

# TITO 시스템의 LQ-PID 제어기 동조

준회원 이 동 배\*, 정회원 서 병 설\*\*

## A LQ-PID Controller Tuning for TITO System

Dong-Bae Lee\* Associate Member, Byung-Suhl Suh\*\* Regular Members

요 약

본 논문에서는 TITO 시스템에서 분산된 LQ-PID 제어기 설계방법을 제안하고, 주파수 영역의 설계사양인 명령 추종, 외란제거, 센서 잡음 저감도를 만족하도록 제어기를 설계하였다. 설계방법은 PID 제어요소를 포함한 페루프 상태방정식과 LQR의 페루프 상태방정식의 관계를 유도하고 루프형성절차를 통해 가중치인 Q와 R 을 선정함으로써 성능 및 안정도 강인성이 보장되도록 하였다.

**Key Words** : LQR; PID; Frequency domain; Decentralized Controller.

ABSTRACT

This paper presents a decentralized LQ-PID controller for the TITO system which satisfies the performance of good command following, disturbance rejection, and sensor noise reduction that is design specifications in the frequency domain. The procedure is developed by establishing the relationship between the closed-loop state equations including the decentralized PID tuning parameters and the closed-loop state equations of LQR and by selecting the weighting factors Q and R of the cost function in order to satisfy the design specifications in the frequency domain.

### 1. 서 론

TITO(Two Input Two Output) 시스템은 다변수 시스템이기 때문에 최적으로 동조하는 것은 매우 어려운 과제이다. 이 같은 다변수 시스템의 PID 제어기 동조는 Niederlinski<sup>[1]</sup>에 의해 일반화된 Ziegler-Nichols 방법으로 제시된바 있다. 또한 최적성 및 강인성을 보장하는 분산된 제어기를 동조하기 위해 Skogestad<sup>[2]</sup>, Chiu<sup>[3]</sup>, Hovd<sup>[4]</sup>, Gagnon<sup>[5]</sup> 등은  $H^\infty$  및  $\mu$ -Synthesis 이론을 이용하여 강인한 성능을 이룰 수 있는 분산된 제어기 동조 방법을 제시하였으나 이와 같은 방법들은 설계 과정 및 계산 과정이 매우 복잡하여 실용화 하는데 어려움이 있다. 이러한 복잡함과 어려움을 극복하기 위해 설

계의 간편성과 최적성 및 강인성을 내포하는 LQ 방법이 하나의 대안이 될 수 있다.

Lin-Gundes<sup>[6]</sup>는 다변수 시스템에서의 PI 동조를 LQR 설계문제로 전환하고자 노력하였다. 그러나, 이들이 제시한 방법은 PI 제어기 구조로 나타내기 위해 시스템의 상태방정식을 상태변수의 개수와 출력의 개수가 같아야만 하는 제한조건의 전제 하에 제안되었을 뿐 아니라 집중 제어기(fullcontroller)이므로 설계가 매우 복잡하고, 실제적인 구현에 있어서 비용이 많이 드는 단점이 있다. 이같은 단점들은 분산된 제어기(decentralized controller)를 통해 보완할 수 있다. 그래서 엄-서<sup>[7]</sup>는 분산 제어기를 사용하고 상태변수의 개수와 출력의 개수가 동일하여야만 하는 Lin-Gundes의 제한조건이 없이 TITO 시스템에서의 LQ-PI 제어기 동조를 제시하였다. PI

\* 삼성중공업(주) 메카트로닉스센터 지능제어연구파트(db0150 lee@samsung.com)

\*\* 한양대학교 전자전기컴퓨터 공학부(교신책임자)(bssuh@hanyang.ac.kr)

논문번호 : 030585-1231, 접수일자 2003년 12월 31일

제어기는 제동(damping)과 시간응답에서 과도응답의 조절이 용이하지 않기 때문에 본 연구에서는 미분요소(derivative)를 첨가한 분산된 LQ-PID 제어기 설계방법을 제안하고자 한다. 그 내용은 PID 제어 요소를 포함한 페루프 상태방정식과 LQR의 페루프 상태방정식의 관계를 유도하여 주파수 영역의 설계 사양인 명령추종, 외란 제거, 센서 잡음 저감도를 만족시키고자 하는 것으로 요약된다.

