

스토캐스틱 시간지연 시스템을 위한 동적 출력피드백 제어기 설계

최현철, 정진우, 심형보, 서진현  
서울대학교 전기컴퓨터 공학부

Dynamic Output-Feedback Controller Design for Stochastic Time-Delay Systems

Hyoun-Chul Choi, Jinwoo Jung, Hyungbo Shim, Jin H. Seo  
ASRI, School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University

**Abstract** - This paper proposes a method for dynamic output-feedback controller design for stochastic time-delay systems. Based on recent results on time-delay systems control, a tractable and delay-dependent design condition is proposed, which provides a dynamic output-feedback controller to render the closed-loop stochastic time-delay systems to be asymptotically stable in the mean-square sense. The feasibility problem of the proposed condition is recast into a cone complementarity problem. An algorithm adopting cone complementarity linearization is presented to solve the resulting problem.

1. 서론

최근 스토캐스틱 시간지연 시스템의 제어 문제가 많은 관심을 받고 있다 [1,2]. 그러나 스토캐스틱 시간지연 시스템의 동적 출력피드백 제어 문제는 그 중요성에도 불구하고 문헌에서 잘 다루어지지 않았다. 최근, 선형행렬부등식(linear matrix inequality: LMI)[3]을 이용한 스토캐스틱 시간지연 시스템의 동적출력 피드백  $H_\infty$  제어 기법[2]이 제안되었으나 시간지연에 독립적인 조건에 기반을 둔 결과이기 때문에 보수적일 수 있다는 한계가 있다.

이 논문에서는 LMI를 이용하여 스토캐스틱 시간지연 시스템의 동적 출력피드백 제어기 설계 문제를 다루는데, 보수성을 줄이기 위해 시간지연에 종속적인 조건에 기반을 둔 제어기 설계 기법을 제안한다. 옌센(Jensen)의 적분 부등식[4]을 이용하고 여유변수를 도입하여 시간지연에 종속적인 안정성 조건을 얻어내고, 문헌 [5]에 기반을 둔 적절한 선형화 변환을 이용하여 다루기 쉬운 제어기 설계 조건을 구한다. 이 조건의 해를 구하는 문제를 cone complementarity 문제로 변환하고 cone complementarity 선형화 알고리즘[6]을 이용하여 변환된 문제에 대한 해법을 제시한다.

2. 문제 설정 및 예비 결과

다음과 같은 스토캐스틱 시간지연 시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned} dx(t) &= [Ax(t) + A_h x(t-h) + Bu(t)]dt + B_1 x(t)dw(t) \\ y(t) &= Cx(t) \\ x(t) &= \phi(t), \forall t \in [-h, 0] \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $x \in \mathbb{R}^n$ 는 상태변수,  $y \in \mathbb{R}^q$ 는 측정출력변수,  $u \in \mathbb{R}^m$ 은 제어입력,  $w \in \mathbb{R}$ 은  $E\{dw(t)\} = 0, E\{dw(t)^2\} = dt$ 의 조건을 만족하는 스칼라 브라운(Brown) 운동을 나타낸다.  $h > 0$ 는 시간지연이고 초기조건  $\phi(t) \in [-h, 0]$ 에서 정의되는 실함수이다. 시스템 행렬은 미리 주어지며 적절한 차수를 갖고  $(A, B)$ 쌍과  $(A, C)$ 쌍이 각각 제어가능하고 관측가능하다고 가정한다. 이 시스템을 위한 동적 출력피드백 제어기를 다음과 같이 고려하자.

$$\begin{aligned} dx_c(t) &= [A_c x_c(t) + A_{hc} x_c(t-h) + B_c y(t)]dt \\ u(t) &= C_c x_c(t) + D_c y(t) \\ x_c(t) &= \phi_c(t), \forall t \in [-h, 0] \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $x_c \in \mathbb{R}^r$ 은 제어기 상태변수,  $\phi_c(t) \in [-h, 0]$ 에서 정의되는 실함수로서 제어기 초기조건을 나타낸다. 시스템 행렬은 적절한 차수를 가지며 제어기 설계과정을 통해 결정한다. 그러면, 식 (1), (2)로부터 다음과 같은 폐루프 시스템 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} d\xi(t) &= [A_{cl}\xi(t) + A_{hcl}\xi(t-h)]dt + B_{cl}\xi(t)dw(t) \\ \xi(t) &= \psi(t), \forall t \in [-h, 0] \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $\xi(t) = [x(t)^T x_c(t)^T]^T$ ,  $\psi(t) = [\phi(t)^T \phi_c(t)^T]^T$ 이고, 행렬들은 다음과 같이 주어진다.

