\infty$ 및 Q와 선형 시불변필터 G_i, K_i가 존재하는 것이며 선형 파라미터 변

이 필터는 식 (22)와 같다.

$$\begin{pmatrix} A_{ci}^T X_\infty + X_\infty A_{ci} & X_\infty B_{cl i} & C_{ci}^T \\ B_{cl i}^T X_\infty & -\gamma I & D_{cl i}^T \\ C_{ci} & D_{cl i} & -\gamma I \end{pmatrix} < 0 \tag{19}$$

$$\begin{pmatrix} A_{ci} X_2 + X_2 A_{ci}^T & B_{c2i} \\ B_{c2i}^T & -I \end{pmatrix} < 0 \tag{20}$$

$$\begin{pmatrix} Q & C_{ci}^T X_2 \\ X_2 C_{ci} & X_2 \end{pmatrix} > 0, \quad Trace(Q) < \nu^2 \tag{21}$$

$$[G(\theta),\ K(\theta)] = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i [G_i\ K_i] \tag{22}$$

여기서 $w_1, w_2, \cdots, w_r$은 파라미터 다면체의 정점이고 $A_{ci} = A_c(w_i)$ 를 나타내며 α_i는 볼록성 분리

$$\theta = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i w_i \tag{23}$$

의 해다.

(증명) 식 (19) ~ (21)을 만족하는 양한정 행렬 X_{cl}과 $[G_i\ K_i]$가 존재한다고 가정하고 이때의 선형 파라미터 변이 필터 $[G(\theta),\ K(\theta)] = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i [G_i\ K_i]$로 두면, 이 선형 파라미터 변이 필터 $[G(\theta),\ K(\theta)]$는 다면체이므로 식 (18)로부터 식 (17)의 오차시스템을 다면체로 만든다. 따라서 보조정리 1를 적용하면 모든 파라미터 벡터 $\theta \in \Theta$에 대하여 식 (12)의 혼합 H^2/H^∞ 성능을 만족함을 알 수 있다.

정리 1은 선형 파라미터 변이 시스템에 대한 H^2/H^∞ 필터를 구하기 위해서는 식 (19) ~ (21)을 만족하는 각 정점에서의 필터이득 G_i, K_i를 구해야 함을 알 수 있으며 정리 2는 필터이득 G_i, K_i를 구하는 과정을 선형행렬 부등식으로 나타낸다.

정리 2

다면체 $\Theta = \left\{ \sum_{i=1}^{r} \alpha_i N_i : \alpha_i \geq 0,\ \sum_{i=1}^{r} \alpha_i = 1 \right\}$의 모든 파라미터 궤적에 식 (12)의 H^2/H^∞ 성능을 만족하는 선형 파라미터 변이필터가 존재하기 위한 충분조건은 식 (24) ~ (27)의 선형행렬 부등식을 만족하는 $X > 0$, $Z > 0$, Q, W_i,와 Y_i가 존재하는 것이다

$$\begin{bmatrix} W_i + W_i^T & XA_i - Y_i C_2 - W_i & XB_{1i} - Y_i D_{21} & C_{1i}^T \\ A_i^T X - C_2^T Y_i^T - W_i^T & ZA_i + A_i^T Z & ZB_{1i} & 0 \\ B_1 i^T X - D_{21}^T Y_i & B_{1i}^T Z & -\gamma I & D_{11i}^T \\ C_{1i} & 0 & D_{11i} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \tag{24}$$

$$\begin{bmatrix} W_i + W_i^T & XA_i - Y_i C_2 - W_i & XB_{2i} - Y_i D_{22} \\ A_i^T X - C_2^T Y_i^T - W_i^T & ZA_i - A_i^T Z & ZB_{2i} \\ B_{2i}^T X - D_{22}^T Y_i & B_{2i}^T Z & -I \end{bmatrix} < 0 \tag{25}$$

$$\begin{bmatrix} Q & C_{1i} \\ C_{1i}^T & X \end{bmatrix} > 0 \tag{26}$$

$$\min\{ Trace(Q) \} \tag{27}$$

이 때의 각 정점에서의 필터이득 G_i, K_i는

$$G_i = X^{-1} W_i, \qquad K_i = X^{-1} Y_i \tag{28}$$

이다.

