

출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 설계를 위한 선형행렬부등식 접근법

論 文

56-7-20

An LMI Approach to Output Feedback Sliding Mode Controller Design

崔 漢 浩[†]
(Han Ho Choi)

Abstract - The problem of designing dynamic output feedback sliding mode controllers for uncertain multivariable linear systems is considered. Using linear matrix inequalities(LMIs), a feasibility condition for the design problem is derived. Explicit formulas of the gain matrices of a full order output feedback sliding mode controller in terms of the solution matrices of the LMI condition is given. A simple LMI-based algorithm for designing output feedback sliding mode controllers is also given. Finally, numerical design examples are given to show the effectiveness of the proposed method.

Key Words : 슬라이딩 평면, 슬라이딩 모드, 정합 조건, LMI, 불확실성, 출력 제한

1. 서 론

슬라이딩 모드 제어 이론은 불확실성의 놈 크기가 알려진 선형 시스템을 위한 강인한 상태 제한 제어기 설계에 많이 적용되었다. 슬라이딩 모드 제어 시스템은 빠른 응답, 좋은 과도 특성, 차수 축소 등의 여러 가지 좋은 특성을 보인다. 대부분의 슬라이딩 모드 제어기 설계방법은 모든 상태 정보가 이용 가능하다는 매우 제한적인 가정하에 제안되었다[1]. 최근 몇몇 연구자들에 의하여 불확실성을 갖는 선형시스템을 위한 정적 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 설계 방법이 제안되었다. [2-7]의 방법들은 특별한 구조적 제한 조건을 요구하고 슬라이딩 평면의 특별한 선택을 요구한다. 이러한 제한은 [8]에서 동적 출력 제한을 도입하여 어느 정도 극복되었다. [8]에 따르면 공칭시스템이 안정가능이고 최소위상이며 relative degree가 1이면 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 설계 문제는 해결이 가능하다. [9]는 [8]에서 주어진 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기의 존재 조건을 LMI방법에 의해서 풀 수 있도록 변환했다. 그러나 [9]의 예제와 부록에서 볼 수 있듯이 tuning 변수의 설정에 따라 [9]의 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 존재 조건의 해가 존재할 수도 있고 없을 수도 있으며 적절한 tuning 변수 설정을 위한 체계적인 알고리즘이 없어 공칭시스템이 안정가능이고 최소위상이며 relative degree가 1이더라도(즉 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 설계 문제가 해결 가능이라도) [9]의 방법으로 슬라이딩 모드 제어기의 설계문제를 풀 수 없는 경우가 발생하기 쉽다. 또한 [9]의 방법은 시스템 행렬을 [8]에서 소개된 특정한 형태의 canonical form으로 변환해야 할 것을 요구한다. 본 논문에서는 이러한 점을 고려하여 LMI 방법에 의한 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 설계법을 제안한다.

본 논문에서는 LMI형태로 출력 제한 슬라이딩 모드 제어를 위한 슬라이딩 평면의 존재 조건이 유도된다. 그리고 슬라이딩 모드 제어기와 슬라이딩 평면의 공식이 LMI기반 설계 알고리즘과 함께 제안된다. 본 논문에서 제안된 방법은 [8], [9]의 방법처럼 canonical form으로 변환해야 될 필요가 없어 설계과정이 단순하고 직접적이다. 그리고 공칭시스템이 안정가능이고 최소위상이며 relative degree가 1이면 항상 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기 설계가 가능하다.

2. 문제 설정과 예비 결과

우리는 다음과 같은 동역학 방정식으로 표현 가능한 시스템을 고려한다[8-9].

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B[u(t) + \eta(t)], \quad y(t) = Cx(t) \quad (1)$$

여기에서 $x(t) \in R^n$ 은 상태이고 $u(t) \in R^m$ 은 제어 입력이고 $y(t) \in R^p$ 는 출력이고 $\eta(\cdot) : R^+ \rightarrow R^m$ 는 불확실성을 일괄적으로 표현한 것이고 $A \in R^{n \times n}$ 은 시스템 행렬이고 $B \in R^{n \times m}$ 은 입력 행렬이고 $C \in R^{p \times n}$ 는 출력행렬이다. 위의 시스템 방정식은 다음을 만족시킨다고 가정한다.

A1: $\|\eta(t)\| \leq \phi \|u\| + \beta(y, t)$, $0 \leq \phi < 1$ 를 만족하는 양함수 $\beta(y, t)$ 와 양수 ϕ 가 알려져 있다.

