

논문 2004-41SC-1-3

LQ-PID 제어기 동조 - 시간영역에서의 접근

(Tuning of LQ-PID Controller-Time Domain Approach)

양 지 훈*, 서 병 설*

(Ji Hoon Yang and Byung Suhl Suh)

요 약

본 논문은 2차 시스템에서 시간영역의 설계 사양을 만족하는 최적 강인 LQ-PID 제어기 설계방법을 제안한다. LQ-PID 제어기 동조파라미터들은 시간영역의 설계사양인 오버슈트와 정착시간의 설계파라미터들과 LQR의 가중치요소 Q와 R의 관계에 의해서 설계될 수 있었다. 그래서 안정도-강인성 뿐만 아니라 시간영역에서의 성능-강인성을 이룰 수 있었다.

Abstract

This paper proposes an optimal robust LQ-PID controller design method for the second order systems to satisfy the design specifications in time domain. The tuning parameters of LQ-PID controller are determined by the relationships between the design parameters of the overshoot and the settling time which are design specifications in time domain, and the weighting factors Q and R in LQR. we can achieve the performance-robustness in time domain as well as the stability-robustness.

Keywords : LQR, LQ-PID, Robustness, Overshoot, Settling time

I. 서 론

현대 제어기술자들의 주요 관심사는 강인한 제어기를 설계하는 것이다. 그래서 LQG-LTR^[1]과 H[∞]^[2]와 같은 강인제어기 설계 방법들이 발전되어왔지만, 산업 현장에서는 구조가 간단하고 강인성을 내포하고 있으며 기술자들에게 친숙한 PID 제어기가 많이 쓰인다. 그래서 Grimble^[3]은 H[∞] 제어기가 PID 제어기 구조를 가짐을 연구하였고, Matterzoni와 Rocco^[4]는 강인한 PID 제어기 동조를 연구하였다. 이들은 H[∞]를 PID 제어기에 접목시키려는 연구였다고 볼 수 있다. 또 한편으로는 LQG-LTR처럼 LQR의 강인성을 이용하는

LQ 접근방법이다. Suh^[5]는 Athans^[6]의 LQ-servo 구조를 부분상태 궤환을 가진 PI 제어기 형태로 해석을 하였다. 또한 Suh^[7]는 Shin와 Chen^[8]이 2차시스템에서 제안한 LQ 접근방법을 루프형성기법을 이용한 새로운 최적 강인 PID 제어기 설계방법을 제안했다. 그러나 이런 설계방법들은 주파수 영역의 설계방법으로 시간영역의 설계사양들을 잘 만족하지 않기 때문에 시간영역에서 최적 강인 PID 제어기 설계가 필요하다. 그래서 He 등^[9]은 시간지연을 가진 일차 시스템에 대해 시간영역에서 LQR 접근방법으로 PI/PID 제어기 설계를 시도하였다. 그러나 PID 제어기 동조시 시스템의 어떠한 극(pole)값과 영점인 미분계수(K_d)가 일치하는 특수한 조건에서만 가능하므로 사실상 PID 제어기 설계방법이라 할 수 없다. 본 논문에서는 2차 시스템에서 Suh^[7]가 제안한 주파수 영역의 설계사양인 명령추종, 외란제거, 잡음 감소등의 성능-강인성을 만

* 정회원, 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부
(Division of Electrical and Computer Engineering, Hanyang University)

※ This work was supported by the research fund of Hanyang University(HY-2002-1)

접수일자 : 2002년3월6일, 수정완료일 : 2003년12월18일

족하도록 하는 LQ-PID 제어기 동조방법을 시간영역에서 설계사양인 오버슈트와 정착시간을 만족할 수 있도록 하는 새로운 방안을 제안한다.

II. LQ-PID 설계

다음의 2차 시스템을 고려해 보자.

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2} + a\frac{dy(t)}{dt} + by(t) = cu(t) \quad (1)$$

여기서, $y(t)$ 는 출력변수, $u(t)$ 는 제어변수, 그리고 a, b, c 는 플랜트의 계수이다. 초기 조건 $y(0)$ 와 $\frac{dy(0)}{dt}$ 는 명시되어진다.

