

퍼지-LQ 제어 기법을 이용한 강인한 제어시스템의 설계

최 재 준* · 소 명 옥**

Design of a Robust Control System Using the Fuzzy-LQ Control Technique

J-J Choi* · M-O So**

Key words : LQ Controller(선형 2차 제어기), Fuzzy controller(퍼지 제어기), Inverted Pole(도립 막대), Membership function (소속 함수), Weighted average(가중평균), Fuzzy-LQ controller(퍼지-선형 2차 제어기)

Abstract

The conventional control techniques based on a mathematical model are not well suited for dealing with ill-defined and uncertain systems like a linear quadratic control. Recently, fuzzy control has been successfully applied to a wide variety of practical problems such as robot, water purification, automatic train operation system, etc.

In this paper, a design technique of robust Fuzzy-LQ controller is presented. A system is decomposed into multiple subsystems and the separative controller for each subsystem is designed. Secondly, all the subsystem controllers are combined by fuzzy weighted averaging method. Finally, the effectiveness of the proposed controller is verified through a series of computer simulations for an inverted pole system.

1. 서 론

오늘날 각종 산업플랜트 분야에서 자동화가 가속됨에 따라 복잡적이고 종합적인 시스템이 많이 등장되고 있으며, 최근까지 연구되어 온 대부분의 제어 알고리즘은 일반적으로 프로세스의 수학적 모델링에 기초하여 수행되어 왔기 때문에 프로세스의 동특성에 대한 정확한 지식이 필수적이다.

따라서, 제어시스템의 동특성이 부분적으로 알려져 있거나 너무 복잡하여 제어대상의 모델링이 어려운 경우에는 제어시스템의 설계가 쉽지 않다. 종래의 제어이론에 기반을 둔 파라미터가 고정된 제어기는 초기에 제어기 파라미터가 정확하게 선정되어진다 하더라도 제어환경 변화로 인한 파라미터 변동에 대해 강인성을 보장할 수 없고 만족스러운 제어성능을 얻지 못하는 결점을 가지고 있다.

* 한국해양대학교 대학원(원고접수일 : 2001년 4월)

** 한국해양대학교 기관시스템공학부 교수

이러한 문제점을 보상하기 위하여 현재까지 많이 응용되어 온 기준모델적응제어(MRAC)에는 주위 환경 변화에 따른 파라미터 변동, 외란에 대한 적응성이나 시스템의 비선형성 등에 대한 복잡한 제어이론이 부가되어야 한다¹¹⁻¹². 따라서 최근에는 인간의 사고능력과 적응능력을 갖는 지능형 제어기가 연구되고 있으며¹³, 이러한 연구방향으로서 간단하면서도 외란에 대해 강인하고, 비선형 시스템에 적용이 용이한 퍼지제어 기법을 이용한 퍼지논리 제어기와 종래의 제어기를 여러 가지 방법으로 결합하여 강인한 제어기를 구성하는 연구가 활발히 이루어지고 있다. 일반적으로 퍼지제어 기법은 종래의 PID 제어기나 정확한 모델에 근거하여 설계된 어떠한 종류의 제어기보다도 자유도가 많고, 적절히 잘 설계하면 강인한 제어특성을 갖는 병렬형, 논리형 제어기로서 언어적 제어의 특징을 가지고 있으며¹⁴, 실제적인 응용이 이미 많은 분야에서 보고되고 있다¹⁵⁻¹⁷.

본 연구에서는 플랜트의 정확한 모델링과 적절한 파라미터의 선정이 이루어진다면 훌륭한 제어기 설계이론으로 널리 알려져 있는 LQ 제어이론을 이용하여 주어진 시스템에 대해 다수개의 LQ 제어기를 설계한 후, 제어 환경변화에 따른 파라미터 변화와 외란 등에 대해서도 강인하고 만족할 만한 제어성능을 보장할 수 있는 퍼지-LQ(FLQ; Fuzzy-Linear Quadratic) 제어기의 설계 기법을 제안한다. 제안하는 FLQ 제어기는 다수개의 LQ 제어기를 퍼지 가중평균법으로 결합한 것이다. 그리고, 비선형성이 강한 도립막대는 구조적으로 불안정한 시스템이기 때문에 제어의 유효성과 제어성능을 확인하는데 매우 효과적인 바, 이를 제어대상으로 선정하여 제어대상의 파라미터 변화, 외란 등의 제어환경 변화에 대해서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 검토함으로써 제안된 제어기의 강인성과 유효성을 입증하고자 한다.

