

유연관절을 갖고있는 로봇트를 위한 LQ 컴퓨터 제어의 강인성과 최적성에 관한 연구
 (A Study on the Robustness and Optimality of a LQ Computer Control
 for a Manipulator with Flexible Joints)

김진화, 김진걸
 (Jin-Wha Kim, Jin-Geol Kim)

인하대학교 공과대학 자동화 공학과
 (Dept. of Industrial Automation, Inha University)

abstract

In this paper, simulation results of a robust digital tracking controller on a robotic manipulator are presented. The objective is to follow a ramp reference input with zero steady state error in the presence of a disturbance and system parameter variations. Some of the difficulties are caused by the Coulomb frictions, the disturbance due to the gravitational pull, the spring effect of a link between the drive motor and the manipulator arm. Another difficulty is that, because of the non-differentiable Coulomb friction, the digital control system cannot be represented as a discrete system. It is thus necessary to design the controller based on a discrete-continuous hybrid model. The controller is based on feeding back the state variables and augmenting the system by addition discrete integrators. The feedback gain parameters are obtained by applying the quadratic optimal control theory and then choosing the new weighting matrices to eliminate the limit cycle by using the describing function method for hybrid system.

1. 서론

최근 자동화에 대한 산업계의 지대한 관심으로 이들 자동화기기들중의 하나인 로봇트에 대한 수요가 급증추세에 있다. 이러한 산업용 로봇트에 요구되는 기능 중의 하나는 움직이고 있는 물체를 오차없이 정확히 추적하여 작업을 해 내는 것이다.

현재 산업체에서 사용하고 있는 로봇트의 제어방법으로 PID제어[1,2]를 주로 사용하고 있는데 이 방법은 속도보상을 위해 피드포워드(feedforward) 루프를 가지고 있으므로 실제적으로 개방 루프(open-loop) 제어가 되어 여러 요인으로 발생할 수 있는 외란(disturbance)에 대해 강인하지 못하다. 또한, PID제어 방법 외에도 Takegaki와 Saridis[3-8]등이 제안한 제어 방법들은 디지털 제어를 구현하기 위하여 실제로 적용될 산업용 로봇트를 모델링 하는데 있어서, 간과해서는 안될 사항을 반영하지 않고 있다. Sweet와 Good[9,10]은 로봇트를 제어 하는데 있어서, 실제로 코리올리 힘과 원심력에 의한 비선형 영향과, 각 관절들 간의 상호작용으로 인한 영향 보다는 클론마찰과 관절에서의 유연성으로 인한 영향을 더 고려하였다. 이와 동일한 결과가 또한 Kim과 Lim[11,12]에 의해 보여졌다.

이 논문에서는 유연관절을 가지고있는 로봇트에 대한

제어 방법을 다루었으며, 따라서 직접 구동 로봇트 시스템과는 달리 유연관절 구동 시스템들은 서로 분리(decouple)될 수 있으며, 코리올리 힘 등에 의한 비선형 영향은 무시하고 클론마찰력 등에 의한 영향을 크게 고려하였다. 이 클론마찰력은 속도가 0일 때 불연속이 되므로 비선형 4차 미분방정식으로 표시되는 로봇트 시스템을 선형화 시킬 수 없다.

또한 디지털 제어를 구현하려 할 경우 전체 로봇트 시스템을 비선형 이산 시스템으로 표시할 수가 없어 궁극적으로 연속 시스템과 이산 시스템이 혼성(hybrid)되어 이산 제어 함수에 의해 구동되는 비선형 연속 시스템으로 간주해야 한다.