출력변수에 적분요소를 첨가시킨 새로운 상태변수를 도입하여 2차시스템의 최적제어법칙을 기존의 PID제어에 적용했다. 새로운 상태변수 $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$x(t) = \begin{bmatrix} \int_0^t y(\tau) d\tau \\ y(t) \\ \frac{dy(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

그러면 식(1)은,

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (3)$$

여기서 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -b & -a \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ c \end{bmatrix}$ 이고, $x(0)$ 는 주어진다.

LQR로 해석하기 위해서 식(4)와 같은 2차가격함수를 고려하자.

$$J(u(t)) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Qx + u^T Ru) dt \quad (4)$$

여기서 Q 는 양의 반한정(positive semi-definite) 대칭행렬인 상태가중행렬이고, R 은 양의 한정(positive definite) 대칭행렬인 제어가중행렬이다. 그러면 케환제어법칙은 다음과 같다.

$$u(t) = -Gx(t) \quad (5)$$

$$G = R^{-1}B^TK \quad (6)$$

여기서 G 는 제어게인행렬이고, K 는 양의 반한정 대칭행렬이고 다음 Riccati식의 해이다.

$$KA + A^TK + Q - KBR^{-1}B^TK = 0 \quad (7)$$

K 의 성분들을 다음과 같이 놓으면,

$$K = \begin{bmatrix} K_{00} & K_{10} & K_{20} \\ K_{10} & K_{11} & K_{21} \\ K_{20} & K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

식(5)의 최적제어법칙은 PID제어기 형태가 된다.

$$u(t) = -\frac{c}{R} \left(K_{22} \frac{dy(t)}{dt} + K_{21}y(t) + K_{20} \int_0^t y(\tau) d\tau \right) \quad (9)$$

여기서, 최적제어법칙이 식(9)로 표현되며 이때의 PID제어기를 LQ-PID제어기라 명명한다.

기존의 PID제어기의 형태는,

$$u(t) = -K_c \left(y(t) + \tau_D \frac{dy(t)}{dt} + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t y(\tau) d\tau \right) \quad (10)$$

이득 K_i 의 성분들과 비례이득 K_c 와 시정수 τ_I 그리고 τ_D 와의 관계는 다음과 같다.

$$K_{20} = \frac{RK_c}{c\tau_I}, \quad K_{21} = \frac{R}{c} K_c, \quad K_{22} = \frac{RK_c\tau_D}{c} \quad (11)$$

상태가중행렬 Q 를 식(12)와 같이 놓고

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{00} & 0 & 0 \\ 0 & Q_{11} & 0 \\ 0 & 0 & Q_{22} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Riccati방정식 식(7)에 대입하면 아래와 같이 K 에 관한 식으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Q_{00} = \frac{c^2}{R} K_{20}^2 \quad (13)$$

$$Q_{11} = -\frac{c^2}{R} K_{21}^2 + 2bK_{21} - 2K_{10} \quad (14)$$

$$Q_{22} = -\frac{c^2}{R} K_{22}^2 + 2aK_{22} - 2K_{21} \quad (15)$$

$$0 = \frac{c^2}{R} K_{20}K_{22} + aK_{20} - K_{10} \quad (16)$$

LQ-PID 동조 파라미터를 구하기 위해서는 K 를 Q 에 관한 식으로 표현하면 아래와 같다.

$$K_{20} = \frac{\sqrt{RQ_{00}}}{c} \quad (17)$$

$$K_{21}^4 + \frac{4bR}{c^2} K_{21}^3 + \left(\frac{4b^2R^2}{c^4} - \frac{2R}{c^2} Q_{11} \right) K_{21}^2 - \left(\frac{4bR^2}{c^4} Q_{11} + \frac{8R^2}{c^4} Q_{00} \right) K_{21} + \left(\frac{R^2}{c^4} Q_{11}^2 - \frac{4R^2}{c^4} Q_{00}Q_{22} - \frac{4a^2R^3}{c^6} Q_{00} \right) = 0 \quad (18)$$

$$K_{22} = \sqrt{\frac{2R}{c^2} K_{21} + \frac{RQ_{22}}{c^2} + \frac{a^2R^2}{c^4} - \frac{aR}{c^2}} \quad (19)$$

식(17)은 식(13)을 K_{20} 에 의한 표현이고 식(18)은 식(13),(15),(16)을 식(14)에 대입하여 K_{21} 에 대해서 정

리한 식이고 식(19)은 식(15)을 K_{22} 에 대한 식이다.