A2: 입력행렬 B 는 rank가 m 이고 출력행렬 C 는 rank가 p 이고 $m \leq p < n$ 이다.

A3: 쌍 (A, B) 는 안정가능하다.

A4: $rank(CB) = rank(B)$.

A5: $C(sI - A)^{-1}B$ 의 제로는 안정하다.

위의 가정들은 [8], [9]에서 사용되었음에 유의하라. [2-9]의 결과에 의하면 다음의 구속조건을 갖는 LMI의 해 (G, P) 가 존재하는 것은 정적 출력 제한 슬라이딩 모드 제어기의 설계가 가능하기 위한 충분조건이다.

$$P > 0, P(A + BKC) + (A + BKC)^T P < 0, B^T P = GC \quad (2)$$

만약 (2)를 만족시키는 해가 존재하지 않는 경우에는

[†] 교신저자, 正會員 : 동국대학교 전기공학과 교수

E-mail : hhchoi@dongguk.edu

接受日字 : 2007年 2月 8日

最終完了 : 2007年 3月 26日

[8-9]에서처럼 (3)과 같은 보상기를 도입하고 (4)와 같은 슬라이딩 평면을 정의하고 (5)와 같은 출력 제한 슬라이딩 모드 제어를 설계할 수 있다.

$$\dot{v} = A_K v + B_K y \quad (3)$$

$$\sigma = F_1 y + F_2 v \quad (4)$$

$$u = u_n + u_v, \quad u_v = C_K v + D_K y, \quad u_n = -\rho(t) \frac{\sigma}{\|\sigma\|} \quad (5)$$

여기에서 $A_K, B_K, C_K, D_K, F_1, F_2$ 는 적절한 차원을 갖는 설계 변수 행렬이고 v 는 n 차 이하의 보상기 상태이고 $\rho(t)$ 는 불확실성 $\eta(t)$ 를 소거하기 위해 가해야 할 양함수이다. 결국 본 논문에서 다룰 문제는 $A_K, B_K, C_K, D_K, F_1, F_2$ 이 존재할 조건과 LMI 설계 알고리즘 그리고 설계변수 $\rho(t)$ 를 결정하기 위한 공식을 제공하는 것으로 환원될 수 있다.

3. 주요 결과

확장된 상태 $z = [x^T, v^T]^T$ 를 도입함으로 (1), (3), (5)의 폐회로 시스템과 σ 는 다음처럼 고려 쓰일 수 있다.

$$\dot{z} = (\bar{A} + \bar{B}K\bar{C})z + B_0[u_n + \eta(t)] \quad (6)$$

$$\sigma = F\bar{C}z \quad (7)$$

여기에서

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{B} = \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$K = \begin{bmatrix} D_K & C_K \\ B_K & A_K \end{bmatrix}, \quad B_0 = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} F_1^T \\ F_2^T \end{bmatrix}^T$$

정리 1 : 설계변수 $A_K, B_K, C_K, D_K, F_1, F_2$ 에 대하여 다음 (9)를 만족시키는 해 P 가 존재한다고 가정하고 설계변수 $\rho(t)$ 가 (10)처럼 주어진다 가정하자.

$$P > 0, \quad P(\bar{A} + \bar{B}K\bar{C}) + * < 0, \quad B_0^T P = F\bar{C} \quad (9)$$

$$\rho(t) = \frac{1}{(1-\phi)} [\epsilon + \phi \|C_K v + D_K y\| + \beta(y, t)] \quad (10)$$

여기에서 $*$ 는 대칭성을 이용하여 유추될 수 있는 행렬블록을 의미하고, $\epsilon > 0$ 이다. 그러면 (1), (3), (5)의 출력 제한 슬라이딩 모드 제어 시스템은 안정하다. 그리고 시스템 궤적은 유한한 시간 내에 슬라이딩 평면 $\sigma = F\bar{C}z = 0$ 에 도달하여 슬라이딩 모션이 일어난다.