## II. TITO 시스템을 위한 페루프 상태방정식

본 연구에서는 다변수 시스템에서 가장 혼 잡할 수 있는 TITO시스템에 대해서 고려하고자 한다. 이러한 시스템에 주파수 영역에서의 일반적인 블록 선도는 그림 1과 같고 여기에서  $y(s) \in \mathbb{R}^2$ 는 출력 변수,  $u(s) \in \mathbb{R}^2$ 는 제어변수,  $r(s) \in \mathbb{R}^2$ 는 명령입력,  $e(s) \in \mathbb{R}^2$ 는 오차변수이다.

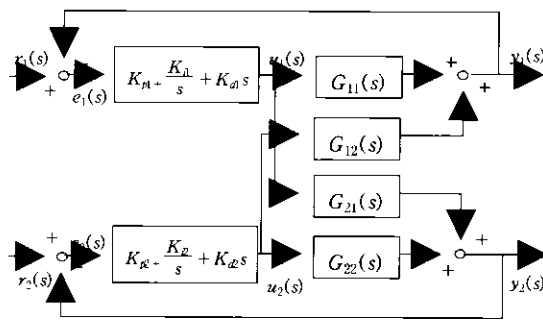


그림 1 TITO시스템

그림1에서 TITO시스템의 전달함수행렬(Transfer Function Matrix)  $G(s)$ 는 다음과 같다.

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

그림1에서 보듯이 각각의 PID제어기와 오차신호에의 해 제어입력신호가 결정되며 이는 식(2)와 같이 시스템식(1)을 제외한 대각행렬 제어기 형태로 표현된다.

$$u(s) = \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{p1} + \frac{k_{d1}}{s} + k_{d1}s & 0 \\ 0 & k_{p2} + \frac{k_{d2}}{s} + k_{d2}s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1(s) \\ e_2(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

식(2)는 또한 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$u(s) = \begin{bmatrix} k_{p1} & 0 \\ 0 & k_{p2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1(s) \\ e_2(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{d1} & 0 \\ 0 & k_{d2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{e_1(s)}{s} \\ \frac{e_2(s)}{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{d1} & 0 \\ 0 & k_{d2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s e_1(s) \\ s e_2(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서,

$$K_p = \begin{bmatrix} k_{p1} & 0 \\ 0 & k_{p2} \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} k_{d1} & 0 \\ 0 & k_{d2} \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} k_{d1} & 0 \\ 0 & k_{d2} \end{bmatrix}$$

이제, 그림 1의 주파수역인 TITO시스템을 시간역인 상태방정식으로 전환하기 위해 다음을 고려하여 보자. 일반적인 선형 시불변 다변수 시스템 상태방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4)$$

$$y = Cx \quad (5)$$

여기서,  $A \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ ,  $B \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ ,  $C \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 이고,  $y$ 는 출력벡터,  $u$ 는 제어입력벡터이다. 식(4)와 식(5)의 행렬은 TITO시스템에서 2차 시스템을 고려하기 위해 다음과 같이  $2 \times 2$ 행렬의 각 요소별로 나타낸다.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$

제어의 목적은 출력이 정상상태( $t \rightarrow \infty$ )에 도달하여 오차  $e$ 가 계단 입력에 대해 0으로 수렴하도록 하여 명령입력과 같게 하는 제어시스템이기를 원한다. 정상상태에서 출력벡터와 오차벡터는  $y(\infty) = r$ ,  $e(\infty) = 0$ 이다. TITO시스템의 적분오차벡터를 첨가시켜 새로운 변수벡터를 도입하면 오차벡터  $e$ 는 다음과 같다.