(증명) 정리 1로부터 $X_2 = X_\infty = P^{-1}$ 로 두고 양한정 행렬

$$\begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix}$$

를 식 (20) 및 식 (21)의 양변에 각각 곱한다. 양한정 대칭행렬 X, Z를 이용하여

$$P = diag[X, Z], \qquad Y_i = XK_i, \quad W_i = XG_i \tag{29}$$

로 두고 식 (17)을 이용하여 식 (19) ~ (21)를 전개하면 식 (24) ~ (26)이 됨을 알 수 있다. 더욱이 식 (29)로부터 필터이득 G_i, K_i는

$$G_i = X^{-1} W_i\ , \quad K_i = X^{-1} Y_i \tag{30}$$

임을 알 수 있다.

정리 1과 2로부터 LPV 시스템에서 혼합 H^2/H^∞ 필터를 설계하는 과정은 다음과 같다.

과정 1. LPV 시스템의 파라미터 다면체

$$\Theta = \left\{ \sum_{i=1}^{r} \alpha_i N_i : \alpha_i \geq 0,\ \sum_{i=1}^{r} \alpha_i = 1 \right\} \tag{31}$$

의 정점 w_i에서 식 (24) ~ (27)를 만족하는 선형 시불변 H^2/H^∞ 필터 G_i, K_i를 구한다.

과정 2. 파라미터 궤적 $\theta = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i w_i$에 대해 파라미터 변이 필터 $G(\theta), K(\theta)$는

$$[G(\theta),\ K(\theta)] = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i [G_i\ K_i] \tag{32}$$

을 이용하여 구한다. 여기서 α_i는 볼록성 분리

$$\theta = \sum_{i=1}^{r} \alpha_i w_i \tag{33}$$

의 해다.

과정 1은 오프라인으로 구하고 과정 2는 온라인으로 구한다.

Ⅳ. 예 제

선형 파라미터 변이 시스템

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & k \\ 1.2 & f \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w_1(t) + \begin{bmatrix} -0.45 \\ 0.35 \end{bmatrix} w_2(t)$$
$$z(t) = [0.2 \ \ 0]\, x(t) \tag{34}$$
$$y(t) = [0.35 \ \ -0.65] x(t) + 1.3 w_1(t) + 0.4 w_2(t)$$

을 고려한다. 여기서

$$k = -0.8 + 0.2\sin(\omega t)$$
$$f = -0.5 + 0.2\cos(\omega t) \tag{35}$$

이다. $\gamma = 0.6$로 두고 식 (12)을 만족하는 H^2/H^∞ 필터를 설계하면 $\|T_{w_2 \tilde{z}}\|_2$ = 0.45 이며, 각 정점에서의 필터이득 G_i, K_i값은 표 1과 같다.

표 1. 정점에서의 필터 이득값
Table 1. Filter gain at vertices.

필터이득 / 정점	G_i	K_i
(-0.6, -0.3)	$\begin{bmatrix} -0.4262 & -0.3001 \\ 1.7598 & -4.3037 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0.0522 \\ -10.2820 \end{bmatrix}$
(-1.0, -0.3)	$\begin{bmatrix} -1.1372 & -0.3130 \\ -1.4363 & -2.3471 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1.6088 \\ -1.5676 \end{bmatrix}$
(-0.6, -0.7)	$\begin{bmatrix} -0.2970 & -0.8395 \\ 2.8061 & -9.3110 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.1222 \\ -9.9234 \end{bmatrix}$
(-1.0, -0.7)	$\begin{bmatrix} -0.9783 & -0.7794 \\ -0.7547 & 6.4360 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1.1588 \\ -3.6049 \end{bmatrix}$

선형 파라미터 변이 필터 $G(\theta), K(\theta)$는

$$[G(\theta),\ K(\theta)] = \sum_{i=1}^{4} \alpha_i [G_i \ K_i] \tag{36}$$

이며, 여기서

$$\alpha_1 = ab, \qquad \alpha_2 = (1-a)b$$
$$\alpha_3 = a(1-b), \qquad \alpha_4 = (1-a)(1-b) \tag{37}$$
$$a = \frac{k^{\max} - k}{k^{\max} - k^{\min}}, \quad b = \frac{f^{\max} - f}{f^{\max} - f^{\min}} \tag{38}$$