증명 : 리아푸노프 함수를 $L(t) = z^T P z$ 로 하면 이의 도함수는 가정 A1을 이용하고 (9), (10)식을 이용하여 다음을 만족시킴을 쉽게 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{L} &= 2z^T P \dot{z} = 2z^T P (\bar{A} + \bar{B}K\bar{C})z + 2z^T P B_0 [u_n + \eta(t)] \\ &\leq -z^T Q z + 2\|\sigma\| [\phi \|u\| + \beta(y, t) - \rho(t)] \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|z\|^2 + 2\|\sigma\| [\phi \|C_K v + D_K y\| + \phi \rho(t) + \beta(y, t) - \rho(t)] \\ &\leq -\lambda_{\min}(Q) \|z\|^2 - 2\epsilon \|\sigma\| \leq -\lambda_{\min}(Q) \|z\|^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (11)$$

여기에서 $-Q = P(\bar{A} + \bar{B}K\bar{C}) + * < 0$ 이다. 결국 이는 $z=0$ 이 지수적으로 안정함을 의미한다. 유한한 시간 내에 슬라이딩 모션이 일어날을 보이기 위해 reachability 조건 $\sigma^T (B_0^T P B_0)^{-1} \dot{\sigma} < 0$ 이 만족됨을 보이기만 하면 된다. (6)식과 (7)식을 참조하여 다음을 얻을 수 있다.

$$(B_0^T P B_0)^{-1} \dot{\sigma} = (B_0^T P B_0)^{-1} B_0^T P (\bar{A} + \bar{B}K\bar{C})z + [u_n + \eta(t)]$$

결국 위의 식과 (11)식을 참조해 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma^T (B_0^T P B_0)^{-1} \dot{\sigma} &= \sigma^T (B_0^T P B_0)^{-1} B_0^T P (\bar{A} + \bar{B}K\bar{C})z + \sigma^T [u_n + \eta(t)] \\ &\leq \|\sigma\| [\delta \|z\| + \phi \|u\| + \beta(y, t) - \rho(t)] \\ &\leq \|\sigma\| [\delta \|z\| + \phi \|C_K v + D_K y\| + \phi \rho(t) + \beta(y, t) - \rho(t)] \\ &\leq -\|\sigma\| (\epsilon - \delta \|z\|) \end{aligned} \quad (12)$$

여기에서 $\delta = \|(B_0^T P B_0)^{-1} B_0^T P (\bar{A} + \bar{B}K\bar{C})\|$ 이다. $z=0$ 이 지수적으로 안정하기 때문에 z 는 유한한 시간 내에 sliding patch $\Omega = \{z: \|z\| < \epsilon/\delta\}$ 에 들어가고 그 안에 머물 것이다. 결국 (12)는 슬라이딩 모션이 유한한 시간 내에 일어남을 의미한다. $\nabla \nabla \nabla$

위의 정리1은 해석에는 유용하나 설계에는 직접적으로 사용하지 않다. 다음의 정리가 설계에 사용될 수 있다.

정리 2 : 다음의 LMI를 만족시키는 해 (W, H, Y, L_Y, L_X) 가 존재하면 (9)를 만족시키는 (P, K, F) 가 존재한다.

$$AY + BL_Y + * < 0, \quad (13)$$

$$W = W^T, \quad H = H^T, \quad (\Phi W \Phi^T + C^T H C)A + L_X C + * < 0, \quad (14)$$

$$\Pi = \begin{bmatrix} \Phi W \Phi^T + C^T H C & I \\ I & Y \end{bmatrix} \geq 0 \quad (15)$$

여기에서 $\Phi \in R^{n \times (n-m)}$ 는 $B^T \Phi = 0, \Phi^T \Phi = I$ 를 만족시키는 행렬이다.

증명 : (13)-(15)의 해 (W, H, Y, L_Y, L_X) 가 존재한다고 가정하자. $X = \Phi W \Phi^T + C^T H C$ 라고 하자. Schur complement 공식 [10]는 (15)가 $X \geq Y^{-1} > 0$ 을 의미함을 보장한다. (14)는 $(\alpha W, \alpha H, Y, L_Y, \alpha L_X)$, $\alpha > 1$ 도 해가 될 수 있음을 의미한다. $\alpha X > X \geq Y^{-1} > 0$ 이 성립하므로 일반성의 훼손 없이 (W, H, Y, L_Y, L_X) 가 항상 $X - Y^{-1} > 0$ 을 보장한다고 가정할 수 있다. 그러므로 $U U^T = X - Y^{-1} > 0$ 를 만족시키는 비특이 행렬 U 가 항상 존재한다. U 를 이용해 행렬 V 를 $V = -Y U$ 로 정의할 수 있고 R, S 를 다음처럼 정의할 수 있다.

$$R = \begin{bmatrix} Y & I \\ V^T & 0 \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} I & 0 \\ X & U \end{bmatrix} \quad (16)$$

또한 W, H, Y, L_Y, L_X 과 U, V 를 이용하여 P, K, F 를 다음처럼 정의할 수 있다.