K_{20}, K_{21}, K_{22} 는 식 (17),(18),(19)에서 a, b, c 가 플랜트의 계수임을 고려할 때 PID 제어기 동조 파라미터들로 LQR의 가중치요소 Q 와 R 에 의한 관계식으로 나타나 있음을 볼 수 있다. 그리고 시간영역에서 설계사양인 오버슈트나 정착시간을 만족할 수 있도록 Q 와 R 을 선정하는 구체적 방법을 다음장에서 제시하고자 한다.

그리고 앞에서 제시한 LQ-PID제어기는 LQR의 강인 특성을 가져 ∞ 의 이득여유와 60° 위상여유의 강인성을 갖게 된다. 정상적인 LQR은 출력 궤환이 없어서 성능에 관해 논하기가 어려울지라도 본 연구에서는 출력 궤환을 가지는 LQR 구조이기 때문에 설계사양을 만족시켜 성능강인성을 보장시킬 수 있었음을 강조하고 싶다.

III. 시간영역의 설계사양을 만족하는 가중치 요소 Q와 R의 선정

시간영역의 설계사양이라 할 수 있는 오버슈트, 상승시간, 정착시간 등은 2차계통 시스템에서는 제동비(damping ratio)와 고유주파수(natural frequency)의 의존적인 관계로 잘 유도되어 있다. 그리고 이들 관계들은 3차이상의 시스템에서는 그대로 사용할 수 없음을 잘 알려져 있다. 그러나 본 논문에서 고려대상의 시스템은 3차이다(아래의 식(25)참조). 그래서 3차 시스템을 시간영역에서 오버슈트를 조정할 뿐만 아니라 고유주파수에 의해 정착시간도 조절할 수 있도록 LQR의 가중치요소 Q 와 R 을 선정할 수 있는 방법을 다음과 같이 제시하고자 한다.

식(20)과 같은 3차 전달함수를 고려하자.

$$T(s) = \frac{w_n^3}{s^3 + aw_n s^2 + \beta w_n^2 s + w_n^3} \quad (20)$$

식(20)의 응답이 오버슈트(overshoot)를 갖기 위해서는 식(20)의 근이 s-평면에서 두개의 복소극점과 하나의 실수극점으로 존재해야하므로 식(20)을 식(21)과 같이 표현할 수가 있다.

$$T(s) = \frac{w_n^3}{(s + \frac{1}{r} w_n)(s^2 + pw_n s + rw_n^2)} \quad (21)$$

식(21)은 실수근과 복소근이 w_n 에 의한 관계식으로 되어있으므로 계수 p, r 값이 고정되면 w_n 이 변해도 감쇠비가 일정하게 되어 오버슈트가 일정하게 된다. 그림 1 에서 볼 수 있듯이 w_n 이 증가하는 방향으로 변화하면 s-평면상의 극점들이 원점과 멀어져서 응답속도가 빨라지므로 w_n 에 의해서 상승시간 혹은 정착시간을 조절할 수 있다. 그리고, 고유주파수 w_n 이 변화되더라도 식(21)의 계수 p, r 이 고정되어 있다면 오버슈트는 변하지 않는다.

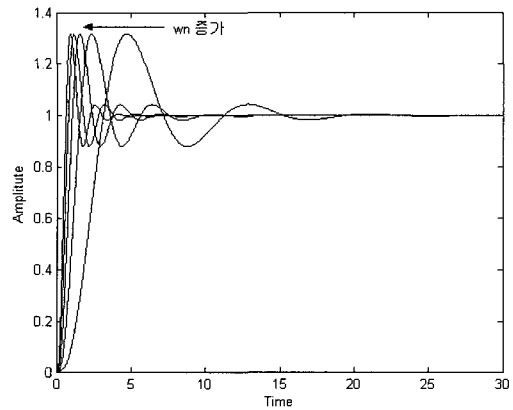


그림 1. w_n 의 변화에 따른 3차 시스템의 계단응답
Fig. 1. Step response of third-order system for w_n

그래서 p, r 은 사실상 오버슈트를 조절할 수 있는 역할을 하고 있다. 그림 2에서 p, r 값이 변화할 때 오버슈트가 달라질 수 있음을 볼 수 있다.