로봇트 시스템에 들어오는 기준 입력(reference input)이 경사 함수(ramp function)의 형태로 주어질 때, 디지털 제어기 설계 방법은 다음과 같다. 로봇트의 시스템 응답이 정상 상태에서 오차없이 추적하기 위하여 로봇트 출력쪽에 두 개의 이산 오차 적분기를 설치한다. 로봇트 시스템의 상태변수들은 모두 측정 가능하다고 하면 디지털 제어를 위한 궤환이득 파라미터들은 다음과 같은 방법에 의해 구하여진다. 먼저 비선형 부분을 제거한 후 연속 시스템을 이산화 시킨 이산 선형 시스템에 대하여 두개의 이산 적분기를 설치하고, 임의의 가중행렬 Q를 정하여 Riccati 방정식을 풀면 궤환이득들을 얻을 수 있다. 만약 이 궤환이득들로 이루어진 디지털 제어 입력이 원래의 연속 비선형 로봇트 시스템에 가해질 경우, 전체 폐루프 시스템이 리미트사이클을 가질 수 있는데 Kim[11]이 제안한 연속-이산 혼성 시스템에 대한 기술함수(describing function) 방법을 적용하여, 리미트사이클을 없앨 수 있는 새로운 가중행렬 Q를 구한다. 이 최종적으로 구한 궤환이득을 가지는 디지털 제어기는 로봇트의 응답이 정상상태에서 오차없이 주어진 기준입력을 잘 추적함을 보여주었다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 유연관절 로봇트의 모델에 대해 다루었고, 3장에서는 디지털 추적 제어기 설계, 그리고 4장에서는 연속-이산 혼성 시스템에서의 기술함수를 해석하여 리미트사이클이 제거되거나 충분히 작게 줄일 수 있음을 보이고 여러 다양한 크기와 형태의 기준입력과 외란이 들어왔을 때에도 추적오차가 없음을 시뮬레이션을 통해 보였다. 마지막으로 5장에서는 이 연구의 결과를 검토하고 정리하였다.

2. 모델

유연관절을 갖고 있는 로봇트 시스템은 구동장치와 부하 그리고 그들 사이의 뒤플립 스프링으로 모델링 될 수 있으며 Fig. 2.1과 같다

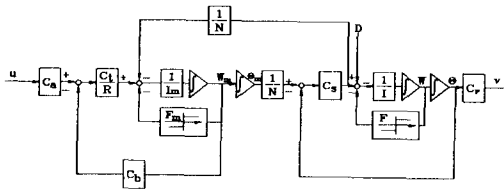


Fig.2.1 로봇 구동 시스템

위의 그림에서 각 변수들은 다음과 같이 정의 한다

- U : 증폭기의 입력.
- V_m : 모터의 입력.
- D : 외란 토크
- V : 전위차계의 출력.
- θ_m : 부하의 위치각도.
- ω_m : 부하의 각속도.
- θ : 모터의 위치각도.
- ω : 모터의 각속도.
- C_p : 전위차계의 상수 (=4.8 Volt/rad).
- R : 모터 권선 저항 (=8.19 ohm).
- C_b : 모터 역기전력 상수 (=0.0388 Volt-sec/rad)
- C_t : 모터 토크 상수 (=0.0388 N-m/A)
- C_a : 증폭기 상수 (=6)
- N : 감속기어비 (=437)
- C_s : 스프링 상수 (=200)
- F_m : 모터축 클램프 마찰 (=0.004264 N-m)
- I_m : 모터 관성 (=0.000003 Kg-m²)
- F : 부하축 클램프 마찰 (=0.207 N-m)
- I : 부하관성 (0.15 - 0.3 Kg-m²)

만약 상태변수 벡터 x를 다음과 같이 정의 하면

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T \quad (1)$$

$$x_1 = V, x_2 = \omega, x_3 = \theta_m/N, x_4 = \omega_m/N$$

시스템 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & C_p & 0 & 0 \\ -C_b & 0 & C_s & 0 \\ C_p I & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ C_s & 0 & -C_m & -C_b C_t \\ I_m C_p N & 0 & I_m N^2 & R I_m \end{bmatrix} x(t) \quad (2)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ C_a C_t \\ R I_m N \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ F(x_2) \\ I \\ 0 \\ F_m(x_4) \\ N I_m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} D(t)$$

3. 디지털 추적 제어기 설계

디지털 제어기를 설계하려면 샘플링 주파수를 결정하여야 하는데 본 논문에서는 20 Hz 즉 0.05초의 샘플링 시간을 선택 하였다. 먼저 계단함수(step function) 혹은 경사함수로 주어지는 기준입력을 z라 한다.

제어기 설계 목적은 외란 토크 D의 발생에서도 정상 상태에서 오차없이 주어진 기준입력을 추적하는 것이다. 또한 2% 정착시간은 5초, 오버슈트는 20%이내로 한다.