2. 도립막대 시스템의 모델링

Fig. 1은 도립막대를 표시한 것으로서 막대의 수직에 대한 각도를 θ [rad], 각속도를 $\dot{\theta}$ [rad/s], 대차의 수평방향 위치를 z [m], 대차의 수평방향 속도를

\dot{z} [m/s], 막대의 질량을 m_p [kg], 대차의 질량을 m_c [kg], 막대의 중심까지의 거리를 l_p [m], 중력가속도를 g [m/s²], 대차에 가해지는 힘을 F [N]이라 정의하고 비선형 운동방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$(m_p + m_c)\ddot{z} + m_p l_p \ddot{\theta} \cos \theta - m_p l_p \dot{\theta}^2 \sin \theta = F \quad (1)$$

$$m_p l_p \ddot{z} \cos \theta + m_p l_p^2 \ddot{\theta} - m_p l_p g \sin \theta = 0 \quad (2)$$

여기에서 θ 의 변화가 미소하다고 가정하고 $\theta \approx 0$ 근방에서 선형으로 근사화($\sin \theta \approx \theta$, $\cos \theta \approx 1$, $\cos^2 \theta \approx 1$, $\dot{\theta} \approx 0$)하여 정리하면 식 (3), (4)와 같다.

$$\ddot{z} = -\frac{m_p g}{m_c} \theta + \frac{1}{m_c} F \quad (3)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{(m_p + m_c)g}{m_c l_p} \theta - \frac{1}{m_c l_p} F \quad (4)$$

상기의 운동방정식을 구동부의 직류모터와 결합시켜 모델링하기 위해 대차에 미치는 힘 F 와 모터의 입력전압 u [V]와의 관계를 정리하면 아래와 같은 2계 미분방정식으로 표현할 수 있다. 여기에서 기어비를 K_g , 모터의 토크상수를 K_m [V/rad/s], 모터의 전기자 저항을 R_a [Ω], 대차의 피니언 반지름을 r_d [m]라고 정의한다.

$$\ddot{z} = -\frac{K_g^2 K_m^2}{m_c R_a r_d^2} \dot{z} - \frac{m_p g}{m_c} \theta + \frac{K_g K_m}{m_c R_a r_d} u \quad (5)$$

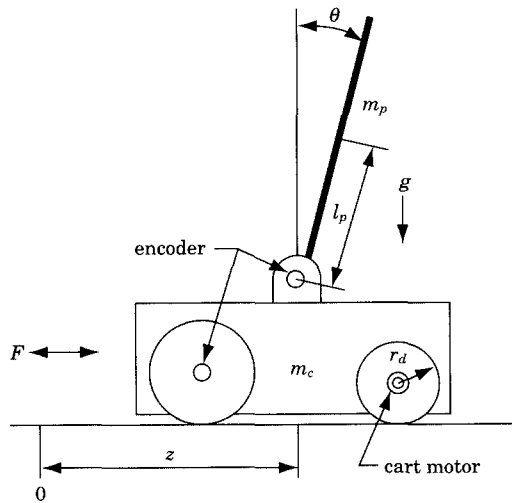


Fig. 1 Coordinate of an Inverted Pole system

$$\ddot{\theta} = \frac{K_g K_m}{m_c l_p R_a r_d} \dot{z} + \frac{(m_c + m_p)g}{m_c l_p} \theta - \frac{K_g K_m}{m_c l_p R_a r_d} u \quad (6)$$

위 식에서 $x_1 = z, x_2 = \dot{z}, x_3 = \theta, x_4 = \dot{\theta}$ 로 상태변수를 정의하면 다음 식과 같이 동적방정식으로 간단히 표현할 수 있다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i u, y = \mathbf{C}_i \mathbf{x} \quad (i=1 \sim 3) \quad (7)$$

단,

$$\mathbf{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_g K_m}{m_c R_a r_d} & -\frac{m_p g}{m_c} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K_g K_m}{m_c l_p R_a r_d} & \frac{(m_c + m_p)g}{m_c l_p} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_g K_m}{m_c R_a r_d} \\ 0 \\ -\frac{K_g K_m}{m_c l_p R_a r_d} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_i = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

위 식에서 $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$ 는 상태벡터이고 y 는 출력이다.

