

不確實성을 고려한 로봇 매니플레이터의 位置 및 速度에 대한 實時間 制御

이 강 두* · 김 경 년** · 한 성 현** · 이 진** · 이 종 년*** · 김 휘 동***
(94년 12월 19일 접수)

Real Time Control for the Position and Velocity of Robot Manipulator With Parameter Uncertainties

G. D. Lee* · K. Y. Kim** · S. H. Han** · J. Lee** · J. Y. Lee*** · H. D. Kim***

Key Words : Robust Control(견실제어), Inverse Model(역 모델), Perturbation(섭 동), Load Variation(부하 변동), Parameter Uncertainty(파라미터 불확실성), Trajectory Tracking(궤적 추적), Real Time Control(실시간제어)

Abstract

In this paper, it is proposed a robust control scheme for real time control of a robot manipulator with parameter uncertainties. The focus of this paper is a new approach of multivariable control schemes for an assembly robot manipulator to achieve the accurate trajectory tracking by joint angles. The proposed control scheme consists of a multivariable feedforward controller and feedback controller. In this control scheme, the feedback controller consists of proportional-derivative type and is designed by the pole placement method. The feedforward controller uses the inverse of the linearized model of robot manipulator dynamics. This feedback controller ensures that each joint enables to track any reference trajectory. The proposed robot controller scheme has a computational efficiency

* 진주 전문대
** 거제 전문대
** 경남대학교
*** 동서공과대학
*** 연암공전

1. 서론

최근 산업용 로봇은 산업공정의 자동화 추세에 따라 그용도와 적용범위가 급속도로 증가되었으며, 이의 효율적인 활용은 제품의 품질향상 및 생산력 증대, 그리고 다품종 소량생산에 능동적으로 대처할 수 있는 유연성을 지니게 된다. 그러므로, 공장 자동화의 실현을 위해 필수적인 요소인 산업용 로봇의 성능향상 및 활용범위의 다양화를 통한 고정도 전자부품 조립등의 정밀하고 복잡한 다공정의 생산 조립 라인에의 효율적인 활용을 위해서는, 지금까지 기존의 로봇 제어기의 설계방법을 개선하여 새로운 제어방법에 의한 고정도 고기능의 견실한 로봇 제어기의 설계 및 개발이 절실히 요구되고 있는 실정이다. 현재 사용되고 있는 거의 대부분의 산업용 로봇은 구동장치의 큰 기어 감쇄비와 이에 따른 저속운전으로 인하여, 매니플레이터의 동특성이 완전하게 고려되지 못하고, 각 관절의 독립적인 제어만으로 운용되는 고전적인 서보 제어 방식에만 주로 의존되고 있는 실정이다.^{1)~3)} 그러므로, 기존의 로봇제어기는 작업중 고속운전이나 빈번한 부하 변동에 의해 역학적으로 나타나게 되는 각 관절간의 연성(coupling) 및 파라미터 불확실성등의 영향으로 로봇의 성능과 그 응용범위에 크게 제약을 받게 된다. 또한 최근에는 감속기어를 제거하여 관절사이의 마찰과 기어의 배래쉬등이 거의 없는 직접 구동형 로봇 암이 개발되어, 이를 실용화 하려는 연구가 진행되고 있다.^{4)~5)} 그러나, 이러한 직접 구동형 로봇은 기어로 인해 일어나는 마찰력 및 비선형성과 이에 따른 오차를 제거할수있는 반면에, 더욱 더 정확한 동적 모델링이 요구되므로 각 관절 사이의 연성, 비선형성 및 부하변동등의 영향이 더 뚜렷하게 나타난다.^{6)~9)}

따라서, 거의 대부분의 산업용 로봇 제어기는 부하변동 등의 많은 외란이 존재하는 실제의 생산공정에 이용되는 경우에는 매니플레이터 관성 파라미터의 불확실성과 운전중 빈번한 부하변동에 의한 매니플레이터의 역학적 특성 변화등의 영향으로 인하여 로봇 시스템은 불확실성 시스템의 특성을 지니게 되어, 로봇은 제어기능을 상실하