이다. 그림 1 ~ 4는 설계된 필터에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 외란신호 w_1은 단위 에너지를 가지는 정현파 신호이고 외란신호 w_2는 백색잡음으로 인가하였으며 초기상태변수의 오차는 1로 주었다. 그림 2는 그림 1과 같은 파라미터 벡터의 변화에 대한 설계필터 $K(\theta)$의 변화값을 나타내며 그림 3 ~5는 상태변수 및 추정신호에 대한 오차를 나타낸다. 그림에서 설계된 필터는 파라미터 변이 필터이고, 추정오차는 영으로 수렴함을 볼 수 있다.

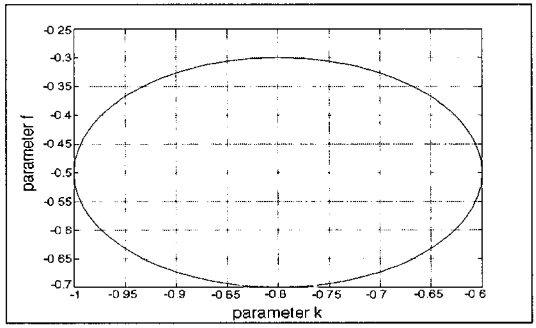

그림 1. 파라미터 벡터의 궤적
Fig. 1. Trajectory of parameter vector.

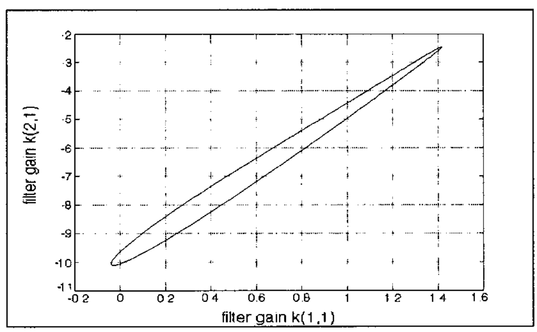

그림 2. 필터이득의 변화궤적
Fig. 2. Trajectory of filter gain $K(\theta)$.

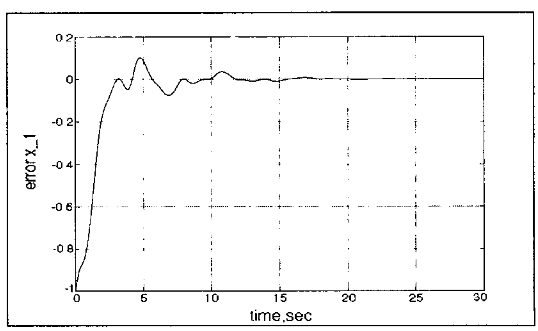

그림 3. 추정오차 $x_1 - \hat{x}_1$의 시간응답
Fig. 3. Time response of estimation error $x_1 - \hat{x}_1$.

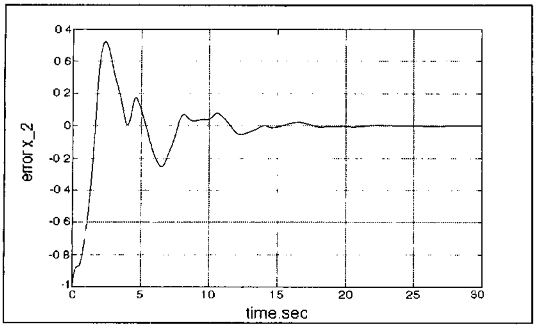

그림 4. 추정오차 $x_2 - \hat{x}_2$의 시간응답
Fig. 4. Time response of estimation error $x_2 - \hat{x}_2$.