3. FLQ 제어기 설계

시스템을 목표위치 추적(tracking) 문제로 가져가기 위해 상태 x_1, x_2, x_3, x_4 와 그것의 각 정상상태의 값 $x_{1r}, x_{2r}, x_{3r}, x_{4r}$ 와의 오차신호를 다음 식과 같이 정의한다.

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_r, \Delta u = u - u_r, \Delta y = y - y_r \quad (8)$$

단,

$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T, \mathbf{x}_r = [x_{1r} \ x_{2r} \ x_{3r} \ x_{4r}]^T$ 이고 y_r 은 기준입력이다. 오차시스템에 대한 동적방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_i \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \Delta u_i, \\ \Delta y &= \mathbf{C}_i \Delta \mathbf{x} \quad (i=1 \sim 3) \end{aligned} \quad (9)$$

그리고 \mathbf{x}_r 과 u_r 은 식 (10)으로부터 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_r \\ u_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B}_i \\ \mathbf{C}_i & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ y_r \end{bmatrix} \quad (10)$$

오차시스템에 대한 동적방정식에서 식 (11)과 같은 2차 형식의 평가함수를 최소화 하면서 퍼드백 시스템을 점근적으로 안정하게 하는 LQ 제어 법칙은 식 (12)와 같이 주어진다.

$$J = \int_0^{\infty} (\Delta \mathbf{x}^T \mathbf{Q}_i \Delta \mathbf{x} + \Delta u_i^T \mathbf{R}_i \Delta u_i) dt \quad (11)$$

$$\Delta u_i = -\mathbf{K}_i \Delta \mathbf{x} \quad (12)$$

$$\text{단, } \mathbf{K}_i = \int_0^{\infty} (k_{i1} \ k_{i2} \ k_{i3} \ k_{i4}) = \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \mathbf{P}_i$$

여기서, \mathbf{Q}_i 와 \mathbf{R}_i 은 각각 하중행렬과 하중계수이고 \mathbf{K}_i 는 퍼드백 이득행렬이며 \mathbf{P}_i 는 다음 식의 Riccati 방정식의 해행렬이다.

$$\mathbf{A}_i^T \mathbf{P}_i + \mathbf{P}_i \mathbf{A}_i - \mathbf{P}_i \mathbf{B}_i \mathbf{R}_i^{-1} \mathbf{B}_i^T \mathbf{P}_i + \mathbf{Q}_i = \mathbf{0} \quad (13)$$

식 (8)을 이용하여 식 (12)를 다시 표현하면 다음 식 (14)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} u_i &= u_r - k_{i1}(x_1 - y_r) - k_{i2}(x_2 - x_{2r}) \\ &\quad - k_{i3}(x_3 - x_{3r}) - k_{i4}(x_4 - x_{4r}) \end{aligned} \quad (14)$$

본 연구에서는 막대의 질량 $m_p = 0.212$ [kg], 대차의 질량 $m_c = 0.455$ [kg], 중력가속도 $g = 9.8$ [m/s²], 기어비 $K_g = 3.7$, 모터의 토크상수 $K_m = 0.00767$ [V/rad/s], 모터의 전기자 저항 $R_a = 2.6$ [Ω], 대차의 피니언 반지름 $r_d = 0.00635$ [m]이다. 또한, 막대 길이 l_p 의 가능한 변동폭을 0.5 [m]에서 1.5 [m]로 가정하고 Fig. 2와 같은 삼각형의 퍼지 소속함수를 이용하여 SM(Small), MD(Medium), LG(Large)로 입력공간을 등간적으로 퍼지분할하였다. 그리고 "If~then"형식의 퍼지규칙으로 다음 식 (15)와 같이 표현했으며, R^i 는 i 번째 규칙이고 $P_1 = \text{SM}, P_2 = \text{MD}, P_3 = \text{LG}$ 를 의미한다.