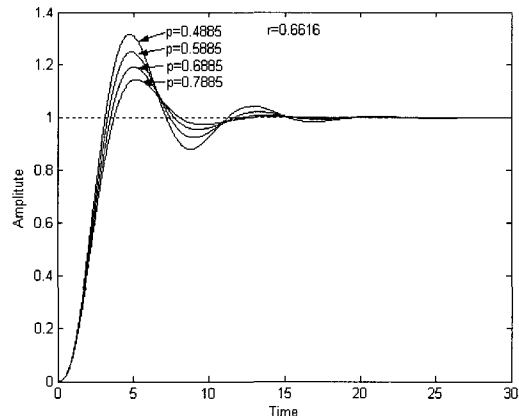


그림 2. 식(21)의 계수 변화에 따른 3차 시스템의 계단응답
Fig. 2. Step response of third-order system for a coefficient of equ.(21)

위의 그림은 p, r 이 2개의 변수임으로 편리상 r 값을 고정하고 계수 p 만을 변화시켜 오버슈트의 변화를 나타내는 응답이다. 여기서 주목하여야 할 사실은 오버슈트는 w_n 에 독립이고, 상승시간과 정착시간은 w_n 에 의존한다는 사실이다. 따라서 p, r 값은 설계 사양에 적합한 오버슈트를 결정할 수 있는 설계 파라미터로 활용할 수 있고 w_n 는 상승시간이나 정착시간의 설계사양을 만족시킬 수 있는 설계 파라미터로 활용할 수 있다. 또한 이들 설계파라미터는 독립적인 관계에 있어 칼만필터의 분리원칙(principle of separation)과 같이 설계를 매우 용이하게 한다.

그렇다면, 설계파라미터를 선정하는 구체적인 방안을 제시하면 먼저, 설계사양에 적합하도록 오버슈트를 결정하는 설계파라미터 p, r 값을 선정하기 위한 연구가 폭넓게 진행될 수 있을지라도 본 연구에서는 방법론의 제안에 역점을 두고 있으므로 Graham과 Lathrop^[10]이 제시한 절대오차시간곱적분(ITAE)값을 최소화 시켜 구한 값을 이용하고자 한다.

다음은, 고유주파수 w_n 을 정착시간을 조절할 수 있는 설계 파라미터로 활용하기 위해서는 그림 1에서 볼 수 있듯이 w_n 의 변화에 따라 정착시간 t_s 가 변화하기 때문에 w_n 대한 정규화된 그래프를 이용해야 한다. 그래서 식(20)의 분모와 분자에 w_n^3 로 나누고, $\hat{s} = s/w_n$ 으로 놓으면

$$T(s) = \frac{1}{\hat{s}^3 + a\hat{s}^2 + \beta\hat{s} + 1} \quad (22)$$

식(20)을 식(22)와 같이 w_n 에 대해서 정규화된 식으로 나타낼 수 있다. 이때 정규화시간 $w_n t$ 를 축으로 하는 응답으로부터 설계사양에 만족하는 정착시간을 고유주파수로 조절할 수 있다. 좀더 구체적으로 설명하면, 그림 3과 같은 정규화된 시스템의 계단응답을 고려하자.

그림 3에서 t_{ms} 는 정규화된 전달함수의 정착시간이라 하고 정착시간은 정상상태값의 $\pm\epsilon\%$ 범위에 도달하는 시간으로 정의한다. 그렇다면 설계사양인 정착시간 t_s 를 만족하도록 고유주파수를 결정하

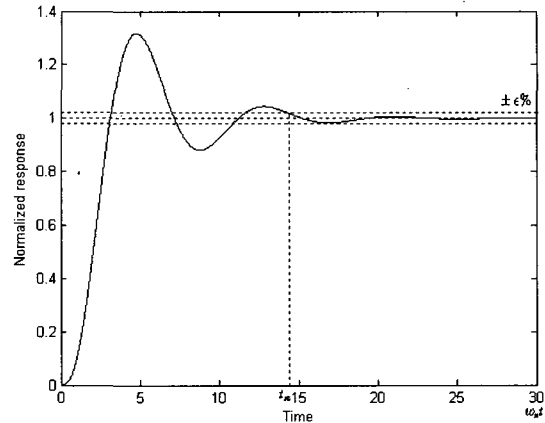


그림 3. 정규화된 3차 시스템 전달함수의 계단응답
Fig. 3. Step response of a normalized third-order transfer function

기 위해서는 $t_s = \frac{t_{ms}}{w_n}$ 의 관계를 이용하자. 여기서 t_{ms} 는 그림 3에서 정규화된 전달함수의 정상상태응답이 $\pm\epsilon\%$ 이내에 도달하는 시간을 발견함으로써 결정되고, 정착시간 t_s 는 시스템의 설계사양에 의해서 주어지기 때문에 앞의 관계에 의해 w_n 의 값이 구하여진다.