고 급격한 성능저하 현상을 초래하게 된다.^{10)~12)}

본 연구에서는 역 시스템의 원리를 사용하여, 제어 시스템을 설계한다. 역 시스템에 의한 제어 시스템의 기본개념은 플랜트의 역이 제어 시스템의 피이드포워드 제어기로 사용되고, 그리고 기준 궤적이 이 피이드포워드 제어기의 입력으로 작용한다. 일반적으로 비선형 플랜트는 미소시간간격 $t_i < t < t_i + \Delta t$ 에서 공칭점에서의 플랜트 변수의 미소변화에 대하여 선형시 불변 선형모델로 근사화 될수 있다. 그러므로 이 시간간격 동안에서의 플랜트의 역은 제어신호 r_f 를 생성하는 피이드포워드 제어기로 사용된다. 이 피이드 포워드 제어기가 실제 플랜트의 역의 값과 정확하게 일치될 때 제어기의 출력과 실제 플랜트 출력의 오차가 0으로 수렴된다. 그러므로 추적오차 $e(t)$ 는 피이드포워드 제어기와 플랜트 역의 실제값과의 차이를 측정하는 요소로 작용된다. 그리고 이 오차에 대한 정보를 통하여 피이드포워드 제어기가 실제 플랜트의 역의 값으로 작동되어 피이드포워드 제어기가 갱신(updating)된다. 본 연구에서는 선형다변수 제어이론을 바탕으로 n 개의 관절을 갖는 로봇의 위치 및 속도의 실시간 제어를 위하여 로봇 매니플레이터의 선형모델에 대한 독립 다변수 피이드포워드 제어기(feedforward controller) 및 피이드백 제어기(feedback controller)로 구성되는 견실한 로봇 제어기를 설계한다.

제안된 제어기의 제어 성능을 확인하기 위하여 5 관절 로봇인 라이노 로봇에 대한 위치 및 속도제어에 대한 실시간 제어 성능 및 시간에 대한 견실성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 입증함으로써 복잡한 생산공정에서의 활용은 물론, 미래의 자원 창고인 해저 개발을 위한 중요한 수중 로봇의 활용을 기대하고자 한다.

2. 본론

2.1 제어기 설계

n 개의 관절을 갖는 로봇 매니플레이터의 동적방정식은 다음과 같이 표현될수있다.

$$D(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) + G(q) = \tau(t) \quad (1)$$

여기서

$\tau(t)$: 관절토크 벡터 ($n \times 1$)

q, \dot{q}, \ddot{q} : 관절각 위치 벡터 ($n \times 1$), 속도 벡터 ($n \times 1$), 가속도 벡터 ($n \times 1$)

$D(q)$: 관성행렬 벡터 ($n \times n$)

$C(q, \dot{q})$: 코리올리스력 및 원심력 벡터 ($n \times n$)

$G(q)$: 중력하중 벡터 ($n \times n$)

본절에서는 식(1)과 같이 표현되는 로봇트 매니플레이터의 동특성을 공칭작동점(normal operating point) 근처에서의 섭동(perturbation)에 대한 로봇트의 동작을 모델링 하고자 한다. 공칭작동점 근처에서의 로봇트 매니플레이터의 관절각 위치, 관절각 속도 및 관절각 가속도를 각각 q, \dot{q}, \ddot{q} 이라고 하고 관절 토크 벡터를 τ 라고 정의한다.

여기서 매니플레이터의 관절 토크 벡터 $\tau(t)$ 가 공칭작동점 근처에서 $\Delta\tau(t)$ 만큼 섭동되고 그에 따라 매니플레이터의 관절 각 위치, 각 속도, 각 가속도는 각각 $\Delta q(t), \Delta \dot{q}(t), \Delta \ddot{q}(t)$ 만큼 섭동된다고 하면, $\tau(t), q(t), \dot{q}(t), \ddot{q}(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}\tau(t) &= \hat{\tau}(t) + \Delta\tau(t) \\ q(t) &= \hat{q}(t) + \Delta q(t) \\ \dot{q}(t) &= \hat{\dot{q}}(t) + \Delta \dot{q}(t) \\ \ddot{q}(t) &= \hat{\ddot{q}}(t) + \Delta \ddot{q}(t)\end{aligned}\quad (2)$$

그러므로 미소의 관절각 $\Delta q(t)$ 에 대하여 $D(q + \Delta q) \cong D(q)$ 로 가정하고 그리고, 작동점 $P=(\tau, q, \dot{q})$ 에서 $C(q, \dot{q})$ 및 $G(q)$ 를 Taylor 급수 전개하고 고차항을 무시하면 로봇트 매니플레이터의 비선형 연성의 미분방정식은 다음과 같이 선형 2차 미분방정식으로 선형화된다.

$$M_a \Delta \ddot{q}(t) + M_b \Delta \dot{q}(t) + M_c \Delta q(t) = \Delta \tau(t) \quad (3)$$

여기서, $M_a=[D]_P$, $M_b=[\partial C/\partial \dot{q}]_P$, $M_c=[\partial(C + G)/\partial q]_P$ 이다.