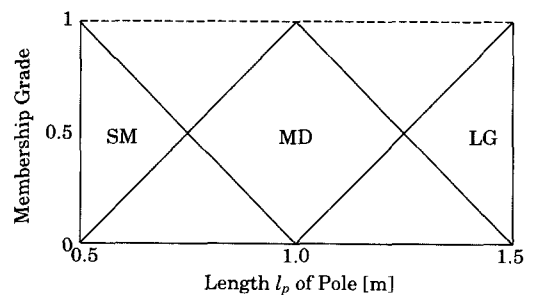


Fig. 2 Membership functions

R^i : If l_p is P_i then

$$\Delta \dot{x} = A_i \Delta x + B_i \Delta u_i \quad (i=1 \sim 3) \quad (15)$$

위의 각종 파라미터 값과 $i=1$ 일 때 $l_p=0.5$ [m], $i=2$ 일 때 $l_p=1.0$ [m], $i=3$ 일 때 $l_p=1.5$ [m]로 정한 후, 식 (7)에 대입하여 시스템행렬 A_i 와 입력행렬 B_i 및 출력행렬 C_i 를 구하면 다음과 같다. ($i=1 \sim 3$)

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & a_{42} & a_{43} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{21} \\ 0 \\ b_{41} \end{bmatrix}$$

$$A_1 : a_{22} = -16.88, a_{23} = -4.57, a_{42} = 33.77, a_{43} = 28.73$$

$$B_1 : b_{21} = 3.78, b_{41} = -7.56 \quad (16)$$

$$A_2 : a_{22} = -16.88, a_{23} = -4.57, a_{42} = 16.88, a_{43} = 14.37$$

$$B_2 : b_{21} = 3.78, b_{41} = -3.78 \quad (17)$$

$$A_3 : a_{22} = -16.88, a_{23} = -4.57, a_{42} = 11.26, a_{43} = 9.58$$

$$B_3 : b_{21} = 3.78, b_{41} = -2.52 \quad (18)$$

$$C_{1 \sim 3} = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (19)$$

설계자가 선정하는 하중행렬 Q_i 와 하중계수 R_i 는 상태벡터와 제어입력의 상대적인 중요성에 근거를 두고 바라는 제어응답이 되도록 다음과 같이 선정하였다. ($i=1 \sim 3$)

$$Q_i = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{44} \end{bmatrix}$$

$$Q_1 : q_{11} = 6, q_{22} = 3, q_{33} = 3, q_{44} = 1 \quad (20)$$

$$Q_2 : q_{11} = 16, q_{22} = 8, q_{33} = 4, q_{44} = 1 \quad (21)$$

$$Q_3 : q_{11} = 25, q_{22} = 10, q_{33} = 5, q_{44} = 1 \quad (22)$$

$$R_{1 \sim 3} = 0.01$$

앞에서 선정한 Q_i 와 R_i 를 식 (13)의 Riccati 방정식에 대입하여 P_i 를 구하고, 이것을 식 (12)에 대입하면 다음과 같은 각 서브 시스템의 이득 K_i 를 구할 수 있다.

$$K_1 = [k_{11} \ k_{12} \ k_{13} \ k_{14}] = [-24.50 \ -35.03 \ -126.60 \ -29.78]$$

$$K_2 = [k_{21} \ k_{22} \ k_{23} \ k_{24}] = [-40.00 \ -59.42 \ -273.31 \ -87.26]$$

$$K_3 = [k_{31} \ k_{32} \ k_{33} \ k_{34}] = [-50.00 \ -76.18 \ -407.66 \ -159.13] \quad (23)$$

Fig. 3은 이렇게 구성한 독립막대 제어시스템을 나타내고 있으며 점선 부분이 제안한 FLQ 제어기이다. 여기에서 정상상태 초기값은 $x_{1r} = y_r, x_{2r} = x_{3r} = x_{4r} = 0, u_r = 0$ 이다.