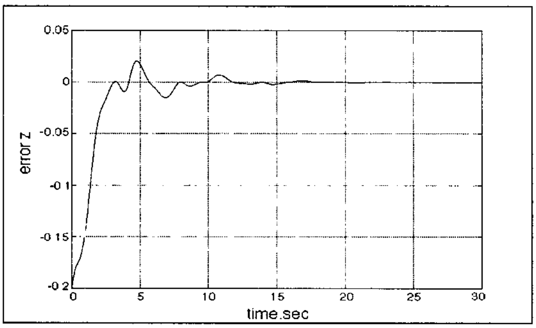

그림 5. 추정오차 $z - \hat{z}$의 시간응답
Fig. 5. Time response of estimation error $z - \hat{z}$.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 파라미터 변이 시스템에 대한 잡음신호에서 추정오차로의 H^2 및 H^∞ 노옴을 최소화하는 파라미터 종속적인 H^2/H^∞ 필터를 설계하였다. 시스템의 상태공간 행렬은 실시간으로 측정되는 시변 파라미터 벡터에 일차함수로 종속되며 시변 파라미터는 실시간으로 측정된다고 가정하였다. 선형행렬 부등식을 이용하여 필터 설계문제의 해를 구하며 부등식의 해는 오프라인으로 계산된다. 설계된 필터는 파라미터 궤적의 변화에 자동적으로 스케듈되는 선형 파라미터 변이 필터이다. 이 필터는 단위 에너지를 가지는 잡음과 백색잡음이 인가된 파라미터 변이 시스템의 추정신호 오차를 영으로 수렴시킴을 알 수 있었다. 또한 필터 이득을 구하기 위한 선형행렬 부등식의 해가 오프라인으로 계산되므로 계산시간을 줄일 수 있고, 설계된 필터는 시스템의 파라미터 변화에 따라 변하는 시변 필터이므로 시불변 제어기 보다 외란에 대한 성능을 개선할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

[1] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal Filtering,* Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1979.

[2] L. Xie, Y. C. Soh, and C. E. de Souza, "Robust Kalman filtering for uncertain discrete-time systems," *IEEE Trans. Automatic Control,* vol. 39, no. 6, pp. 1310-1314, June 1994.

[3] K. M. Nagpal and P. P. Khargonekar, "Filtering and smoothing in an H^∞ setting," *IEEE Trans. Automatic Control,* vol. 36, no. 6, pp. 152-162, June 1991.

[4] U. Shaked, "H^∞ minimum error state estimation of linear stationary processes," *IEEE Trans. Automatic Control,* vol. 35, no. 6, pp. 554-558, 1990.

[5] P. P. Khargonekar, M. A. Rotea, and E. Baeyens, "Mixed H^2/H^∞ filtering," *Int. J. Robust and Nonlinear Control,*" vol. 6, no. 4, pp. 313-330, May 1996.

[6] Y. Theodor and U. Shaked, "A dynamic game approach to mixed H^2/H^∞ estimation," *Int. J. Robust and Nonlinear Control,*" vol. 6, no. 4, pp. 331-345, May 1996.

[7] H. Rotstein, M. Sznaier, and M. Idan, " H^2/H^∞ filtering theory and an aerospace application," *Int. J. Robust and Nonlinear Control,*" vol. 6, no. 4, pp. 347-366, May 1996.

[8] G. Becker and A. Packard, "Robust performance of linear parametrically varying systems using parametrically dependent linear dynamic feedback," Systems & Control Lett.," vol. 23, pp. 205-215, 1994.

[9] F. Wu, X. Yang, A. Packard, and G. Becker, "Induced L_2 norm control for LPV system with bounded parameter variation rates," *Proceedings of the American*

Control Conference, Seattle, WA, pp. 9379-2383, 1995.

[10] C. W. Scherer, "Mixed H^2/H^∞ control for time-varying and linear parametrically-varying systems," *Int. J. Robust and Nonlinear Control*," vol. 6, pp. 929-952, 1996.

[11] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan, and J. C. Doyle, *Linear Matrix Inequalities in systems and Control Theory*, SIAM books, Philadelphia, 1994.

[12] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. J. Laub, and M. Chilali, "*LMI control toolbox*," Math. Works Inc., *Matlab User Guide*, 1995.

저 자 소 개

李 甲 來(正會員) 第 34卷 S編 第 1號 參照

尹 漢 五(正會員)

1961년 2월 25일생. 1981년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1987년 8월 경북대학교 대학원 졸업(석사). 1993년 2월 경북대학교 공학박사 학위 취득. 1983년 8월 ~ 1985년 9월 삼성전자(주) 근무. 1987년 9월 1990년 2월 경북대학교 조교. 1992년 2월 ~ 현재 구미전문대학 전자과 조교수. 주관심분야는 견실제어, 다변수제어, 최적제어 등임