$$\dot{z} = e \text{ 또는 } z = \int e \cdot dt \quad (7)$$

이제, 본래의 상태에서 정상상태를 뺀 새로운 변수벡터로 나타내어 보면,

$$\hat{x} = x - x(\infty), \hat{u} = u - u(\infty), \hat{y} = y - y(\infty) \quad (8)$$

$$\hat{z} = z - z(\infty) \quad (9)$$

$$e = r - y \quad (10)$$

이다. 식(8)에 의해 식(10)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{y} = y - y(\infty) = y - r = -e \quad (11)$$

$$e = -\hat{y} = -C\hat{x} \quad (12)$$

선형 시불변 다변수 시스템의 상태방정식에 즉, 식 (4), (5)에 적분오차벡터를 첨가하고 식(8), (9), (10), (11), (12)를 이용하여 첨가된 상태방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \hat{u} \quad (13)$$

$$\hat{y} = [C \quad 0] \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\hat{u} = -K_p C\hat{x} + K_i \hat{z} - K_d C\dot{\hat{x}} \quad (15)$$

$K_p \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 는 비례이득행렬,  $K_i \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 는 적분이득행렬이고  $K_d \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ 는 미분이득행렬이다. PID제어 요소가 포함된 페루프 상태방정식을 나타내기 위해서 식(13)의  $\hat{u}$ 에 식(15)를 대입하면 페루프 상태방정식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (I + BK_d C)^{-1}(A - BK_p C) & (I + BK_d C)^{-1}BK_i \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} \quad (16)$$

식(16)에서 보는 바와 같이 PID제어요소가 포함된 TITO시스템의 페루프 상태방정식이 유도됨을 알 수 있다

### III. LQ-PID제어기 해석

LQR로 해석하기 위해서 식(7)의 적분오차벡터를 첨가한 2차 가역함수를 고려하자.

$$J = \int_0^{\infty} \left[ \hat{x}^T \hat{z}^T \right] Q \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} + \hat{u}^T R \hat{u} \quad dt \quad (17)$$

식(17)에서 상태가중행렬  $Q$ 는 양의 반한정(Positive semi-definite)대칭행렬이고, 제어가중행렬  $R$ 은 양의 한정(Positive-definite)대칭행렬이다.  $R = \rho \cdot I$ 로 선정하고,  $Q = N^T N$ 으로 놓는다. 그러면, 최적 제어법칙은 다음과 같다.

$$\hat{u} = -(G_1 \hat{x} + G_2 \hat{z}) = -[G_1 \quad G_2] \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$G = [G_1 \quad G_2] = R^{-1} B_o^T K \quad (19)$$

여기서,  $G$ 는 LQR의 제어이득행렬,  $B_o$ 는 선형 시불변 다변수 시스템에 적분 제어 요소를 포함한 시스템의 입력 벡터이고,  $K$ 는 양의 반한정 대칭행렬이며 다음 Riccati방정식의 해이다

$$KA_o + A_o^T K + Q - KB_o R^{-1} B_o^T K = 0 \quad (20)$$

$$K \in \mathbb{R}^4 \quad (21)$$

위의 Riccati 방정식에서  $A_o$ 는 선형 시불변 다변수 시스템에 적분 제어요소를 포함한 시스템 행렬이다. LQR의 제어이득행렬이 포함된 페루프 상태방정식을 나타내기 위해서 식(13)의  $\hat{u}$ 에 식 (18)을 대입하여 LQR의 페루프 상태방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BG_1 & -BG_2 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} \quad (22)$$

TITO제어시스템을 LQR로 해석하기 위해서는 다음과 같이 식(16)과 식(22)의 페루프 상태방정식이 같아야 한다.

$$\begin{bmatrix} (I + BK_d C)^{-1}(A - BK_p C) & (I + BK_d C)^{-1}BK_i \\ -C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BG_1 & -BG_2 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

식(23)과 같은 각각의 페루프 상태방정식에서 LQR 제어이득과 분산된 PID계수와 관계를 맺어 안정도-강인성을 보장하는 PID계수행렬을 얻을 수 있다. 즉, 식(23)에서 다음과 같은 분할행렬 (Partitioned matrix)이 같아야 한다.