Kim[11]은 만약 이산시스템에 두개의 디지털 오차 적분기를 설치할 경우 전체 시스템의 출력은 기준입력 z를 잘 추적함을 보여 주었다. 따라서 시스템(2)에 추가적으로 새로운 상태변수 x₅와 x₆를 다음과 같이 정의 한다.

$$x_5(k+1) = x_5(k) + 0.05x_6(k) \quad (3)$$

$$x_6(k+1) = x_6(k) + 0.05[x_1(k) - z(k)]$$

그래서, 시스템(2)는 다음과 같은 연속-이산 혼성 시스템으로 된다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 4.8 & 0 & 0 \\ -138.9 & 0 & 666.67 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 72.8 & 0 & -349.57 & -61.27 \end{bmatrix} x(t) \quad (4)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 21.69 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -3.33 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} D(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 3.33F(x_2) \\ 0 \\ 763.3F_m(x_4) \end{bmatrix}$$

$$x_5(k+1) = x_5(k) + 0.05x_6(k)$$

$$x_6(k+1) = x_6(k) + 0.05[x_1(k) - z(k)]$$

$$x_5(k+1) = x_5(k), \quad k \leq k+1$$

$$x_6(k+1) = x_6(k), \quad k \leq k+1$$

식(4)에서 부하관성 I는 최대값인 0.3Kg-m²을 취하였 으며 F=F_m=D=0으로 놓으면 다음과 같이 된다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 4.8 & 0 & 0 \\ -138.9 & 0 & 666.67 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 72.8 & 0 & -349.57 & -61.27 \end{bmatrix} x(t) \quad (5)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 21.69 \end{bmatrix} u(t)$$

따라서 시스템(5)에 상응하는 이산시스템은 아래와 같이 주어지며

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0.31 & 0.18 & 3.32 & 0.03 \\ -4.74 & 0.31 & 22.77 & 0.29 \\ 0.03 & 0.003 & 0.85 & 0.01 \\ 0.54 & 0.15 & -2.57 & -0.004 \end{bmatrix} x(k) \quad (6)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.14 \\ 0.12 \\ 0.30 \end{bmatrix} u(k)$$

식(3)에서 정의한 x₅와 x₆를 추가하면

$$\hat{x}(k+1) = \begin{bmatrix} 0.31 & 0.18 & 3.32 & 0.03 & 0 & 0 \\ -4.74 & 0.31 & 22.765 & 0.29 & 0 & 0 \\ 0.03 & 0.003 & 0.847 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0.54 & 0.15 & -2.570 & -0.004 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0.05 \\ 0.05 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{x}(k) + \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.14 \\ 0.12 \\ 0.30 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -0.05 \end{bmatrix} z(k) \quad (7)$$

여기서 $\hat{x}=(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6)$ 이다. 만약, 디지털궤환 제어기 $u(k)$ 가 $z=0$ 때 시스템 (7)을 안정시킬 경우, Kim[11]은 같은 이득을 갖는 $u(k)$ 를 $D=z=0$ 인 원래의 비선형 시스템 (4)에 가하면 시스템은 전체적으로 점근적안정하거나, 시스템응답이 리미트사이클을 가짐을 보였다. 만약 후자의 경우가 발생할 때에는 궤환이득을 재조정하여 리미트사이클을 제거하면 또한 점근적으로 안정함을 보였다. 따라서 선형이산시스템 (7)을 안정시킬 수 있는 제어기 $u(k) = -K x(k)$ 를 구하여야 한다. 성능지수 J 를 다음과 같이 정의하자.

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \{ \hat{x}(k)^T Q \hat{x}(k) + u^2(k) \} \quad (8)$$

여기서 $Q = Q^T$ 이고 positive semi-definite 이다. 이때 궤환이득 행렬 $K=(k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6)$ 는 Riccati 방정식을 풀어서 구할 수 있다. 만약 가중행렬 Q 를 다음과 같이 취하면

$$Q = \text{diag}(q_{11}, q_{22}, q_{33}, q_{44}, q_{55}, q_{66}) = \text{diag}(100, 0, 0, 0, 3000, 100) \quad (9)$$

식 (9)에서 q_{55} 는 0을 취해서는 안되며 이때, 최적궤환 디지털 제어기 $u(k)$ 는 다음과 같이 주어진다

$$u(k) = -(-2.281x_1(k) + 0.488x_2(k) + 52.668x_3(k) + 0.801x_4(k) + 29.754x_5(k) + 24.141x_6(k)) \quad (10)$$

Fig.3.1은 디지털 제어기 (10)을 로보트 구동 시스템에 가한 궤환 제어시스템이다.