$$A_{cl} = \begin{bmatrix} A + BD_c C & BC_c \\ B_c C & A_c \end{bmatrix}, A_{hcl} = \begin{bmatrix} A_h & 0 \\ 0 & A_{hc} \end{bmatrix}, B_{cl} = \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

**정의 1 [1]:** 만약 임의의  $\epsilon > 0$ 에 대해,  $\sup_{-h \leq s \leq 0} E\{|\psi(s)|^2\} < \delta(\epsilon)$  이 만족할 때  $E\{|\xi(t)|^2\} < \epsilon, t > 0$ 를 만족하게 하는  $\delta(\epsilon) > 0$ 이 존재하면, 폐루프 시스템 (3)은 평균-제곱(mean-square) 관점에서 안정하다고 한다. 또한 모든 초기조건에 대해  $\lim_{t \rightarrow \infty} E\{|\xi(t)|^2\} = 0$ 을 만족하면 폐루프 시스템 (3)은 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정하다고 한다.

다음 조건을 만족하도록 새로운 변수  $z(t)$ 를 정의하자.

$$z(t)dt = d\xi(t) \quad (4)$$

그러면 라이프니츠-뉴턴(Leibniz-Newton) 공식에 의해

$$\int_{t-h}^t z(\alpha)d\alpha = \xi(t) - \xi(t-h) \quad (5)$$

를 얻을 수 있고, 이를 이용하면 다음과 같은 옌센의 적분 부등식 조건을

얻을 수 있다.

**보조정리 1 [4]:** 임의의 대칭행렬  $0 \leq R = R^T \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}, h > 0$  및 벡터 함수  $z(t) \in \mathbb{R}^{2n}$ 에 대해 다음 부등식이 성립한다.

$$-h \int_{t-h}^t z(\alpha)^T R z(\alpha) d\alpha \leq [\xi(t)^T \xi(t-h)^T] \begin{bmatrix} -R & R \\ R & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi(t) \\ \xi(t-h) \end{bmatrix} \quad (6)$$

이 논문에서는 (3)과 같이 주어진 폐루프 시간지연 시스템을 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정화하기 위한 동적 출력피드백 제어기 (2)를 설계하는 문제를 고려한다.

3. 동적 출력피드백 제어기 설계

3.1 폐루프 시스템의 안정성 분석

이 소절에서는 제어기가 주어졌다는 가정 하에 폐루프 시스템 (3)의 안정성을 분석한다. 이를 위해 리아푸노프-크라소프스키(Lyapunov-Krasovskii) 이론을 이용하여 시간지연에 종속적인 안정성 조건을 구한다.

**정리 1:** 시간지연  $h > 0$ 와 제어기 파라미터 행렬들이 주어졌다고 가정하자. 만약 부등식 (7)을 만족하는 행렬들  $P > 0, Q > 0, R > 0, S$ 가 존재하면 폐루프 시스템 (3)은 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정하다.

$$\begin{bmatrix} A_{cl}^T P + P A_{cl} + Q - h^{-1} R & * & * & * \\ A_{hcl}^T P + h^{-1} R & -Q - h^{-1} R & * & * \\ S^T A_{cl} & S^T A_{hcl} & hR - S - S^T & * \\ P B_{cl} & 0 & 0 & -P \end{bmatrix} < 0 \quad (7)$$

여기서 \*는 대칭행렬의 대칭요소를 나타낸다.