$$(I + BK_d C)^{-1}(A - BK_p C) = A - BG_1 \quad (24)$$

$$(I + BK_d C)^{-1}BK_i = -BG_2 \quad (25)$$

식(25)를 요소별로 나타내어 미분이득인  $K_d$ 행렬의 요소  $k_{d1}, k_{d2}$ , 적분이득인  $K_i$ 행렬의 요소  $k_{i1}, k_{i2}$ 와 LQR 제어이득인  $G_2$ 행렬의 요소  $g_{13}, g_{14}, g_{23}, g_{24}$ 와의 관계식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{\alpha} \begin{bmatrix} b_{11} - b_{11}b_{22}c_{22}k_{d1} - b_{12}b_{21}c_{22}k_{d2} & 0 \\ b_{21} + b_{12}b_{21}c_{21}k_{d2} - b_{11}b_{22}c_{21}k_{d1} & b_{12} + b_{12}b_{21}c_{12}k_{d1} - b_{11}b_{22}c_{22}k_{d1} \\ 0 & 0 \\ 0 & b_{22} + b_{11}b_{22}c_{11}k_{d1} - b_{12}b_{21}c_{11}k_{d1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} k_{d1} \\ k_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11}g_{13} + b_{12}g_{23} \\ b_{11}g_{14} + b_{12}g_{24} \\ b_{21}g_{13} + b_{12}g_{23} \\ b_{21}g_{14} + b_{22}g_{24} \end{bmatrix} \quad (26)$$

여기서  $\alpha = \det(I + BK_d C)^{-1}$  이고 식(26)에 의하여 미분이득요소들인  $k_{d1}$ ,  $k_{d2}$ 와 적분이득요소들인  $k_{i1}$ ,  $k_{i2}$ 를 구할 수 있다. 다음으로 식(24)를 요소별로 나타내어 비례이득인  $K_p$  행렬의 요소  $k_{p1}$ ,  $k_{p2}$ 와 LQR제어이득  $G_1$  행렬의 요소  $g_{11}$ ,  $g_{12}$ ,  $g_{21}$ ,  $g_{22}$ 와의 관계식을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta \begin{bmatrix} a_{11} - b_{11}c_{11}k_{p1} - b_{12}c_{21}k_{p2} & a_{12} - b_{11}c_{12}k_{p1} - b_{12}c_{22}k_{p2} \\ a_{21} - b_{21}c_{11}k_{p1} - b_{22}c_{21}k_{p2} & a_{22} - b_{11}c_{12}k_{p1} - b_{22}c_{22}k_{p2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} - (b_{11}g_{11} + b_{12}g_{21}) & a_{12} - (b_{11}g_{12} + b_{12}g_{22}) \\ a_{21} - (b_{21}g_{11} + b_{22}g_{21}) & a_{22} - (b_{21}g_{12} + b_{22}g_{22}) \end{bmatrix} \quad (27)$$

여기서  $\beta = (I + BK_d C)^{-1}$ 이고 식(27)에 의하여 비례이득요소들인  $k_{p1}$ ,  $k_{p2}$ 를 구할 수 있다.

위의 식 (26)과 (27)에서 얻어지는  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ 의 최종 값은 가중치 요소 Q와 R에 의하여 결정된다. 다음 장에서는 Q와 R의 선정 방법에 대해 제시하고자 한다.