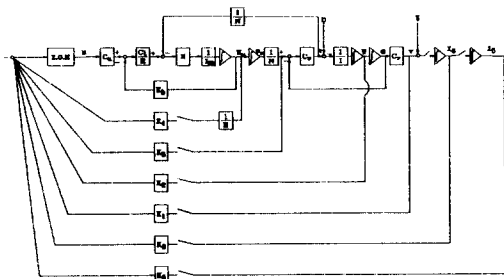


Fig.3.1 궤환 제어 시스템

Fig.3.1에서 Z.O.H는 영차 유지기(zero-order holder)로서 전달함수 $\frac{1-e^{-0.05s}}{s}$ 를 갖는다.

Fig.3.2와 Fig.3.3은 비선형 로보트 시스템에 가했을 때의 시스템 응답들을 보여준다. 비록, 경사응답은 오차 없이 잘 추적하고있지만 계단응답에서는 리미트사이클이 발생했음을 알 수 있다. 따라서 궤환이득을 재조정하여, 리미트사이클의 크기를 충분히 줄이거나 제거해야 될 필요가 있음을 알 수 있다.

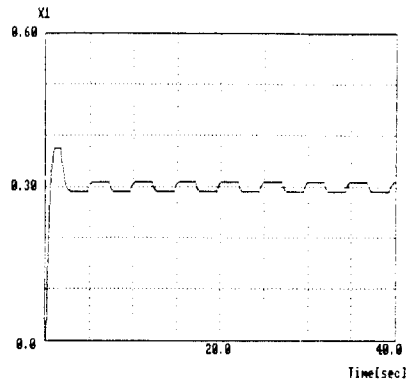


Fig.3.2 $Q=\text{diag}(100, 0, 0, 0, 3000, 100)$ 때의 계단 응답

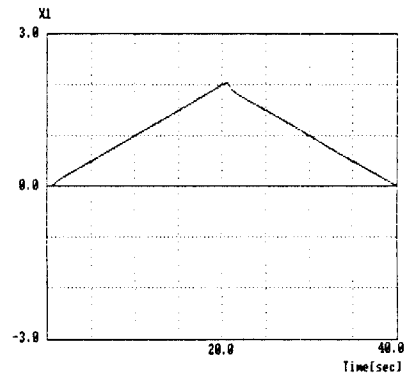


Fig.3.3 $Q=\text{diag}(100, 0, 0, 0, 3000, 100)$ 때의 경사 응답

4. 궤환 이득 조절

이 장에서는 먼저 1절에서 연속-이산 혼성시스템에 대하여 기술 함수법을 적용하여, 발생 가능성이 있는 리미트 사이클의 크기를 추정하고 궤환 이득 변화에 따른 궤적의 변화를 조사하며, 2절에서는 가중행렬 Q 의 변화에 따른 궤환 이득 변화 추세를 바탕으로 새로운 가중행렬 Q 를 선택 함으로써 리미트 사이클의 크기를 없애거나 충분히 줄일 수 있음을 보인다.

4.1 혼성 시스템에서의 기술 함수법

3장에서 보인 계단 응답에서의 리미트 사이클은 Kim[11]이 제안한 혼성 시스템에서의 기술 함수법을 이용하여 예측이 가능하다.

먼저 기술 함수법을 이용하려면 Fig. 3.1은 아래 그림 Fig. 4.1과 같이 변형 시켜야 되는데, 이때 부하측 클램프 마찰은 무시하였다. 왜냐하면 모터 축에서 본 부하측 클램프 마찰은 감속 기어비 만큼 영향을 받아 모터축 크기 (0.004264 Nm)에 비해 1/10에 불과한 0.000414 Nm이 되기 때문이다.