그리고, M_a 행렬은 symmetric positive definite matrix($n \times n$)이며 비특이성(nonsingularity)이다.

식 (2)은 공칭점(normal point) P 근처에서의 섭동에 대한 로봇트 동특성의 증분동작(incremental behavior)을 묘사하는 시불변 선형 미분동작을 나타내고 있다.

그리고, 로봇트 매니플레이터의 선형화된 모델인 식 (3)은 다음과 같이 상태공간행렬 방정식으로 표현하면 다음과 같이 기술된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -M_a^{-1}M_c & -M_a^{-1}M_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ M_a^{-1} \end{bmatrix} \tau(t) \quad (4)$$

여기서, $\tau(t)$ 는 입력벡터 행렬($n \times 1$), $q(t)$ 는 출력벡터를 나타낸다.

그리고, 식(4)의 선형모델을 라플라스변환하여 전달함수 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$Q(s) = [M_a s^2 + M_b s + M_c]^{-1} T(s) = W(s)T(s) \quad (5)$$

여기서 $T(s)$ 및 $Q(s)$ 는 각각 $\tau(t)$ 및 $q(t)$ 의 라플라스 변환으로서 주파수 영역(frequency domain)에서의 로봇트시스템의 입력벡터($n \times 1$) 및 출력벡터($n \times 1$)을 나타낸다.

본 장에서는 선형다변수 제어이론을 바탕으로 n 개의 관절을 갖는 로봇트의 운동제어를 위하여 로봇트 매니플레이터의 선형모델에 대한 제어기를 설계한다. 제어기의 기본구조는 독립다변수피드포워드 제어기(feed forward controller) 및 피드백 제어기(feedback controller)로 구성된다. 피드백 제어기는 선형화된 로봇트 모델의 극(pole)을 원하는 위치에 배치시키기 위한 목적으로 설계되어진다.

그러므로 선형모델 (5)의 가제어성의 전제하에서 복소평면에서 선형모델 (4)의 극을 원하는 위치에 배치하기 위한 목적으로 다음식으로 표현되는 PD형(proportional-plus-derivative)의 제어기를 설계한다.

$$\tau(t) = K_P [q_r(t) - q(t)] + K_V [\dot{q}_r(t) - \dot{q}(t)] \quad (6)$$

여기서 $q_r(t)$, 및 $\dot{q}_r(t)$ 는 원하는 각위치 벡터($n \times 1$) 및 속도벡터($n \times 1$)을 나타내고, K_P 와 K_V 는 각각 상수의 각위치게인 행렬($n \times n$) 및 각속도게

인 행렬($n \times n$)을 나타낸다.

피이드백 제어칙 (6)을 로봇 모델 (4)에 적용하기 위하여 schur 공식을 사용하여 페루프 특성다항식을 유도하면, 다음과같이 기술된다.

$$\Delta(s) = \begin{vmatrix} sI_n - \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -M_a^{-1}M_c & -M_a^{-1}M_b \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 \\ M_a^{-1} \end{bmatrix} [K_P \quad K_V] \end{vmatrix}$$

$$= \begin{vmatrix} sI_n & -I_n \\ M_a^{-1}(M_c + K_P) & sI_n + M_a^{-1}(M_b + K_V) \end{vmatrix}$$

$$= [I_n s^2 + M_a^{-1}(M_b + K_V)s + M_a^{-1}(M_c + K_P)] \quad (7)$$

여기서, K_P 및 K_V 의 값은 원하는 $\Delta(s)$ 에 대하여 극배치(pole placement)방법의 사용으로 구할수 있다.