**증명:** 리아푸노프-크라소프스키 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} V(t, \xi) &= V_1(t, \xi) + V_2(t, \xi) + V_3(t, \xi) \\ V_1(t, \xi) &= \xi(t)^T P \xi(t), V_2(t, \xi) = \int_{t-h}^t \xi(\alpha)^T Q \xi(\alpha) d\alpha, \\ V_3(t, \xi) &= \int_{-h}^0 \int_{t+\beta}^t z(\alpha)^T R z(\alpha) d\alpha d\beta, P > 0, Q > 0, R > 0 \end{aligned}$$

이토(Itô)의 미분 공식[1]을 이용하여 시스템 (3)의 궤적에 따른 스토캐스틱 미분  $dV(t, \xi)$ 을 구하면 다음과 같다.

$$dV(t, \xi) = \mathcal{L} V(t, \xi) dt + 2\xi(t)^T P B_{cl} dw(t)$$

여기서  $\mathcal{L}$ 은 무한소(infinitesimal) 연산자를 나타내고  $\mathcal{L} V(t, \xi)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathcal{L} V(t, \xi) &= 2\xi(t)^T P [A_{cl}\xi(t) + A_{hcl}\xi(t-h)] + B_{cl}^T P B_{cl} + \xi(t)^T Q \xi(t) \\ &+ \xi(t-h)^T Q \xi(t-h) + h z(t)^T R z(t) - \int_{t-h}^t z(\alpha)^T R z(\alpha) d\alpha \end{aligned}$$

한편, 식 (3)과 (4)로부터 임의의 행렬  $S$ 에 대해 다음 식이 성립한다.

$$2z(t)^T S^T [A_{cl}\xi(t) + A_{hcl}\xi(t-h)]dt + B_{cl}^T S^T \xi(t)dw(t) - z(t)^T S^T z(t)dt = 0 \quad (8)$$

식 (8)을 고려하면  $dV(t, \xi)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} dV(t, \xi) &= \{ \mathcal{L} V(t, \xi) + 2z(t)^T S^T [A_{cl}\xi(t) + A_{hcl}\xi(t-h) - z(t)] \} dt \\ &+ 2[B_{cl}^T P \xi(t) + \xi(t)^T B_{cl}^T S z(t)]dw(t) \end{aligned}$$

폐루프 시스템 (3)이 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정함을 보이기 위해서,

$E\{2[B_{cl}^T P \xi(t) + \xi(t)^T B_{cl}^T S z(t)]dw(t)\} = 0$  이므로

$E\{dV(t, \xi)\} = E\{ \mathcal{L} V(t, \xi) dt + 2z(t)^T S^T [A_{cl}\xi(t) + A_{hcl}\xi(t-h) - z(t)] dt \} < 0$  을 보이면 된다. 식 (7)은 슈어(Schur) 보수[3]에 의해

$$\eta(t)^T \begin{bmatrix} A_{cl}^T P + P A_{cl} + Q - h^{-1} R + B_{cl}^T P B_{cl} & * & * \\ A_{hcl}^T P + h^{-1} R & -Q - h^{-1} R & * \\ S^T A_{cl} & S^T A_{hcl} & hR - S - S^T \end{bmatrix} \eta(t) < 0$$

(여기서  $\eta(t) = [\xi(t)^T \xi(t-h)^T z(t)^T]^T$ )을 의미하고, 보조정리 1에 의해 이는 다시  $E\{dV(t, \xi)\} < 0$ 을 의미한다. ■

3.2 제어기 설계

이 소절에서는 앞 소절에서 구한 안정성 조건을 이용하여 동적 출력피드백 제어기 설계 조건을 구하고 이를 이용하여 제어기를 설계하는 방법을 제안한다. 이를 위해 우선 식 (7)의  $S$ 를  $S = \mu P, \mu > 0$ 로 정의한다.

**정리 2:** 폐루프 시스템 (3)을 고려하자. 주어진  $h > 0$ 와  $\mu > 0$ 에 대해, 만약 부등식 (14)-(17)을 만족하는 행렬  $X > 0, Y > 0, Q_1 > 0, Q_2, Q_3 > 0, R_1 > 0, R_2, R_3 > 0, K, L, M, N, G$ 가 존재하면 폐루프 시스템 (3)을 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정하게 하는 동적 출력피드백 제어기 (2)가 존재한다. 이 경우, 제어기 파라미터는 다음과 같이 주어진다.