#### IV. LQR의 Q와 R 선정

가중치 요소 Q와 R은 성능 및 안정도-강인성의 개선을 고려하여 설정한다. 이를 위하여 플랜트의 출력측에서 절단한 루프전달함수의 특이값 일치기법 Suh<sup>[8]</sup>에 기초하여 설정한다

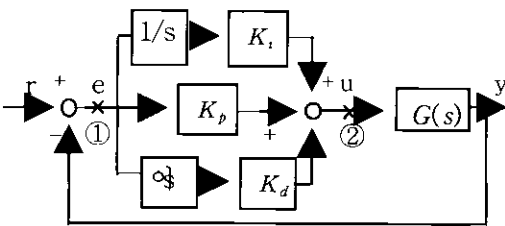


그림 2. PID 제어기  
Fig 2 PID controller

루프형성기법으로 성능 문제를 고려하기 위해서 그림 1에서 플랜트 입력인 ②점에서가 아닌 출력인

①점에서 절단한 루프전달함수 T(s)를 사용해야한다. 식(24)와 식(25)에 의해 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$K_i = -(I + K_d CB)G_2 \\ K_d = (G_1 - K_p C)(CA - CBG_1)^{-1} \\ K_p = (G_1 - K_d CA + K_d CBG_1)C^{-1}$$

위의 관계식에 의해 T(s)는 다음과 같이 표현된다.

$$T(s) = C(sI - A)^{-1}B \cdot (K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \\ = -C(sI - A)^{-1}B \cdot \{ (G_1 - K_d CA + K_d CBG_1)C^{-1} - \frac{(I + K_d CB)G_2}{s} + (G_1 - K_p C)(CA - CBG_1)^{-1}s \} \quad (28)$$

저주파수와 고주파수에서 T(s)의 극한값을 구하기 위해 Kwakernaak Sivan<sup>[9]</sup>의 LQR의 제어이득행렬 G의 극한거동인 다음과 같은 관계식을 이용한다

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \sqrt{\rho} G = WN \quad (29)$$

여기서 W는 일원행렬(unitary Matrix)로  $W^T W = I$ 이다. LQR의 제어이득행렬 G와 설계 파라미터 N은  $G = [G_1 \ G_2]$ 와  $N = [N_1 \ N_2]$ 으로 분해하고 각각의  $N_1$ ,  $N_2$ 에 대해 W가 단위행렬이 되도록 하는 새로운 설계 파라미터  $\bar{N}_1$ ,  $\bar{N}_2$ 라 할 때 다음과 같은 극한거동식이 얻어질 수 있다.

$$\lim_{\rho \rightarrow 0} \sqrt{\rho} [G_1 \ G_2] = [\bar{N}_1 \ \bar{N}_2] \quad (30)$$

관계식 (29)를 이용하여 식(28)의 T(s)의 극한값을 나타내면 다음과 같다.

$$T(s) \approx -\frac{C}{\sqrt{\rho}} (sI - A)^{-1}B \cdot \{ (\bar{N}_1 - K_d CA + K_d CBN_1)C^{-1} - \frac{(I + K_d CB)\bar{N}_2}{s} + (\bar{N}_1 - K_p C)(CA - CBN_1)^{-1}s \} \quad (31)$$

우선 저주파수 영역에서 외란제거와 명령추종을 하는 설계 파라미터  $\bar{N}_2$ 를 선택하자. 저주파수 부분에서는  $s \rightarrow 0$ 이므로 T(s)는 식(31)과 같이 근사화 된다.

$$T(s) \approx -\frac{I}{s\sqrt{\rho}} C(-A)^{-1}B(I + K_d CB)\bar{N}_2 \quad (32)$$

$T(s)$ 의 극한값을 구하기 위해  $-C(-A)^{-1}B(I+K_dCB)\bar{N}_2=I$  를 만족하는 설계 파라미터  $\bar{N}_2$ 는 다음과 같이 결정된다.

$$\bar{N}_2 = -\{C(-A)^{-1}B(I+K_dCB)\}^{-1} \quad (33)$$

다음으로 고주파수 영역에서 센서 잡음을 제거하기 위한 설계 파라미터  $\bar{N}_1$  을 선택하자. 고주파수 부분에서는  $s \rightarrow \infty$  이므로  $T(s)$ 는 식(33)과 같이 근사화된다.

$$T(s) \approx CB\left(\frac{\bar{N}_1}{\sqrt{\rho}} - K_p C\right)(CA - CB\frac{\bar{N}_1}{\sqrt{\rho}})^{-1} \quad (34)$$