$$A_K = -U^{-1}(XAY + A^T + L_X CY + XBL_Y) V^{-T} \quad (17)$$

$$B_K = U^{-1}L_X, \quad C_K = L_Y V^{-T}, \quad D_K = 0$$

$$F_1 = B^T C^T H, \quad F_2 = B^T U \quad (18)$$

$$P = \begin{bmatrix} X & U \\ U^T & I \end{bmatrix} \quad (19)$$

Schur complement 공식 [10]과 $U U^T = X - Y^{-1} > 0$ 는 $P > 0$ 을 의미한다. (18)과 (19)식에서 다음을 얻을 수 있다.

$$B_0^T P = [B^T X \quad B^T U] = [F_1 C \quad F_2] = F\bar{C}$$

즉 $B_0^T P = F\bar{C}$ 가 성립함을 의미한다. 결국 다음을 보이기만 하면 증명은 종결된다.

$$P(\bar{A} + \bar{B}K\bar{C}) + * < 0 \quad (20)$$

(20)식은 다음과 동치이다.

$$S(\bar{A} + \bar{B}K\bar{C})R + * < 0 \quad (21)$$

(13), (14), (16)과 (17)을 이용하여 (22)가 성립함을 보일 수 있다. 결국 LMI (13)-(15)의 해 (W, H, Y, L_Y, L_X) 가 존재

하면 (9)를 만족시키는 해 (P, K, F) 가 존재함을 알 수 있다.

▽▽▽

주 1 : [10]는 LMI (13)을 만족시키는 해 $Y > 0$ 가 존재하기 위한 필요충분조건은 (A, B) 가 안정가능이라는 것을 의미하고 [11]은 (14)를 만족시키는 해 $X = \Phi W \Phi^T + C^T H C > 0$ 가 존재하기 위한 필요충분조건은 $C(sI - A)^{-1} B$ 가 최소위상이며 relative degree가 1이라는 것을 의미한다. 그리고 정리2는 LMI (13)을 만족시키는 해 (W, H, Y, L_Y, L_X) 가 존재하면 (9)를 만족시키는 해 (P, K, F) 가 존재하고 그 해는 (W, H, Y, L_Y, L_X) 을 사용해서 (15), (16), (17)처럼 표현될 수 있다는 것을 의미한다. 결국 본 논문의 결과는 다음의 LMI 기반 알고리즘을 통해 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어를 설계할 수 있음을 의미한다.

Step 1: $C(sI - A)^{-1} B$ 가 안정가능이고 최소위상이며 relative degree가 1인지 확인하라. 맞으면 Step 2로 가고 아니면 설계가 불가능하므로 빠져나간다.

Step 2: LMI 최적화 알고리즘을 사용하여 (13)-(15)의 해 (W, H, Y, L_Y, L_X) 를 구하라.

Step 3: 공식 (17), (18)을 사용하여 이득 K, F 를 구하고 (10)을 사용하여 제어기 (5)를 구하라.

주 2 : [8]과 [9]의 방법과 달리 canonical form으로 변환하기 위한 변환 행렬을 구하고 이를 이용해 시스템을 변환해줄 필요가 전혀 없어 설계가 상대적으로 단순하고 직접적 입력에 유의하라. 그리고 [9]의 방법과 달리 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어기 설계 문제가 해결 가능하지만 하면(즉 공칭 시스템이 안정가능하고 최소위상이며 relative degree가 1이 기만 하면) 제어기 이득을 항상 계산해 낼 수 있음에 유의하라.

주 3 : (3)의 차수가 n 보다 낮은 r 차 이하의 저차 제어를 구하려면 ① LMI (13)-(15)에 부가적인 rank 구속조건 $rank(H) \leq n+r$ 을 첨가해서 풀고(rank 구속조건이 첨가된 LMI는 [12] 등에 주어진 알고리즘을 사용하면 아주 쉽게 풀 수 있다.) ② $UU^T = X - Y^{-1}$ 를 만족시키는 U 를 구해 F 는 (18)을 사용해 구하고 ③ K 는 (17)의 공식을 사용하는 대신 P 를 (19)처럼 정의하고 K 에 대한 LMI인 (20)식을 풀어 구한다.

주 4 : $rank(H) = n$ 의 극단적인 경우를 고려해보자. 이때는 $X = Y^{-1}$ 가 성립하며 $r = 0$ 인 경우로 정적 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어가 된다. 이때 $A_K = B_K = C_K = F_2 = 0$ 이며 $F_1 = B^T C^T H$ 로 주어지고 $P = X$ 로 하여 (20)식을 풀어 구한 K 를 D_K 로 설정하면 된다.