그리고 제어기의 전체 출력을 구하는 과정은 첫째, 막대의 길이 l_p 에 대한 각 소속함수의 적합도를 구하여 식 (24)와 같이 정규화한다. 둘째, 각 서브 LQ 제어기의 출력 Δu_i 를 식 (12)에 의해 구하고 이 값에 정규화된 적합도 \bar{w}_i 를 곱하여 가중평균한다. 셋째, 제어입력의 증분값과 정상값을 합하여 실제 제어입력 u 를 식 (26)처럼 구한다.

$$\bar{w}_i = \frac{w_i}{\sum_{i=1}^3 w_i} \quad (24)$$

$$\Delta u = \frac{\sum_{i=1}^3 \bar{w}_i \cdot \Delta u_i}{\sum_{i=1}^3 \bar{w}_i} \quad (25)$$

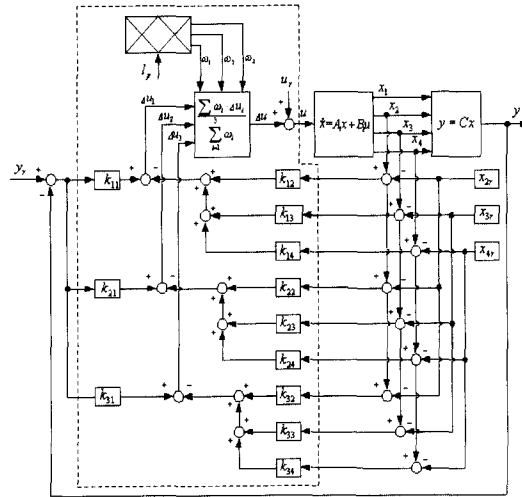


Fig. 3 Block diagram of proposed control system

$$u = u_r + \Delta u \tag{26}$$

4. 모의실험 및 검토

본 장에서는 제안한 FLQ 제어기에 대해 계단상의 기준입력 변화에 의한 응답의 추종성능과, 외란과 파라미터 변화에 대한 응답특성을 LQ 제어기와 비교 검토한다.

4.1 계단상의 기준입력 변화에 대한 검토

기준입력 변화에 대한 제어시스템의 추종성능

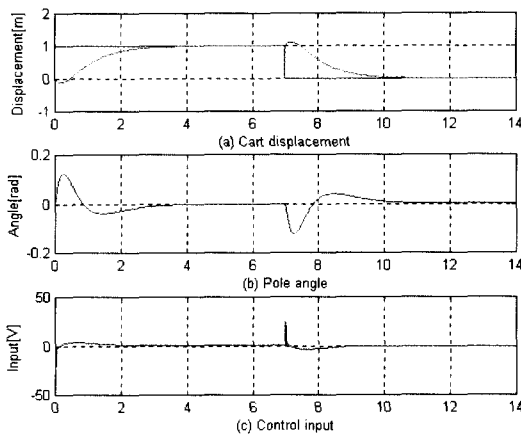


Fig. 4 Step response using LQ controller

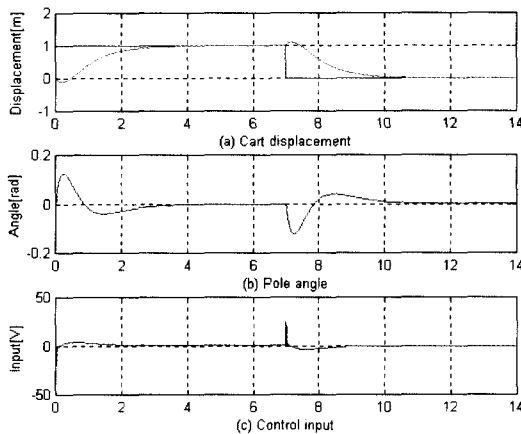


Fig. 5 Step response using FLQ controller

을 알아보기 위하여 이동거리에 대해 계단상의 기준입력을 변경시켜 보았다. 제어 시작과 동시에 초기위치 0[m]에서 전진방향으로 목표위치 1[m]의 기준입력을 가하고, 다시 7초 후에 후진방향으로 1[m]의 기준입력을 가하여 최종위치가 초기위치인 0[m]가 되도록 정했다.

Fig. 4는 계단상의 기준입력에 대한 기준 LQ 제어기에 의한 응답곡선이고 Fig. 5는 제안한 FLQ 제어기에 의한 응답곡선으로 l_p 를 1[m]로 했을 경우이다.