고주영역에서

$CB\left(\frac{\bar{N}_1}{\sqrt{\rho}} - K_p C\right)(CA - CB\frac{\bar{N}_1}{\sqrt{\rho}})^{-1} = I$  를 만족하는 설계 파라미터  $\bar{N}_1$ 는 다음과 같다.

$$\bar{N}_1 = \sqrt{\rho} \frac{K_p C + B^{-1}A}{2} \quad (35)$$

식(32)과 식(34)에 의해  $\bar{N}_1, \bar{N}_2$ 가 결정되면 상태 가중행렬은  $Q = N^T N$  으로 결정되고, 제어기중행렬  $R = \rho I$  에서  $\rho$ 는 명령추종 및 외란 장벽과 센서 잡음 장벽을 고려하여 결정된다.

### V. 시뮬레이션

다음과 같은 TITO시스템에 대하여 분산된 PID 제어기를 설계하고자 한다. 시스템의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -0.0052 & 0 \\ 0 & -0.0667 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} u$$

$$y = \begin{bmatrix} 0.4526 & 0.0933 \\ 0.5577 & -0.0933 \end{bmatrix} x$$

주파수역 설계사양에서 명령추종, 외란장벽은  $\Omega_c = 10$ , 센서잡음장벽은  $\Omega_n = 10^6$ 으로 고려한다. 제어기중행렬  $R = \rho I$ 에서  $\rho = 10^{-5}$ 로 선택하고 상태가중행렬  $Q = N^T N$ 는  $\bar{N}_1$ 과  $\bar{N}_2$ 는 식(33)과 식(36)에 의해서 결정된다. 제어이득행렬  $G$ 는 다음과 같이 얻어진다.

$$G = \begin{bmatrix} 4.3697 & 3.0626 & -21.5380 & 16.1608 \\ -1.3071 & 7.2477 & -166.3170 & 132.2669 \end{bmatrix}$$

$G$  를 식(26)과 식(27)에 대입하여  $K_p, K_i, K_d$ 가 다음과 같이 얻어진다.

$$K_p = \begin{bmatrix} 11.31 & 0 \\ 0 & -15.79 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 397.06 & 0 \\ 0 & -273.45 \end{bmatrix}$$

$$K_d = \begin{bmatrix} 0.24 & 0 \\ 0 & -1.72 \end{bmatrix}$$

그림 3과 그림 4에서는 각각 분산된 LQ-PID 제어기<sup>[7]</sup>와 본 논문에서 제시한 LQ-PID 제어기의  $T(s)$ 의 루프형상과 시간응답 곡선을 비교 하였다. 그림 3에서는 PI제어기와 PID 제어기의  $T(s)$ 곡선이 모두 저주파에서 명령추종장벽, 외란장벽과 고주파에서 센서잡음장벽을 침범하지 않았지만 PI제어기의  $T(s)$  곡선이 PID제어기의  $T(s)$  보다 장벽에 더 가까이 함을 볼 수 있고 그림 4의 시간응답 곡선에서는 PI 제어기에 비해 PID 제어기의 과도응답이 감소함을 볼 수 있다.

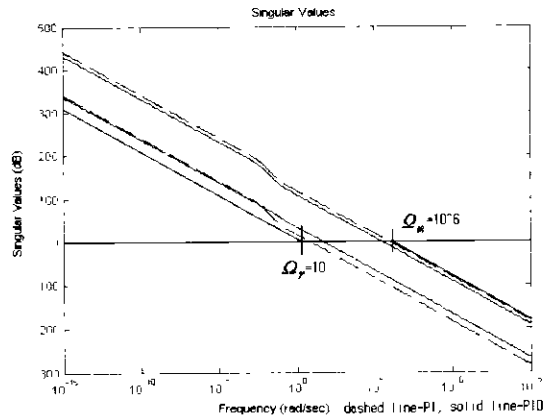


그림 3 루프전달함수T(s)