일반적으로 페루프 극(pole)을 배치할 수 있다는 것은 로봇 시스템의 과도 응답의 성질과 안정성(stability)을 적절한 극배치를 통하여 해석할 수 있다는 것을 의미한다

식(6)의 피이드백 제어칙을 주파수영역(frequency domain)으로 표현하면 다음과 같다.

$$\tau(s) = K(s) [q_r(s) - q(s)] \quad (8)$$

여기서, $K(s) = (K_P + sK_V)$ 는 다변수선형 PD제어기를 나타낸다.

피이드 포워드 제어기의 설계는 역시스템(inverse system)의 개념을 바탕으로 하여 설계되고, 원활한 궤적 추적을 목적으로 설계되었다.

시스템 역의 개념을 사용하여 식 (3), (4)로 표현되어지는 선형모델을 갖는 n 개의 관절을 갖는 로봇 매니퓰레이터에 대한 최소 차수의 시스템역은 다음과 같이 정의된다.

$$L(s) = W(s)^{-1}$$

$$= [(M_a s^2 + M_b s + M_c)^{-1}]^{-1} = M_a s^2 + M_b s + M_c \quad (9)$$

위의 식 (9)은 n 관절 로봇의 최소 차수역(minimal order inverse)은 단순히 비례항 M_c , 미

분항 M_b , 2차 미분항 M_a 로 구성되었다는 것을 나타내고 있다. 다시말하면, 관절의 수에 관계없이, 다관절로봇의 최소역의 동적차수(dynamic order of minimal inverse)는 0이며 2차 미분으로 주어진다.

피이드 포워드 제어기 $L(s)$ 는 로봇 모델의 최소차수의 역으로서 다음과 같이 PD² 제어기의 형태로 선정되어진다.

$$L(s) = [M_c + M_b s + M_a s^2] \quad (10)$$

피이드 포워드 제어칙은 주파수영역(frequency domain)에서 다음과 같이 주어진다.

$$T_r(s) = L(s) Q_r(s) = [M_c + M_b s + M_a s^2] Q_r(s) \quad (11)$$

식(11)을 시간영역(time domain)에서 표현하면

$$\tau_r(t) = M_a \ddot{q}_r(t) + M_b \dot{q}_r(t) + M_c q_r(t) \quad (12)$$

이 된다.

여기서 $\tau_r(t)$ 는 피이드 포워드 제어칙을 나타낸다. 그리고 $q_r(t)$, $\dot{q}_r(t)$, $\ddot{q}_r(t)$ 는 각각 원하는 관절 각 위치, 속도, 가속도이다.

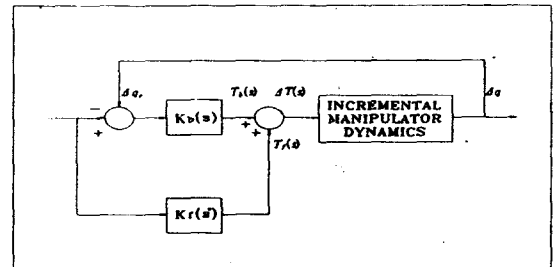


Fig. 1 Block diagram of joint control system.

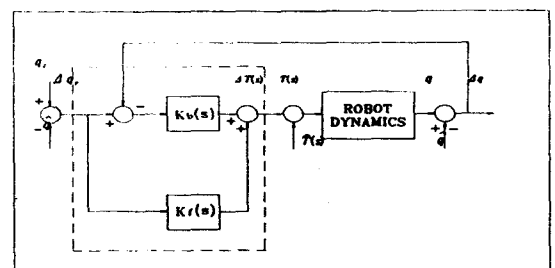


Fig. 2 Control system of robot manipulator.

앞절에서 설계된 피드백 제어기 및 피드포워드 제어기를 결합하여 n관절 로봇트의 제어구조는 Fig. 1에서 나타내고 있다. 그러므로 제어칙은 다음과 같이 피드포워드 제어기의 제어칙과 피드백 제어기의 제어칙의 결합으로 구성하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \Delta T(s) &= \Delta T_b(s) + \Delta T_r(s) \\ &= K(s)[Q_r(s) - Q(s)] + L(s)[Q_r(s)] \quad (13) \end{aligned}$$

여기서 $\Delta T_b(s)$ 및 $\Delta T_r(s)$ 는 $\Delta \tau_b$ 및 $\Delta \tau_r$ 의 라플라스 변환량을 나타낸다.