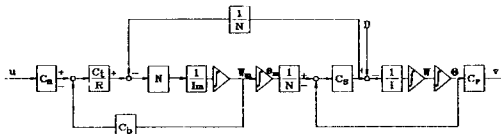


Fig.4.1 forward path에 비선형 부분이 있는 궤환 시스템

혼성 시스템에서는 샘플링 효과에 따른 고조파 성분(harmonic component)이 발생하게 되는데 시스템 자체의 저대역 필터 특성으로 기본 주파수 성분(fundamental frequency component)만 고려하면, 샘플링 정리에 의해 $1/0.05 = 20$ 만큼 증폭 된다. 따라서 Fig. 4.1을 좀 더 단순화 시키고 궤환 시스템인 Fig.3.1을 고려하면 선형부분 $L(j\omega)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 L(j\omega) = & \frac{90.91}{\omega^2} \left[\frac{491.4\omega^2}{(200-0.3\omega^2)} + k_1 \frac{4469.8\sin(0.05\omega)}{\omega(200-0.3\omega^2)} \right. \\
 & - K_2 \frac{1862.4 \sin^2(0.025\omega)}{(200 - 0.3\omega^2)} - K_3 \frac{4.66 \sin(0.05\omega)}{\omega} \\
 & - K_4 \frac{9.32 \sin^2(0.025\omega)}{\omega} + K_5 \frac{5.59 \cos(0.075\omega)}{\omega(200-0.3\omega^2)\sin(0.025\omega)} \\
 & \left. + K_6 \frac{223.5 \sin(0.05\omega)}{(200-0.3\omega^2)\omega} \right] + \\
 j & \frac{90.91}{\omega^2} \left[-0.658\omega + K_1 \frac{8939.52\sin^2(0.025\omega)}{\omega(200-0.3\omega^2)} \right. \\
 & - K_2 \frac{931.2 \sin(0.05\omega)}{(200 - 0.3\omega^2)} - K_3 \frac{9.32 \sin^2(0.025\omega)}{\omega} \\
 & - K_4 \frac{4.66 \sin(0.05\omega)}{\omega} + K_5 \frac{5.59 \sin(0.075\omega)}{\omega(200-0.3\omega^2)\sin(0.025\omega)} \\
 & \left. + K_6 \frac{223.5 \cos(0.05\omega)}{(200-0.3\omega^2)\omega} \right] \quad (11)
 \end{aligned}$$

한편, 비선형 부분인 클론 마찰의 기술함수 $N_{co}(M)$ 은 Tou 및 Shinner [13,14] 등에 의하여 알려져 있는데 Fig. 4.2 - 4.4에서 궤환 이득 k_1, k_5, k_6 변화에 따른 $L(j\omega)$ 와 $1/N_{co}(M)$ 의 궤적들을 보여 주고 있다.

여기서 k_1 을 증가, k_5 는 감소, k_6 을 증가 시킬 경우, $L(j\omega)$ 와 $1/N_{co}(M)$ 의 교차점이 위로 이동하여 리미트 사이클의 크기가 감소 된리라는 것을 추정할 수 있다.