$$D_c = N \quad (9)$$

$$C_c = (M - NCY)V^{-T} \quad (10)$$

$$B_c = U^{-1}(L - XBN) \quad (11)$$

$$A_c = U^{-1}(K - XAY - LCY - XBM + XBNKY)V^{-T} \quad (12)$$

$$A_{kc} = U^{-1}(G - XA_h Y)V^{-T} \quad (13)$$

여기서  $U$ 와  $V$ 는  $UV^T = I - XY$ 를 만족하는 임의의 비특이 행렬이다.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{11} & * & * & * \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} & * & * \\ YA_h^T + h^{-1}R_1 & G^T + h^{-1}R_2 & -Q_1 - h^{-1}R_1 & * \\ A_h^T + h^{-1}R_2^T & A_h^T X + h^{-1}R_3 & -Q_2^T - h^{-1}R_2^T & -Q_3 - h^{-1}R_3 \\ \mu(A_h Y + BM) & \mu A & \mu A_h Y & \mu A_h \\ \mu K & \mu(XA + LC) & \mu G & \mu A_h X \\ B_1 Y & B_1 & 0 & 0 \\ B_1 Y & B_1 & 0 & 0 \\ * & * & * & * \\ * & * & * & * \\ * & * & * & * \\ * & * & * & * \\ hR_1 - 2\mu Y & * & * & * \\ hR_2^T - 2\mu I & hR_3 - 2\mu X & * & * \\ 0 & 0 & -Y & * \\ 0 & 0 & 0 & -X^{-1} - X^* \end{bmatrix} < 0 \quad (14)$$

$$\Psi_{11} = AY + YA^T + BM + M^T B^T + Q_1 - h^{-1}R_1$$

$$\Psi_{21} = A^T + C^T N^T B^T + K + Q_2^T - h^{-1}R_2^T$$

$$\Psi_{22} = XA + A^T X + LC + C^T L^T + Q_3 - h^{-1}R_3$$

$$\begin{bmatrix} Y & I \\ I & X \end{bmatrix} > 0 \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} Q_1 & Q_2 \\ Q_2^T & Q_3 \end{bmatrix} > 0 \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} R_1 & R_2 \\ R_2^T & R_3 \end{bmatrix} > 0 \quad (17)$$

**증명:** 식 (7)의 행렬변수  $P, Q, R$  및 새로운 변환행렬  $\Phi_1, \Phi_2$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$P := \begin{bmatrix} X & U \\ U^T & \hat{X} \end{bmatrix}, P^{-1} := \begin{bmatrix} Y & V \\ V^T & \hat{Y} \end{bmatrix}, \Phi_1 := \begin{bmatrix} Y & I \\ V^T & 0 \end{bmatrix}, \Phi_2 := \begin{bmatrix} Y & X^{-1} \\ V^T & 0 \end{bmatrix}$$

$$Q := \Phi_1^{-T} \begin{bmatrix} Q_1 & Q_2 \\ Q_2^T & Q_3 \end{bmatrix} \Phi_1^{-1}, R := \Phi_2^{-T} \begin{bmatrix} R_1 & R_2 \\ R_2^T & R_3 \end{bmatrix} \Phi_2^{-1}$$

여기서  $X > 0, \hat{X} > 0, Y > 0, \hat{Y} > 0, Q_1 > 0, Q_3 > 0, R_1 > 0, R_3 > 0$ 이다. 이 때,  $PP^{-1} = I$ 로부터  $XY + UV^T = I$ 를 얻을 수 있음에 유의한다. 이렇게 정의된  $P, Q, R$ 을 식 (7)에 대입한 후 결과 식 양변 좌우에 각각  $\text{diag}(\Phi_1^T, \Phi_1^T, \Phi_1^T, \Phi_2^T)$ 와  $\text{diag}(\Phi_1, \Phi_1, \Phi_1, \Phi_2)$ 를 곱하고

$$N := D_c, M := C_c V^T + NCY, L := UB_c + XBN, G := UA_{kc} V^T + XA_h Y, K := UA_c V^T + XAY + LCY + XBM + XBNKY \quad (18)$$