각 그림의 (a)는 대차의 위치를, (b)는 막대의 흔들림 각도를, (c)는 구동모터에 인가되는 제어입력인 전압을 나타내고 있다. 두 제어기 모두 제어 시작 후 약 4.5초만에 목표치에 거의 도달되며 정상편차 없이 안정한 제어결과를 얻고 있다. 그리고 제안한 FLQ 제어기에 의한 응답은 기준 LQ 제어기 $l_p=1.0$ [m]로 설계했을 때와 동일한 결과가 나온다.

4.2 외란에 대한 검토

일반적으로 제어시스템은 운전중 외란이 가해지거나 부하가 변동될 수도 있다. 따라서 외란에 대해서도 본 제어기는 출력이 정상편차 없이 기준입력을 잘 추종할 수 있다는 것을 보이기 위해서 제어 시작 후 각각 4초와 9초 시점에서 ± 0.05 [rad] 크기의 흔들림을 0.02초 동안 가하여 보았

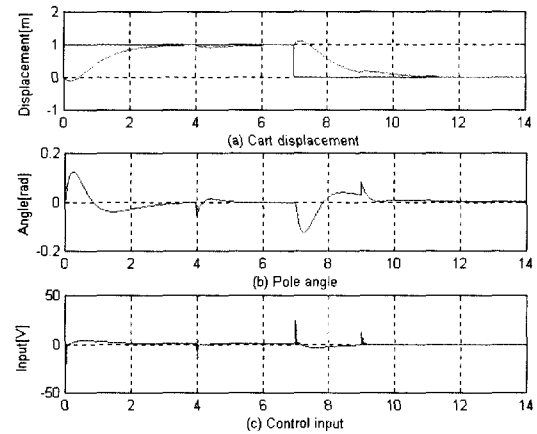


Fig. 6 Step response using LQ controller (Disturbance ± 0.05 [rad])

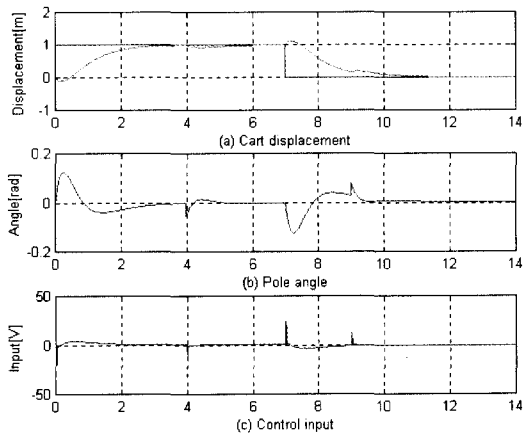


Fig. 7 Step response using FLQ controller (Disturbance $\pm 0.05[\text{rad}]$)

다. 4초에서의 외란은 대차가 전진방향으로 진행 중일 때 진행방향과 반대쪽으로 가해지는 경우이고, 9초에서의 외란은 후진방향으로 진행중일 때에 진행방향과 반대쪽으로 가해지는 경우이다.

Fig. 6과 7을 보면 두 제어기 모두 오버슈트나 정상편차가 없고 거의 비슷한 흔들림으로 목표위치에 수렴한다는 것을 알 수 있다. 외란으로 인해 목표위치에 수렴하는데 약 2.5초가 더 걸렸다.

4.3 파라미터 변화 대한 검토

일반적으로 제어시스템은 제어기 설계시 파라미터의 값이 정확하게 선정된다 하더라도 주위환경에 따라 운전중 파라미터의 값이 변할 수도 있다. 따라서, 본 모의실험에서는 운전중 시스템의 파라미터 값의 변화에 대해서도 응답이 우수하다는 것을 보이기 위하여 제어기 설계시 사용한 파라미터의 값을 다소 많이 변경시켜 보았다.

도립막대 시스템의 응용으로 로봇 시스템을 생각할 수 있으며 로봇 암의 길이가 변한다는 것을 고려하여 도립막대의 길이를 변화시켜 모의 실험을 실시했다.