지금까지 3차 시스템에서 오버슈트를 결정하는 p, r 계수에 의해 오버슈트를 결정하고 설계사양에 부합하는 정착시간을 w_n 에 의해서 설계될 수 있음을 보여왔다. 다음에는 이들 설계파라미터들인 p, r 과 w_n 이 LQR의 가중치 요소 Q 와 R 과의 상호관계가 유도되어야 할 것이다.

LQR의 궤환제어법칙 $u(t) = -Gx(t)$ 를 식(3)에 대입하면 식(23)과 같이 페루프 상태공간 모델식이 구하여진다.

$$\frac{dx(t)}{dt} = (A - BG)x(t) \quad (23)$$

그리고 식(23)은 식(6)과 식(8)에 의해서 페루프 시스템 행렬 A_c 는 식(24)로 표현된다.

$$A_c = A - BG = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{c^2}{R} K_{20} & -b - \frac{c^2}{R} K_{21} & -a - \frac{c^2}{R} K_{22} \end{bmatrix} \quad (24)$$

그리고 페루프 시스템의 특성방정식은 식(25)로 구하여진다.

$$\Delta = s^3 + (a + \frac{c^2}{R} K_{22})s^2 + (b + \frac{c^2}{R} K_{21})s + \frac{c^2}{R} K_{20} \quad (25)$$

여기서, 시간영역의 설계사양인 오버슈트와 정착시간을 만족하는 응답을 설계하는 문제는, 설계사양에 부합되도록 앞에 제시한 방법에 의해 구한 설계파라미터인 p, r 과 w_n 에 의해 결정되어진 식(21)의 특성방정식이 식(26)과 같이 나타내면

$$\Delta = (s + \frac{1}{r} w_n)(s^2 + pw_n s + rw_n^2) \quad (26)$$

식(25)의 극점들이 목표(target)함수라 할 수 있는 식(26)의 극점들과 일치하도록 PID 제어기 파라미터 K_{20}, K_{21}, K_{22} 을 정하는 극점 배치 문제로 생각할 수 있다. 이때 설계파라미터 p, r 과 w_n 이 가중치요소 Q, R 의 관계로 표현되기 위해서 식(25)과 식(26)의 계수들을 일치시키면 아래와 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$w_n^3 = \frac{c\sqrt{RQ_{00}}}{R} \quad (27)$$

$$(r + \frac{p}{r})w_n^2 = b + \frac{c^2}{R} K_{21} \quad (28)$$

$$(b + \frac{1}{r})w_n = a + \frac{c^2}{R} (\sqrt{\frac{2R}{c^2} K_{21} + \frac{RQ_{22}}{c^2} + \frac{a^2 R^2}{c^4}} - \frac{aR}{c^2}) \quad (29)$$

식(28),(29)는 p, r 에 분리된 표현식이 가능하지만 형태가 복잡해서 두 변수에 의해서 표현하였다. 그리고 Q, R 을 설계파라미터 p, r, w_n 에 관한 식으로 나타내면 식(30),(31),(32)와 같이 된다.

$$Q_{00} = \frac{Rw_n^6}{c^2} \quad (30)$$

$$Q_{11} = \frac{R}{c^2} [(r + \frac{p}{r})w_n^2 - b][2b + (r + \frac{p}{r})w_n^2 - b] - 2w_n^3 \sqrt{\frac{R^2}{c^4} [2((r + \frac{p}{r})w_n^2 - b) + a^2] + \frac{R}{c^2} Q_{22}} \quad (31)$$

$$Q_{22} = \frac{R}{c^2} \{ (b + \frac{1}{r})w_n \}^2 - \frac{R}{c^2} [a^2 + 2((r + \frac{p}{r})w_n^2 - b)] \quad (32)$$

식(30),(31),(32)을 살펴보면 a, b, c 는 플랜트의 계수이고 p, r 는 설계사양에 부합되는 오버슈트를 위해서 정해진 값이고, w_n 은 정착시간을 조절하는 설계파라미터이다. 그리고 R 은 입력의 에너지량을 나타내는 역할을 하고 있어서 순시응답에는 Q 가 영향을 주기 때문에 본 연구에서는 편의상 $R=1$ 로 놓으면 식(12)의 Q_{00}, Q_{11}, Q_{22} 가 구해진다.