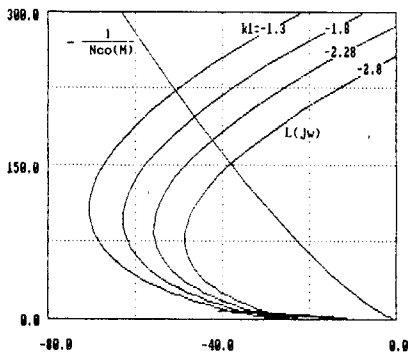


Fig.4.2 궤환 이득 k_1 변환에 따른 궤적

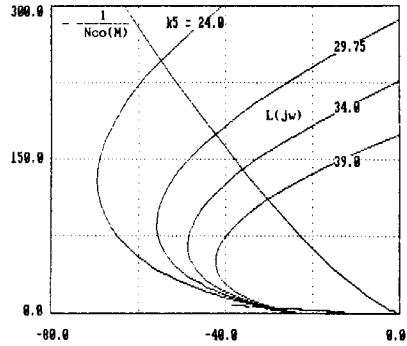


Fig.4.3 궤환 이득 k_5 변환에 따른 궤적

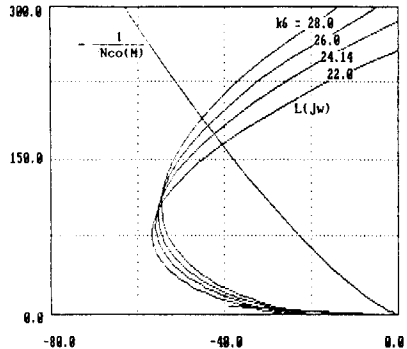


Fig.4.4 궤환 이득 k_6 변환에 따른 궤적

4.2 가중 행렬 Q의 선택

실제적으로 최적제어 문제에 있어서 가중행렬 Q의 선택에는 시행 착오적인 면이 있으나 가중행렬 Q에서 q_{11}, q_{55}, q_{66} 를 중심으로 증감 했을 경우 궤환 이득의 변화 추이를 알 수 있다. 따라서 별로 많지 않은 것수의 가중행렬을 취하여 궤환이득들의 변화상태를 살펴 봄으로써, 리미트 사이클의 크기를 줄이려면 q_{11}, q_{55}, q_{66} 중 어느 것을 증가시키고 감소시켜야 하는지 결정할 수 있다. 표 4.1 는 Q의 변화에 따른 궤환 이득의 증감을 나타내고 있는데 q_{11} 감소, q_{55} 감소, q_{66} 증가 시키면 리미트 사이클의 크기가 감소 되리라 예상된다.

	k_1	k_5	k_6
q_{11} 증가	감소	감소	감소
q_{55} 증가	증가	증가	증가
q_{66} 증가	증가	감소	증가

표 4.1. Q의 변화에 따른 궤환 이득의 변화

그래서 Fig. 4.2 - 4.4와 표 4.1로 부터 얻은 자료를 토대로 해서 새로운 행렬 Q를 선택하였다. 만약 가중행렬 Q를

$$Q = \text{diag}(50, 0, 0, 0, 1000, 1000) \quad (12)$$

로 결정할 경우 성능 지수 J 를 최소화 시키는 궤환 이득을 구할 수 있는데, 이때 디지털 제어기는 다음과 같다.

$$u(k) = -(-1.272x_1(k) + 0.435x_2(k) + 46.089x_3(k) + 0.706x_4(k) + 19.02x_5(k) + 26.532x_6(k)) \quad (13)$$

Fig.4.5 - 4.12는 제어기 (13)이 모보트에 입력 되었을 때, 다양한 크기와 형태의 기준 입력 및 외란에 대해서 잘 추적 하고 있음을 보여주고 있다.