(13)을 시간영역(time domain)으로 표시하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \Delta \tau(t) &= K_p e(t) + K_v \dot{e}(t) + M_c q_r(t) + M_b \dot{q}_r \\ &\quad (t) + M_a \ddot{q}_r(t) \quad (14) \end{aligned}$$

여기서, $e(t) = \Delta q_r(t) - \Delta q(t)$ 는 오차벡터($n \times 1$)를 나타낸다.

그러므로 위의 제어칙을 로봇트의 선형모델 (3)에 적용하면 다음의 관계식을 얻는다.

$$\begin{aligned} M_a \ddot{q}(t) + M_b \dot{q}(t) + M_c q(t) &= [K_p e(t) + K_v \\ &\quad \dot{e}(t)] + [M_a \ddot{q}_r(t) + M_b \dot{q}_r(t) + M_c q_r(t)] \quad (15) \end{aligned}$$

식 (15)를 정리하면,

$$\ddot{e}(t) + M_a^{-1}(M_b + K_v) \dot{e}(t) + M_a^{-1}(M_c + K_p) e(t) = 0 \quad (16)$$

위의 식 (16)은 피드백 게인 K_p 및 피드포워드 게인 K_v 의 견지에서 추적오차의 동적거동(dynamic behaviour)을 나타내고 있다. 식 (16)의 해는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e(t) = [\sum a_i \exp(\lambda_i t)] e(0) + [\sum b_i \exp(\lambda_i t)] \dot{e}(0) \quad (17)$$

여기서 $e(0)$, $\dot{e}(0)$ 는 각각 위치 및 속도 오차의 초기값을 나타내고, a_i 및 b_i 는 상수행렬($n \times n$), λ_i 는 다음과 같이 정의되는 오차특성방정식의 근이다.

$$\Delta(s) = |I_n s^2 + M_a^{-1}(M_b + K_v)s + M_a^{-1}(M_c + K_p)| \quad (18)$$

그리고, $q_r(t)$ 와 $\dot{q}_r(t)$ 의 초기값이 같을 때, $e(0) = \dot{e}(0) = 0$ 이 된다. 그러나 일반적으로 $q_r(t)$ 및 $\dot{q}_r(t)$ 의 초기조건은 일치하지 않고, $e(t)$ 는 초기조건 $e(0)$ 가 0이 아닌 시간함수로 정의된다. 그러므로 추적오차 $e(t)$ 가 점근적으로 0으로 수렴하기 위해서는 게인 K_p 및 K_v 를 식 (17)의 해인 $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ 이 복소평면의 왼쪽에 위치하도록 선정되어야 한다.

전체적으로, 이러한 근(root)을 원하는 위치에 배치시키므로써 추적오차 $e(t)$ 의 과도응답(transient response)은 설계자의 선택에 의해 형성될 수 있다. 그리고 피드백 제어기는 식 (16)의 오차미분방정식이 다음 식과 같이 정의되는 디커플링 선형 2차 미분 방정식으로 분해될 수 있도록 하는 것이 좋다.

$$\begin{aligned} \ddot{e}_i(t) + 2\zeta_i \omega_i \dot{e}_i(t) + \omega_i^2 e_i(t) &= 0 \\ &: (i = 1, 2, \dots, n) \quad (19) \end{aligned}$$

여기서, 추적오차 $e(t)$ 의 댐핑비 ζ_i 및 고유주파수 ω_i 는 설계자의 선택에 의해 결정된다. 상수 대각선 행렬 $R_1 = \text{diag}[2\zeta_i \omega_i]$, $R_2 = \text{diag}[\omega_i^2]$ 을 정의하면, 식 (19)로부터 오차방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\ddot{e}(t) + R_1 \dot{e}(t) + R_2 e(t) = 0 \quad (20)$$

식(16) 및 (20)으로부터,

$$R_1 = M_a^{-1}(M_b + K_v) \quad (21a)$$

$$R_2 = M_a^{-1}(M_c + K_p) \quad (21b)$$

식(21)-(a),(b)로부터,

$$\begin{aligned} K_v &= M_a R_1 - M_b \\ K_p &= M_a R_2 - M_c \quad (22) \end{aligned}$$