Fig. 8과 9는 막대의 길이 l_p 를 제어기 설계시 (1.0[m]) 보다 +20[%] 변경시켜 1.2[m]로 모의실험 했을 때, Fig. 9와 10은 막대의 길이 l_p 를 제어기 설계시 보다 -30[%] 변경시켜 0.7[m]로 모의실험 했을 때의 계단상 기준입력에 대한 LQ 제어기와

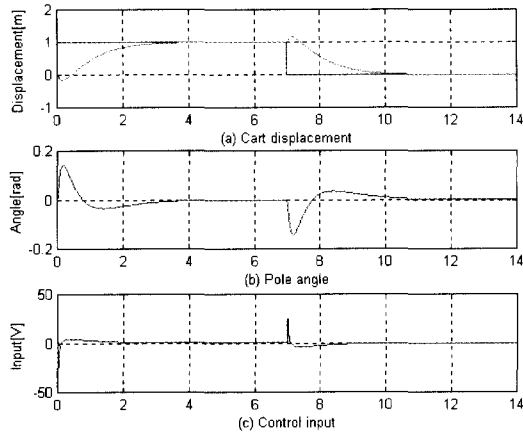


Fig. 8 Step response using LQ controller (Parameter change +20%)

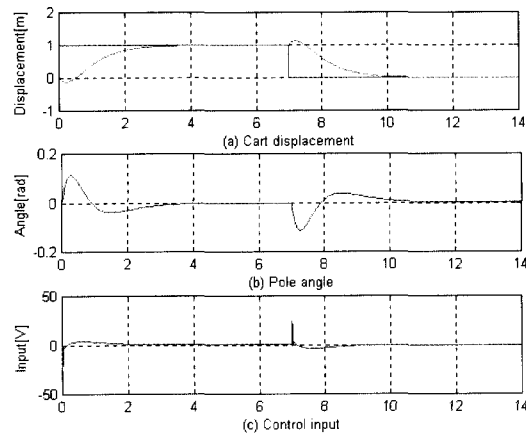


Fig. 9 Step response using FLQ controller (Parameter change +20%)

FLQ 제어기에 의한 응답곡선 및 구동모터에 인가되는 제어입력인 전압을 나타내고 있다.

파라미터 변화량이 +20[%]인 경우, 두 제어기 모두 정상편차나 오버슈트 없이 거의 비슷한 시간에 목표위치에 도달되나 최대 흔들림 각은 제안한 FLQ 제어기에 의해서는 약 0.11[rad]이지만 LQ 제어기에서는 약 0.14[rad]로 다소 크다.

파라미터 변화량이 -30%인 경우, LQ 제어기에 의해서는 시간의 경과에 따라 입력전압 부분에서의 심한 헌팅 현상과 불안정한 모습을 보이며 목표

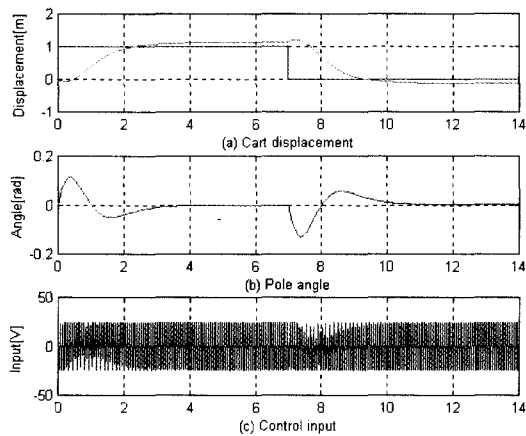


Fig. 10 Step response using LQ controller
(Parameter change -30%)

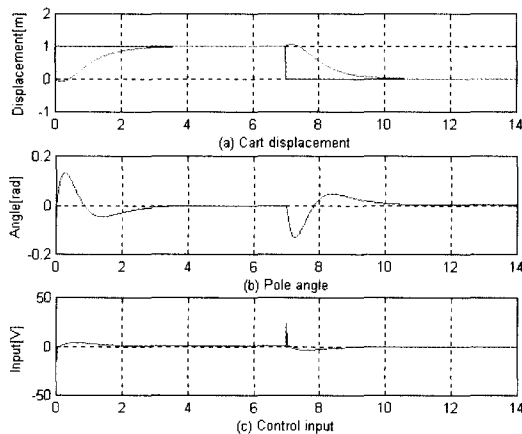


Fig. 11 Step response using FLQ controller
(Parameter change -30%)

위치에 전혀 도달되지 못하나 제안한 FLQ 제어기에서는 흔들림 각이 최대 약 0.13[rad]으로 약간 크나 만족할만한 제어성능을 얻고 있다.