그러므로 LQR의 가중치 요소 Q, R 은 오버슈트 설계파라미터 p, r 과 정착시간 설계파라미터인 w_n 에 의해서 선정되고 이렇게 선정된 Q, R 을 식(17),(18),(19)에 의해서 PID 제어기 동조계수가 결정된다.

이렇게 구한 PID 제어기 동조계수 값은 LQR을 만족함으로써 앞에서 언급한 강인성을 갖게될 뿐만 아니라 시간영역에서 설계사양을 만족하여 성능강인성을 충족시킬 수 있다.

본 논문에서 제안한 LQ-PID 제어기 동조방법을 다음과 같이 요약할 수 있다.

설계사양으로 오버슈트와 $\pm\epsilon\%$ 범위의 정착시간이 주어진다고 가정한다.

단계1. 설계사양에서 주어진 오버슈트 범위 내에 들어갈 수 있는 p, r 값 선정한다. 본 연구에서는 Graham and Lathrop[10]이 제시한 절대오차시간곱적분(ITAE) 값을 최소화 시켜 구한 값을 이용하였다.

단계2. 선정된 p, r 를 이용해서 그림3과 같이 w_n 에 대한 정규화된 그래프를 그리고 설계사양에 주어진 $\pm\epsilon\%$ 정착시간을 만족하는 정규화된 정착시간 t_{ns} 를 구하고, $t_s = \frac{t_{ns}}{w_n}$ 의 관계에 의해 w_n 값을 선정한다.

단계3. 단계1에서 선정한 p, r 과 단계2에서 결정한 w_n 과 $R=1$ 일 때 식(30),(31),(32)에 의해 Q_{00}, Q_{11}, Q_{22} 를 구하고, 이들 값들을 식(17),(18),(19)에 의해 PID제어기 동조 파라미터인 K_{20}, K_{21}, K_{22} 을 결정한다.

IV. 예 제

고려할 2차 시스템이 다음과 같을 때

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2} + 5\frac{dy(t)}{dt} + y(t) = u(t)$$

출력변수에 적분요소를 첨가시킨 새로운 상태변수를 도입하면 시스템의 상태공간 모델식은 다음과 같다.

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

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & -5 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

여기서 설계사양으로서 오버슈트는 40%이내에, 정착시간은 정상상태응답의 $\pm 0.01\%$ 의 오차범위에 도

달하는 시간으로 고려하여 정착시간 $t_s=1.4$ 로 주어졌다고 하자.

본 논문에서 제시한 PID 제어기 동조방법에 따라 단계1에 의해서 $r=1.4122, p=1.0419$ 을 선정하고 정규화된 그래프로부터 $\pm 0.01\%$ 내에 도착하는 시간을 $t_{ns}=14$ 로 택하면 단계2에 따라 $w_n=10 \text{ rad/s}$ 로 구할 수 있다. 그리고 단계3에 의해서 Q 와 K 를 구하면 다음과 같다.

$$Q = \begin{bmatrix} 1000000 & 0 & 0 \\ 0 & 11224 & 0 \\ 0 & 0 & -146.75 \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} 215000 & 17500 & 1000 \\ 17500 & 2757.5 & 214 \\ 1000 & 214 & 12.5 \end{bmatrix}$$

따라서 PID제어기의 동조계수는 아래와 같다.

$$[K_p \ K_i \ K_d] = [214 \ 1000 \ 12.5]$$

그림4에서는 Shin와 Chen^[8]의 방법과 본 연구에서 제안한 PID제어기의 단위계단 응답곡선을 비교했다. 시뮬레이션 결과는 Shin와 Chen의 방법보다 개선될 뿐만 아니라 설계사양으로 주어진 오버슈트와 정착시간에 부합됨을 보이고 있다. 여기서 오버슈트 설계사양이 다소 높게 주어진 이유는 Shin와 Chen방법과 비교하기 위해서 이다.