그러므로 원하는 피드백 제어기는 주어진 선형모델의 $\{M_a, M_b, M_c\}$ 및 원하는 극의 위치 $\{R_1, R_2\}$ 에 의하면, 식(22)로부터 계산되어 구해진다. 그리고, 피드백 게인 행렬 K_p 및 K_v 의 값을 식(22)에 의하여 결정 하므로써 오차동특성은 디커플되며, 그리고 각오차 응답도 원하는 대로 형성될 수

있다. 피이드포워드 제어기 $L(s)$ 의 역할은 기준 궤적 $q_r(t)$ 에 대하여 $e(t)$ 가 점근적으로 0으로 수렴되도록 하기 위하여 오차미분 방정식의 우변을 0이 되게 한다. 그러므로, 어떤 기준 궤적 $q_r(t)$ 에 대하여 $e(t) = q_r(t) - q(t)$ 가 0이 되면 점근적인 안정성이 보장된다.

이러한 사항을 증명하기 위하여 피이드포워드 게인(feedforward gain)이 실제의 로봇트 모델과 다르다고 가정하고, 이것의 각 파라미터들을 M_a^* , M_b^* , M_c^* 라고 가정하자.

그러면 $L(s) = M_a^*s^2 + M_b^*s + M_c^*$ 는 로봇트 모델의 역(inverse)과 일치하지 않게된다. 즉 $L(s) \neq W(s)^{-1}$ 으로 정의되므로, Fig. 1으로부터 다음의 관계식을 얻는다.

$$M_a \ddot{q} + M_b \dot{q} + M_c q = [K_p e + K_v \dot{e}] + [M_a^* \ddot{q}_r + M_b^* \dot{q}_r + M_c^* q_r] \quad (23)$$

식(23)을 정리하면

$$M_a \ddot{e}(t) + (M_b + K_v) \dot{e}(t) + (M_c + K_p) e(t) = (\Delta M_a) \ddot{q}_r(t) + (\Delta M_b) \dot{q}_r(t) + (\Delta M_c) q_r(t) \quad (24)$$

여기서, $\Delta M_a = M_a - M_a^*$, $\Delta M_b = M_b - M_b^*$, $\Delta M_c = M_c - M_c^*$ 는 피이드포워드 제어기의 $L(s)$ 와 시스템 역인 $W(s)^{-1}$ 와의 차이를 나타내는 상수행렬 ($n \times n$)이다.

그러므로 기준 궤적과 그것의 미분항은 식(24)의 오차미분방정식의 우변에서 강제함수(forcing function)로 작용하고 있으므로, 추적오차 $e(t)$ 의 정상상태값은 0이 되지 않고 행렬 K_p 및 K_v , 그리고 $q_r(t)$ 에 의존하게 된다. 다시말하면, 피이드포워드 제어기 $L(s)$ 가 로봇트모델의 역(inverse)과 정확하게 일치하지 않는 근사값일때, 식(24)는 정상상태의 해(steady state solution) $e_{ss}(t)$ 가 0이 되지 않으므로 결국 점근적인 궤적추종의 목적은 실현되지 않는다. 그러므로 피이드포워드 제어기 $L(s)$ 는 식(24)의 좌변에는 아무런 영향을 주지 않으며 그리고 $e(t)$ 의 안정도 및 과도응답도 $L(s)$ 에 의한 영향을 받지 않는다는 것을 알 수 있다.

이상으로부터 피이드백 제어기 $K(s)$ 는 오차미분 방정식 (6)의 좌변의 영향에 의한 추적오차 $e(t)$ 의

안정성 및 과도응답을 결정해 준다.

그리고 피이드백 제어기는 $q_r(t)$ 와 $q(t)$ 사이의 오차의 초기값을 0으로 되게하고 피이드포워드 제어기 $L(s)$ 는 식 (24)의 오차 미분방정식의 우변의 영향에 의한 추적오차 $e(t)$ 의 정상상태 응답을 결정한다. 그리고 피이드포워드 제어기 $L(s)$ 와 로봇트 모델의 역이 정확하게 일치할 때 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 이 되고, 그리고 어떤 기준 궤적 $q_r(t)$ 에 대하여 점근적인 안정한 궤적추종이 달성된다는 것을 알 수 있다.

그런데, $L(s)$ 가 시스템 역의 근사치 값을 가질때는 정상상태응답 $e_{ss} \neq 0$ 이므로 이것은 결국 $q_r(t)$ 및 $\{K_p, K_v\}$ 의 행렬에 의존하게 되므로 점근적 궤적추종이 달성되지 않는다.