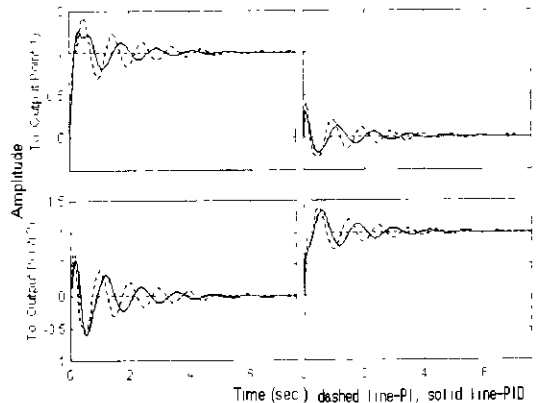


그림 4 분산된 LQ-PID, LQ-PID 제어기에 의한 계단응답

## VI. 결론

TITO시스템의 분산된 PID제어기 설계방법은 PID 제어요소를 포함한 페루프 상태방정식과 LQR의 페루프 상태방정식의 관계를 유도하고 루프형성 절차를 통해 가격함수의 가중치 요소 Q와 R을 선정함으로써 성능 및 안정도 강인성이 보장되도록 하였다.

## 참고 문헌

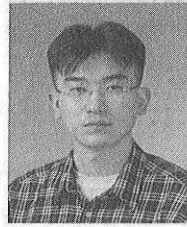
- [1] A. NIEDERLINSKI, 'A heuristic approach to the design of linear multivariable interacting control system', *Automatica*, pp. 609-701, 1971.
- [2] S. Skogestad and M. Morari, Robust performance of decentralized control systems by independent designs," *Automatica*, Vol. 25, No. 1, pp. 119-125, 1989.
- [3] M. Chiu and Y. Arkun, "A methodology for sequential design of robust decentralized control systems", *Automatica*, Vol. 28, No. 5, pp. 997-1001, 1992.
- [4] M. Hovd and S. Skogestad, "Sequential design of decentralized controllers", *Automatica*, Vol. 30, pp. 1601-1607, 1994.
- [5] E. Gagnon, A. Pomerleau, and A. Desbiens, "Multi-Synthesis of robust decentralised PI controllers", *IEE. Proc. Contr. Theorz Appl.*, Vol. 146, No. 4, pp.289-294, 1999.
- [6] C. Lin and A. Gundes, "Multi-input Multi-output PI Controller Design", *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision Control*, Sydney, Australia, December, pp. 3702-3707, 2000.
- [7] 엄태호, 서병설, TITO 시스템의 최적 PI제어기 동조", *Proceedings of The KIEE EMECS Spring Annual Conference*, Tae-gu, Korea, April, pp.186-189, 2003.
- [8] B. Suh and S. Yun, "LQ-servo Design," *Proceedings of The 4th Asia-Pacific Conference on Control & Measurement*, 9-12 July, pp. 97-100 2000.
- [9] H. Kwakernaak and R. Sivan, "The Maximally

Achievable Accuracy of Linear Optimal Regulators and Linear Optimal filters", *IEEE Trans on Automat. Contr.*, Vol, AC-17, No. 1, pp. 79-86, 1972.

- [10] M. Athans, "Lecture Note on Multivariable Control System", M.I.T. Ref. No.860224/6234, 1986.

이 동 배(Dong-Bae Lee)

준회원

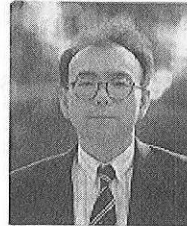


2004년 2월 : 한양대학교 전기  
공학과 석사  
현재:삼성중공업(주) 메카트로  
닉스센터

<관심분야> 자동화시스템 로봇 제어

서 병 설(Byung-Suhl Suh)

정회원



한국 통신 학회 논문지 제25  
권 제3호 참조  
현재:한양대학교 전자전기컴퓨터  
공학부 교수

<관심분야> 제어이론, 강인제어, 최적화 기법