4. 수치적 예

다음 자료를 갖는 시스템 (1)을 고려하자.

$$A = \begin{bmatrix} -0.990 & 17.410 & 96.150 \\ 0.265 & -0.851 & -11.390 \\ 0 & 0 & -30.000 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -97.780 \\ 0 \\ 30.000 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \eta(t) = \zeta$$

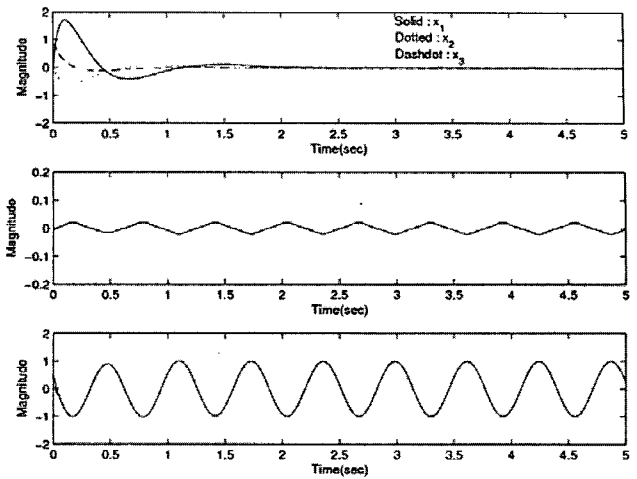


그림 1 (24)를 사용한 시뮬레이션 결과. (위) 상태. (가운데) 슬라이딩 변수. (아래) 입력.

Fig. 1 Simulation results with (24). (Top) State. (Middle) Sliding variable. (Bottom) Control.

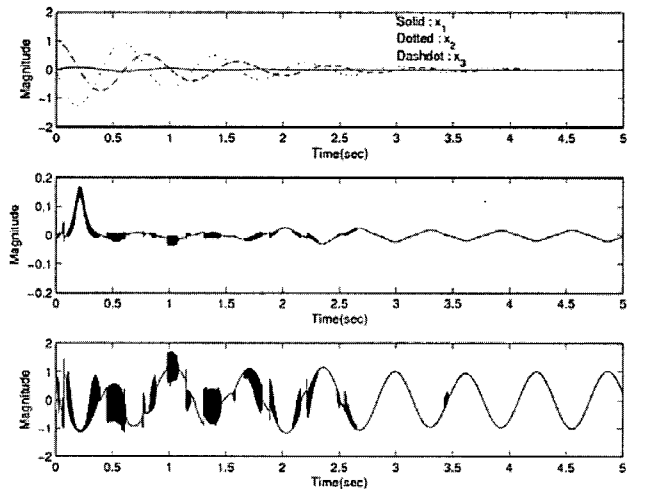


그림 2 (25)를 사용한 시뮬레이션 결과. (위) 상태. (가운데) 슬라이딩 변수. (아래) 입력.

Fig. 2 Simulation results with (30). (Top) State. (Middle) Sliding variable. (Bottom) Control.

여기에서 ζ 는 불확실한 변수로 $|\zeta| \leq 1$ 를 만족시킨다. 위의 시스템은 [13]에 주어진 F4E 팬텀 전투기의 5000피트에서의 모델에 불확실성이 가미된 동역학 식이다. 주1에 주어진 알고리즘을 사용하여 다음과 같은 이득을 구할 수 있다.

$$A_K = \begin{bmatrix} -16.305 & 7.040 & 102.854 \\ 2.055 & -0.793 & -13.003 \\ 2.236 & 3.910 & -15.971 \end{bmatrix}, \quad B_K = \begin{bmatrix} -0.008 & -0.016 \\ -0.015 & -0.025 \\ -0.029 & 0.024 \end{bmatrix}, \quad (23)$$

$$C_K^T = \begin{bmatrix} -0.001 \\ -0.011 \\ 0.000 \end{bmatrix}, \quad F_1^T = \begin{bmatrix} -0.698 \\ -2.965 \end{bmatrix}, \quad F_2^T = \begin{bmatrix} -898.322 \\ 1.491 \\ 134.730 \end{bmatrix}$$

$|\zeta| \leq 1$ 는 $\beta(y, t) = 1, \phi = 0, \epsilon = 1$ 로 정할 수 있음을 의미한다. 결국 (5)로부터 다음과 같은 전차수 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{v} &= A_R v + B_R y, \quad v(0) = 0 \\ u &= C_R v - 2\text{sign}(F_1 y + F_2 v) \end{aligned} \quad (24)$$