따라서 전체제어치는 공칭 작동점 p 에서의 관절 토오크 벡터수와 피이드포워드 제어기 및 피이드백 제어기에 의한 두성분의 합으로 구성된다.

$$\tau(t) = \tau_r(t) + K_p(q_r - q) + K_v(\dot{q}_r - \dot{q}) + M_c q_r + M_b \dot{q}_r + M_a \ddot{q}_r \quad (25)$$

여기서 $\tau_r(t)$ 는 공칭 작동점에서의 입력 토오크 벡터를 나타내고 있다.

그리고 전체 기준벡터 $q_r(t) = \hat{q}_r(t) + \Delta q_r(t)$, 전체 관절각벡터 $q(t) = \hat{q}(t) + \Delta q(t)$ 라 정의하고, 이것을 식 (6)에대입하면 전체제어치는 다음과 같이 정의된다.

$$\tau(t) = \tau_r(t) + K_p E(t) + K_v \dot{E}(t) + M_c q_r(t) + M_b \dot{q}_r(t) + M_a \ddot{q}_r(t) \quad (26)$$

여기서 $E(t) = q_r(t) - q(t)$ 는 전체 추적오차 벡터를 나타낸다.

2.2 파라미터 동정(Parameter Identification)

앞에서 유도된 운동방정식의 파라미터를 실험적 방법 또는 실측으로 구하였다. 여기서 각 링크와 모터와 체인의 배치를 대칭적으로 볼수 있으므로 등가 관성 모멘트의 측정시 상승 관성 모멘트를 무시하였다.

(1) 감속비

감속비는 엔코더 분해능(resolution)과 곱해져서

암의 위치에 대한 분해능이 되므로 로봇에서는 중요한 파라미터이다.

RHINO 로봇에서는 체인과 모터에서 큰 감속비가 존재한다. 즉 모터 1, 2, 3, 4의 감속비가 65.5이며, 5축모터의 감속비는 187이다.

또 1축의 벨트 전동 장치는 6.67이며, 2, 3, 4축의 감속비는 8, 그리고 5축의 기어의 감속비는 4이다. 위의 값은 RHINO XR-II의 메뉴얼과 실측으로 구한 값이며, 그 값을 Table 1에 명시하였다.

Table. 1 Reduction ratio of each link.

Link Number	Reduction Ratio
1	1/436.67
2	1/524
3	1/524
4	1/524
5	1/524

(2) 질량, 질량중심 및 관성 모멘트

측정은 동력전달 장치인 체인, 기어 벨트와 모터 등을 고려한 등가 질량 중심 및 등가 관성 모멘트를 측정하였다. 즉 1축의 값은 모터 2, 3, 4와 링크 3, 4에 동력을 전달하는 체인을 고려하였으며 2축의 값은 나머지 체인을 고려한 등가 값이다.

등가 질량 및 질량 중심은 실측으로 하였으며, 등가 관성 모멘트는 강성(stiffness)을 아는 로드로서 실험체(test body)의 주기를 측정하여 관성 모멘트를 구하는 비틀림 진자(torsional pendulum) 방법을 사용하였다.

(3) 점성 마찰 계수와 쿨롱 마찰력

라이노 로봇은 체인등의 동력 전달장치로 인하여 마찰력이 상당히 크게 작용한다. 본 연구에서는 마찰력이 상당히 크게 작용하는 2,3축에 대하여 파라미터 동정이 실시되었다. 실험 방법은 라이노 로봇 제어 컴퓨터인 I80486-DX에서 등속으로 움직이게 명령을 주고 위치와 토크를 계산하였다. 여기서 토크는 운전시의 모터 전류, 즉 전압으로 변환된 값을 A/D 변환기를 통하여 제어 컴퓨터에서 읽어진 값으로 다음의 식으로 구하였다.

$$T_i = (T_{ei} \times A/D \text{ 변환기 분해능} / R_m) \times K_t / R_{ci} \quad (27)$$

여기서,

T_{ei} : A/D 변환기를 통하여 읽어진 모터 전류값

R_m : 측정 저항값[Ω]

K_t : 토포크 정수[N·M/A]

R_{ci} : 각 관절의 감속비

여기서 측정 저항값 R_m 은 RHINO로봇 구동 모터의 아마튜어 저항 $R_a(8.19\Omega)$ 의 약 1/15에 해당하는 $0.5\Omega(5W)$ 의 저항을 사용하였다.