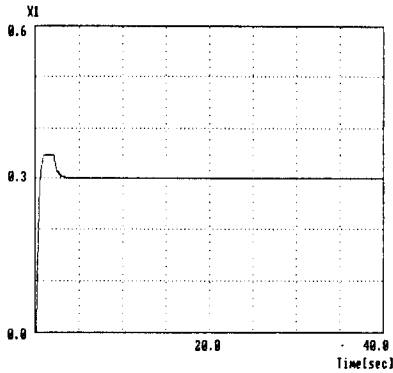


Fig.4.5 $z=0.3$ 일때 계단 응답

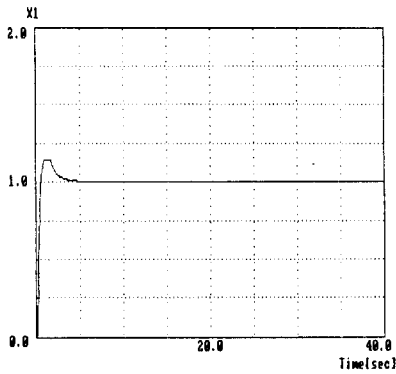


Fig.4.6 $z=1.0$ 일때 계단 응답

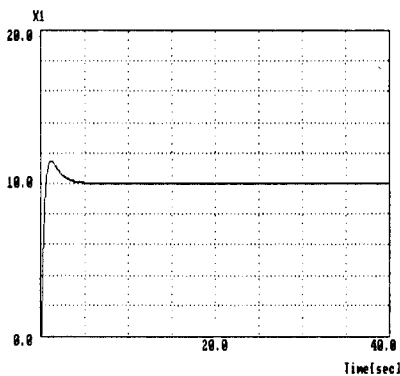


Fig.4.7 $z=10.0$ 일때 계단 응답

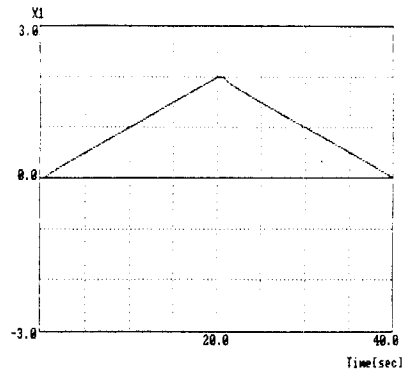


Fig.4.8 기준 입력 z 가 경사 함수일 때 시스템 응답

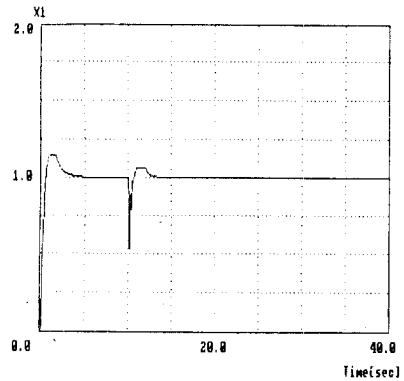


Fig.4.9 $z=1, D=10.0, t \geq 10$ 초 때 계단 응답

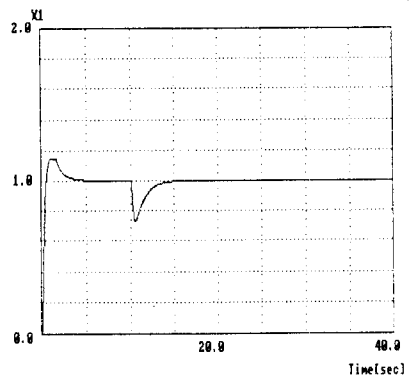


Fig.4.10 $z=1, D=$ 경사 함수일 때 계단 응답

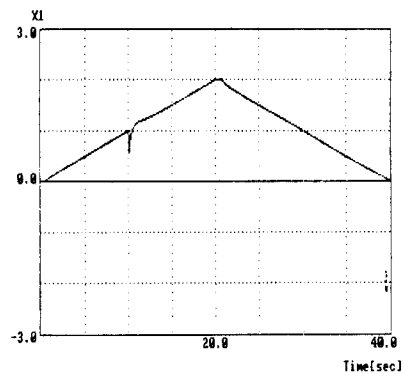


Fig.4.11 $z=$ 경사함수, $D=10, t \geq 10$ 초일 때 시스템 응답

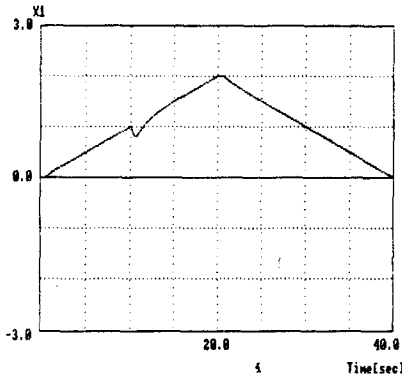


Fig.4.12 z=경사함수, D=경사함수일 때 시스템 응답

표 4.2 에서는 전술한 두 가지 경우의 Q_1 과 Q_2 에 대해서 시뮬레이션에서 나타난 리미트 사이클 크기/주기 와 기술함수법에 의해 추정한 리미트 사이클의 크기/주기를 비교 하였다.

				시뮬레이션		기술함수	
	k_1	k_5	k_6	크기	주기	크기	주기
Q_1	-2.281	29.754	24.141	0.018	5.0	0.018	2.8
Q_2	-1.272	19.02	26.532	0	—	0.013	1.9

표 2. 리미트 사이클의 크기와 주기 비교

위의 표에서, $Q_1 = \text{diag}(100, 0, 0, 0, 3000, 100)$ 이고 $Q_2 = \text{diag}(50, 0, 0, 0, 1000, 1000)$ 이다. Fig. 4.13.에서는 Q_1 과 Q_2 의 경우의 궤적들을 보여 주었다.