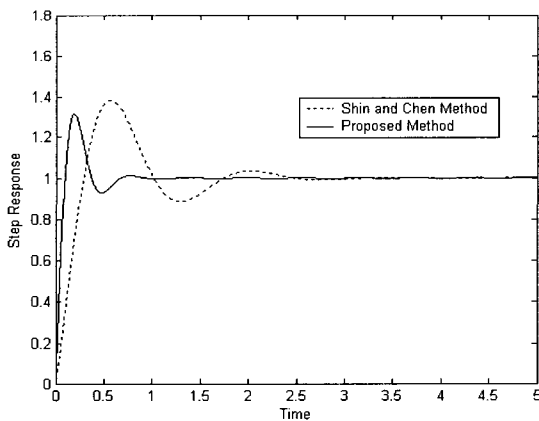


그림 4. PID 제어기의 단위계단응답
Fig. 4. Unit Step response of PID Controller

V. 결론

2차 시스템에서 PID 제어기의 최적 강인 설계를

LQR 설계문제로 전환하고, LQR의 가격함수의 가중치 요소 Q 와 R 을 시간영역의 설계사양인 오버슈트와 정착시간 설계파라미터들에 의해 선정하는 방법을 제안했다. 그리고 제안된 LQ-PID제어기는 LQR로 해석됨으로 강인성을 보장시킬 수 있을 뿐 아니라 본 연구의 제안된 방법에 의해 시간영역에서의 설계사양들을 효율적으로 만족시킬 수 있었다. 앞으로의 연구는 오버슈트 설계파라미터 p, r 값에 의해 오버슈트가 존재하지 않거나 응답이 진동하는 경우를 피하기 위해서 p, r 값이 제한 범위 내에서 합리적인 이론적 근거에 의해서 선정하는 방법을 제안하는데 있다. 본 연구는 2차 시스템으로 제한되어질지라도, 2차 모델은 진동, 구조적 해석 그리고 배나 항공기의 회전제어와 같이 다양한 분야에 적용되어지고 있다.

참고 문헌

[1] J. Doyle and G. Stein, "Robustness with Observers," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 24, No. 4, pp. 607~611, 1979.

[2] J. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar and B.A. Francis, "State-space solutions to standard H2 and H ∞ control problems," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 34, No. 8, pp. 831~847, 1989.

[3] M. Grimble., "H ∞ controllers with a PID structure," J. of Dynamic Syst. Meas. and Contr., Vol. 112, pp. 325~336, 1994.

[4] C. Matzezzoni and P. Rocco, "Robust tuning of PID Regulators Based on Step-Response Identification," European J. of Contr.. Vol. 3, pp 125~136, 1997.

[5] B. Suh and S. Yun, "LQ-servo Design," Proceedings of The 4th Asia-Pacific Conference on Control & Measurement, pp. 97~100, Guilin, China, 9-12 July 2000.

[6] M. Athans, "Lecture Note on Multivariable

- Control System," M.I.T. Ref. No. 860224/6234, 1986.
- [7] B. Suh, "Robust Optimal Tuning of PID Regulators for A second Order System," Proceeding of the 14th International Conference on System Science, Wroclaw Poland, 11-14 September, pp. 313~319, 2001.
- [8] Y. Shin and C. Chen, "On the weighting factors of the quadratic criterion in optimal control," Int. J. Control, Vol. 19, No. 5, pp. 94 7~955, 1974.
- [9] Jian-Bo He, Qing-Guo Wang and Tong-Heng Lee, "PI/PID controller tuning via LQR approach," Chemical Engineering Science, Vol. 55, No. 13, pp. 2429~2439, 2000.
- [10] Graham, D. and Lathrop, R.C., "The synthesis of optimum response: criteria and standard forms," Trans. AIEE 72, 273~288, November 1953.

저 자 소 개



양 지 훈(정회원)

1999년 제주대학교 전자공학과 학사.
2000~2002년 한양대학교 전자통신
전파공학과 석사. 2002년 ~ 현재, 한
양대학교 전기공학과 박사과정. <주
관심분야 : 최적제어, 강인제어>



서 병 설(정회원)

현재 : 한양대학교 전자전기컴퓨터공
학부 교수