를 정의하여 이렇게 곱해진 식에 대입한 후 정리하면 식 (14)를 얻을 수 있다. 이는 식 (7)이 만족하면 식 (14)도 만족함을 의미한다. 또한  $\text{diag}(\Phi_1^T, \Phi_1^T, \Phi_1^T, \Phi_2^T)$ 와  $\text{diag}(\Phi_1, \Phi_1, \Phi_1, \Phi_2)$ 의 역행렬이 존재하여 반대로의 변환도 가능하므로 식 (14)가 만족하면 식 (7)이 역시 만족한다. 조건들  $P > 0, Q > 0, R > 0$  좌우에 각각  $\Phi_1^T$ 와  $\Phi_1$ 를 곱하면 각각 식 (15), (16), (17)을 얻을 수 있다. 이 또한 가역성을 갖기 때문에 식 (15)-(17)이 만족하면 각각  $P > 0, Q > 0, R > 0$ 가 만족한다. 한편, 식 (15)가 만족하면 슈어 보수에 의해  $I - XY < 0$ 이 만족하므로  $UV^T = I - XY$  조건을 만족하는 비특이행렬  $U$ 와  $V$ 를 항상 찾을 수 있다. 따라서 식 (14)-(17)이 만족하면, 제어기 (2)의 파라미터가 식 (18)에 의해 주어지고 정리 1에 의해 페루프 시스템 (3)이 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정하므로 이 정리의 명제는 참이다. ■

식 (14)는  $X$ 와  $X^{-1}$  때문에 LMI 식이 아니므로 비록 해법에 의해 그 해를 구해야 한다. 다행히,  $X$ 와  $X^{-1}$  때문에 이를 cone complementarity 문제로 변환할 수 있고 변환된 문제를 선형화 알고리즘에 의해 풀 수 있다. 이 논문에서는 문헌 [6]의 cone complementarity 선형화 알고리즘을 이용하여 식 (14)-(17)의 해를 구한다. 새 변수  $Z := X^{-1}$ 를 정의하고 식 (14)에 대입하여 문헌 [6]의 과정을 따르면 다음 결과를 얻을 수 있다.

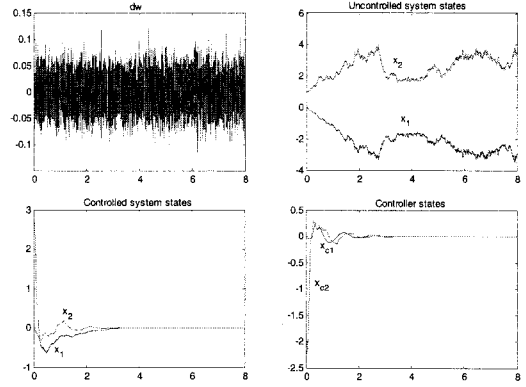
**정리 3:** 다음 최적화 문제의 해가  $n$ 이면, 파라미터 (9)-(13)을 갖는 동적 출력제한 제어기 (2)에 의한 페루프 시스템 (3)은 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정하다.

$$\begin{aligned} & \text{Minimize} \quad \text{Tr}(XZ) \\ & \text{subject to} \quad (14) \text{ with } X^{-1} = Z, (15), (16), (17) \\ & \quad X > 0, Y > 0, Z > 0, Q_1 > 0, Q_3 > 0, R_1 > 0, R_3 > 0 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Z \end{bmatrix} \geq 0 \quad (19)$$

실제적으로 이 최적화 문제의 해가 정확히  $n$ 이 되도록 하는 것은 수치적으로 매우 어렵다[7]. 이 논문에서는, El Ghaoui 등[6]의 알고리즘에 기반을 두었지만 적절한 종료법칙(stopping-rule)으로 이러한 문제를 해결한 Moon 등[7]의 방법과 유사하게 준최적 해를 구하는 알고리즘을 제안한다.

**알고리즘 1:**  
단계 1)  $X^{-1} = Z$ 로 놓고 식 (14)-(17) 및 (19)의 해가 존재하도록  $\mu > 0$ 를 설정한다. 이 때의 해를  $(X_0, Y_0, Z_0, K_0, L_0, M_0, N_0, G_0, Q_{10}, Q_{20}, Q_{30},$



〈그림 1〉 동적 출력제한 제어 결과

$R_{10}, R_{20}, R_{30}$ )으로 놓는다.  $k=0$ 으로 설정한다.

단계 2) 변수  $(X, Y, Z, K, L, M, N, G, Q_1, Q_2, Q_3, R_1, R_2, R_3)$ 에 대해 다음 최적화 문제를 푼다.

$$\begin{aligned} & \text{Minimize} \quad \text{Tr}(X_c Z + Z_c X) \\ & \text{subject to} \quad (14) \text{ with } X^{-1} = Z, (15), (16), (17), (19) \\ & \quad X > 0, Y > 0, Z > 0, Q_1 > 0, Q_3 > 0, R_1 > 0, R_3 > 0 \end{aligned}$$

그리고 난 후,  $X_{k+1} = X, Z_{k+1} = Z$ 로 설정한다.