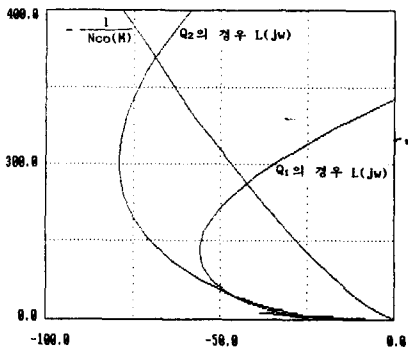


Fig 4.13 Q_1, Q_2 의 궤적 비교

5. 결론

유연관절을 갖고 있는 로봇시스템에 외란이 발생했을 때 주어진 기준 입력을 오차없이 잘 추적할 수 있는 만족할 만한 강인한 디지털 제어기 설계 방법을 제시 하였다.

제어기는 원래의 비선형 로봇 시스템에 두 개의 디지털 적분기를 출력쪽에 추가하고, 상태변수들을 궤환시

켜 이루어 졌으며, 궤환이득들은 최적제어이론을 적용하여 구하였다. 이 때 로봇 시스템 응답에서 리미트 사이클이 생기면, 연속-이산 혼성 시스템에 대한 기술함수 해석에 의해 가중행렬 Q 를 새로이 선택하여 궤환이득을 조정함으로써 출력에서의 리미트 사이클을 없앨 수 있었다.

6. 참고 문헌

- [1] J.Craig, Introduction to Robotics and : Mechanics and Control, Addison-Wesley, Reading,MA, 1986.
- [2] H.Asada and J.J.e.Slotine, Robot Analysis and Control, John Wiley & Sons, New York,1986.
- [3] Luh, J.Y.S., Walker, M.W., and Paul, R.P,"Resolved Acceleration Control of Mechanics
- [4] Freund,E., " Fast Nonlinear Control with Arbitrary Pole Placement for Industrial Robot and Manipulators," The Int.j.of Robotics Res, Vol. 1, Spring 1982.
- [5] Takegaki,M., and Arimoto,S., "A New Feedback Method for Dynamic Control of Manipulators, " ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol.102, pp. 119 - 125, June. 19 81.
- [6] Saridis, G.N., and Stephanou, H.E, "A Hierarchical Approach to the Control of Prosthetic Arm, " IEEE Tran. on System, Man, and Cybernetics, June. 1977, pp. 407 - 420.
- [7] Vukobratovic, and Kirchanski,N, " Decoupled Control of Robots via Asymptotic Regulators," IEEE Trans. Aut. Control, Vol. AC - 28, Oct. 1983, pp. 978 - 985.
- [8] Vukobratovic, and Stokic, D., "Contribution to Subptimal Control of Manipulator,"IEEE Trans. Aut. Contr., Vol. AC-28, Oct.1983, pp. 981 - 9 85.
- [9] Sweet,L.M., and Good,M.C., " Re-Definition of the Robot Motion Control Problem : Effects of Plant Dynamics, Drive System Constraints, and User Requirements," Proc. 23rd IEEE Conf. on Decision and Control, pp. 724-731, Las Vegas, Nov.,Dec. 1984.
- [10] M.C.Good, L.M.Sweet, and K.L.Strobel, "Dynamics Models for Control System Design of Integrated Robot and Derive Systems," J.Dyn. Sys. Meas. and Control, Vol. 107, pp. 53 - 59, 1985.
- [11] Kim, J. G, Design of A Digital Tracking Controller For Non-Linear Sampled-Data Systems, Ph .D. Thesis, Electrical and Computer Engineering, University of Iowa, 1988.
- [12] Lim, D, J, and D. H. Chyung,. Robust optimal tracking controller, IFAC World Congress, Munich, Germany, 1987.
- [13] J. Tou.and P. M. Schulthesis, " Static and Sliding Friction in Feedback System," J. of Applied Physics, Vol.24, No. 9, Sep. 1953.
- [14] Shinnars, S. M. Mordern Control System theory and Application, Addison-Wesley Publishing Co, N.Y. 1978.