스래이선을 수행할 때 $\zeta = \sin 20t, x(0) = [0, 0, 1]^T$ 로 가정하였다. 그리고 [8]에서처럼 채터링을 줄이기 위해 불연속적인 함수 $\text{sign}(\sigma)$ 를 연속적인 함수 $\sigma/(|\sigma|+0.02)$ 로 대체하였다. 그림 1은 시스템 (22)와 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어기 (24)의 폐회로 응답을 보여준다. 저차 제어기도 설계하여 보았다. 앞 장의 주 1-4를 참조해 [12]의 알고리즘을 사용하여 다음과 같은 이득과 정적 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어기를 구할 수 있다.

$$u = [24.613, \quad 0.956]y - 2\text{sign}([-102.083, \quad -6.324]y) \quad (25)$$

그림 2는 시스템 (22)와 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어기 (25)의 폐회로 응답을 보여준다. 필터링 된 값 v 가 도입된 3차의 제어기를 사용하여 얻은 결과(그림 1)가 정적 제어기를 사용하여 얻은 결과(그림 2)에 비해 외란 $\zeta = \sin 20t$ 에 의한 영향을 과도기이 덜 받았음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 출력 궤환 슬라이딩 모드 제어기 설계 문제를 다루었다. 이 문제를 풀기 위해 LMI 조건을 유도하였고 LMI에 기반을 둔 제어기 설계 알고리즘을 제안하였다. 그리고 효용성을 보이기 위해 수치적인 예를 제공하였다. 본 논문에서 제안된 방법은 [8], [9]의 방법처럼 canonical form으로 변환해야 될 필요가 없어 설계과정이 단순하고 직접적이다.

참 고 문 헌

[1] R.A. DeCarlo, S.H. Zak, and G.P. Mathews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial," IEEE Proceedings, vol. 76, pp. 212-232, 1988

[2] B.S. Heck and A.A. Ferri, "Application of output feedback to variable structure systems," J. Guid. Control dyn., vol. 12, pp. 932-935, 1989

[3] S.V. Yallapragada and B.S. Heck, "Reaching conditions in variable structure systems for output feedback control," In Proc. ACC, 1990, pp. 32-35

[4] R. El Khazai and R.A. DeCarlo, "Variable structure output feedback control," In Proc. Acc, 1992, pp. 871-875

[5] S.H. Zak and S. Hui "On variable structure output feedback controllers for uncertain dynamic systems" IEEE Trans Automat. Contr., vol. 38, no. 10, pp. 1509-1512, 1993

[6] B.S. Heck, S.V. Yallapragada, and M.K.H. Fan, "Numerical methods to design the reaching phase of output feedback variable structure control," Automatica, vol. 31, pp. 275-279, 1995

[7] C. Edwards, and S.K. Spurgeon, "Sliding mode stabilization of uncertain systems using only output information," Int. J. Control, vol. 62, pp. 1129-1144, 1995

[8] S.K. Bag, S.K. Spurgeon, and C. Edwards, "Output feedback sliding mode design for linear uncertain systems," IEE Proc.-Control Theory Appl., vol. 144 pp. 209-216, 1997

[9] C. Edwards, and S.K. Spurgeon, "Linear matrix inequality methods for designing sliding mode output feedback controllers," IEE Proc.-Control Theory Appl., vol. 150 pp. 539-545, 2003

[10] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron and V. Balakrishnan, Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory, Philadelphia : SIAM, 1994

[11] 이재관, 최한호, " $C(sI - A)^{-1}B$ 가 최소위상이 될 LMI 조건을 이용한 해석과 설계", 제어자동화시스템공학 논문지, 제11권, 제11호, pp895-900, 2005

[12] L. El Ghaoui, F. Oustry, and M. AitRami, "A cone complementarity linearization algorithm for static output-feedback and related problems," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 42, pp. 1171-1176, 1997

[13] U. Shaked, "An LPD approach to robust H_2 and H_∞ static output-feedback design," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 48, pp. 866-872, 2003

저 자 소 개



최 한 호 (崔 漢 浩)

1966년 8월 25일생. 1988년 서울대학교 제어계측 공학과 졸업. 1994년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 2003년~현재 동국대학교 교수
 Tel : 02-2260-3777
 Fax : 02-2275-6013
 E-mail : hhchoi@dongguk.edu