단계 3) 만약 위 문제의 해  $X$ 로부터 구한  $X^{-1}$ 가 식 (14)에서 성립하면 이 알고리즘을 끝낸다. 만약 이 조건이 만족하지 않으면서  $k$ 가 미리 정한 최대 허용값보다 크게 되면 단계 1)로 돌아간다. 이 때 다른  $\mu$ 를 설정하여 반영한다. 그렇지 않으면,  $k = k+1$ 로 설정하고 단계 2)로 돌아간다.

### 4. 수치 예제

다음 값을 갖는 시스템 (1)을 고려하자.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, A_h = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 0 & -0.9 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 \\ 0 & 0.3 \end{bmatrix}, C = [0 \ 1], h = 0.2$$

$$\phi(t) = [0 \ 1]^T, t \in [-h, 0]$$

위 시스템은 문헌 [2]와 같은 지연 독립적인 방법을 적용하기가 어렵다. 알고리즘 1을 이용하여 이 시스템의 동적 출력제한 제어기(상대 초기값=0)를 구하면 다음과 같다. 이 때,  $\mu = 0.1$ 로 설정하였다.

$$A_c = \begin{bmatrix} -0.2034 & -1.1259 \\ 12.3011 & -121.6517 \end{bmatrix}, A_{kc} = \begin{bmatrix} -4.1837 & -1.0721 \\ -3.0572 & -0.9831 \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} -1.1423 \\ -106.4785 \end{bmatrix}$$

$$C_c = [-12.6906 \ 108.5726], D_c = 90.6303$$

모의실험을 위해 시간간격을  $dt = 0.001$ 로 놓았다. <그림 1>에 위 시스템에 대한 동적 출력제한 제어 결과를 나타내었다. 좌상의 그림부터 차례대로  $dw(t)$ , 개루프 시스템의 상태응답, 페루프 시스템의 상태응답, 동적 출력제한 제어기의 상태응답을 나타낸다. 이를 통해, 제안된 제어기에 의해 주어진 시스템이 평균-제곱 관점에서 점근적으로 안정하게 됨을 알 수 있다.

### 5. 결론

이 논문에서는 시간지연에 종속적인 LMI 조건에 기반을 둔, 스토캐스틱 시간지연 시스템의 동적 출력제한 제어기 설계방법을 제안하였다. 엔센의 적분 부등식을 이용하고 여변수를 도입하여 시간지연에 종속적인 안정성 조건을 얻어내었고 적절한 선형화 변환을 이용하여 다루기 쉬운 제어기 설계 조건을 구하였다. 구한 조건이 완전한 LMI 식이 아니기 때문에 그 조건의 해를 구하는 문제를 cone complementarity 문제로 변환하였다. Cone complementarity 선형화 알고리즘을 이용하여 변환된 문제에 대한 해법을 제시하였으며, 수치 예제를 통해 제안된 방법의 유용성을 보였다.

### 감사의 글

이 논문의 연구는 BK21 연구지원으로 수행되었습니다.

### [참고 문헌]

- [1] H. Gao, J. Lam, and C. Wang, "Robust energy-to-peak filter design for stochastic time-delay systems," *Systems Control Lett.*, vol. 55, pp. 101-111, 2006.
- [2] S. Xu and T. Chen, " $H_\infty$  output feedback control for uncertain stochastic systems with time-varying delays," *Automatica*, vol. 40, pp. 2019-2098, 2004.
- [3] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in Systems and Control Theory*. SIAM, 1994.
- [4] Q.-L. Han and D. Yue, "Absolute stability of Lur'e systems with time-varying delay," *IET Control Theory Appl.*, vol. 1, no. 3, pp. 854-859, 2007.
- [5] C. Scherer, P. Gahinet, M. Chilali, "Multiobjective output-feedback control via LMI optimization," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 42, pp. 896-911, 1997.
- [6] L. El Ghaoui, F. Oustry, and M. Ait Rami, "A cone complementarity linearization algorithm for static output-feedback and related problems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 42, pp. 1171-1176, 1997.
- [7] Y.S. Moon, P. Park, W.H. Kwon, and Y.S. Lee, "Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed systems," *Int. J. Control*, vol. 74, no. 14, pp. 1447-1455, 2001.