파라미터의 변화량을 더욱 크게 하면 기존의 LQ 제어기는 완전히 불안정하게 되어 제어가 되지 않으나 본 연구에서 제안한 FLQ 제어기는 어느 정도 제어가 가능하였다. 또한 파라미터 변동과 함께 외란이 걸릴 경우 LQ 제어기에 의한 경우는 그 제어성능이 더욱 악화되지만 제안한 제어기의 경우는 바람직한 결과를 보였다.

5. 결 론

종래의 파라미터가 고정된 제어기는 초기에 제어기의 파라미터가 정확하게 선정되어진다고 하더라도 제어환경 변화로 인한 파라미터 변동에 대해 만족스러운 제어성능을 보장할 수 없다.

본 연구에서는 주어진 시스템에 대해 다수 개의 LQ 제어기를 설계하고, 제어 환경변화에 따른 파라미터 변화와 외란 등에 대해서도 강인하고 만족할 만한 제어성능을 보장하기 위해 퍼지이론과 결합한 FLQ 제어기의 설계 기법을 제안하였으며, 이를 불안정하며 비선형성이 강한 도립막대 시스템에 대한 대차의 위치제어와 막대의 각도제어에 적용해 본 결과 양호한 응답특성이 얻어졌으며 제어환경의 변화에 대해서도 강인함이 입증되었다. 이와 같은 결과를 종합해 볼 때 이 설계 기법은 운전중 팔의 길이, 질량 등 파라미터 변화가 심한 로봇 시스템 등에 적용하면 큰 효과가 있으리라 생각한다.

참고문헌

- [1] M. Drouin, H. Hbou Kandil and M. Marition, "Control of Complex System", Plenum press, 1991.
- [2] Robert E. Skelton, "Dynamic Systems Control", John Wiley & Sons, 1988.
- [3] Myung Ok-So, "A Study on the Neuro-fuzzy Control for an Inverted Pendulum System", 한국박용기관학회, Vol. 20, No. 4, pp.11~19, 1996.
- [4] B. P. Graham. R. B. Newell, "Fuzzy Identification and Control of a Liquid Level Rig", Fuzzy Sets and Syst., Vol.26, pp.255~273, 1988.
- [5] M. Sugeno and M. Nishida, "Fuzzy Control of Model Car", Fuzzy Sets and Syst., Vol.16, pp.103~113, 1985.
- [6] Y. F. Li and C. C. Lau, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems", IEEE Control Syst., Mag., pp.65~72. Apr. 1989.
- [7] J. A. Bernard, "Use of a Rule-based System for Process Control", IEEE Control Syst., Mag., pp.3~13, Oct. 1988.

- [8] 신선근, 최재준, 소명옥, “하역효율 향상을 위한 컨테이너 크레인의 제어기 설계”, 한국박용기관학회, 제24권 4호 pp.502~508, 2000.
- [9] 박민용, 최항식 역, “퍼지 제어 시스템”, 박영사, 1990.
- [10] “Self erecting linear motion inverted pendulum”, Quanser Consulting Inc, 1996.
- [11] Li-Xin Wang, “Adaptive fuzzy systems and control”, PTR Prentice Hall, 1992.
- [12] 천회영 외3인 역, “제어공학”, 청문각, 1993.
- [13] 白井潤二 外7人, “コンテナクレーンの振れ止め制御技術の實用化”, 日本機械學會論文集, 59卷 561號, 1993.

저 자 소 개



최재준(崔在俊)

1959년 3월생. 1989년 고려대학교 대학원 졸업(석사). 현재 한국해양대학교 기관시스템공학부 박사과정, 한국항만연수원 교수.



소명옥(蘇明玉)

1958년 6월생. 1980년 한국해양대학교 기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 기관공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 기관공학과 졸업(박사). 현재 한국해양대학교 기관시스템공학부 조교수.