한편 위치 측정은 카운터(counter)를 사용하여 엔코더에서 나오는 펄스수를 읽어서 다음의 식에서 구하였다.

$$\theta_i = \theta_i^i \pm (N_{ci} \times \text{엔코더 분해능}) \times \text{감속비} \quad (28)$$

여기서, θ_i^i : 처음위치

N_{ci} : Pulse를 카운트한 수

전체적인 측정 장치의 블록 선도는 Fig. 5와 같다.

3. 성능시험

본 연구에서의 기본 모델인 라이노 로봇은 5개의 관절을 갖고 있으며 각 구동 모터는 DC 영구 자석 방식이며 위치 서보를 위하여 각 모터마다 광학엔코더가 붙어 있어 이로부터 출력되는 펄스수로 위치정보를 얻어낼수 있다. 라이노 로봇의 개략적 모델, 그리고 각 링크의 작동범위는 Fig 3에 나타내어져 있다.

여기서 라이노 로봇 매니플레이터의 링크 2와 3, 그리고 링크 3과 4사이에는 동력 전달 장치인 체인으로 인하여 구조상 연성(coupling) 작용이 있으므로 실제 작동시에 연성의 영향이 고려되어야 한다.

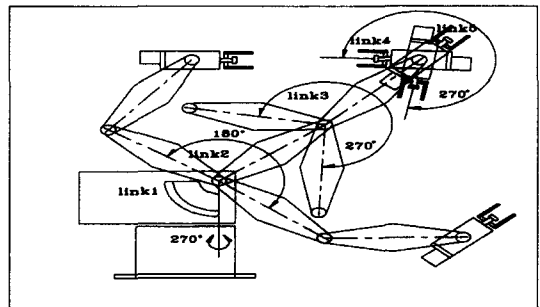


Fig. 3 RHINO XR-II robot.

앞장에서 제시한 결과들을 실제의 로봇 시스템에 적용하기 위하여 제안된 매니플레이터 제어기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 관절 2와 관절 3에 대하여 수행하였다.

그리고 작동점 $P = (\tau, q, \dot{q}, \ddot{q})$ 에 관한 섭동(perturbation)에 대한 로봇 동특성의 선형화된 모델은 다음과 같이 주어진다.

$$M_a \ddot{q}(t) + M_b \dot{q}(t) + M_c q(t) = \tau(t) \quad (29)$$

여기서, 위의 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$M_a = \begin{bmatrix} D_{22} & D_{23} \\ D_{32} & D_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2 + a_3 \cos q_3 & a_2 + (a_3/2) \cos q_3 \\ a_2 + (a_3/2) \cos q_3 & a_3 \end{bmatrix}$$

$$M_b = \begin{bmatrix} \partial C_2 / \partial \dot{q}_2 & \partial C_2 / \partial \dot{q}_3 \\ \partial C_3 / \partial \dot{q}_2 & \partial C_3 / \partial \dot{q}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2 \theta_2 \sin q_2 & -a_2 (q_2 + q_3) \sin q_2 \\ a_3 q_2 \sin q_3 & 0 \end{bmatrix}$$

$$M_c = \begin{bmatrix} \partial (C_2 + G_2) / \partial q_2 & \partial (C_2 + G_2) / \partial q_3 \\ \partial (C_3 + G_3) / \partial q_2 & \partial (C_3 + G_3) / \partial q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2 \sin q_1 - a_3 \sin (q_1 + q_2) & -a_5 \sin (q_1 + q_2) - a_2 (q_1 q_2 + q_2/2 - \cos q_2) \\ -a_3 \sin (q_1 + q_2) & -a_3 \sin (q_1 + q_2) - (a_3/2) q_1^2 \cos q_2 \end{bmatrix}$$

본 제어기 시뮬레이션의 목적은 매니플레이터가 초기값 ($q_1 = q_2 = 0$)로부터 마지막값 ($q_1 = 90, q_2 = 100$)까지 움직이는 것이 목적이다.

제어기의 계산방법은 온라인 및 오프라인 계산 방법을 사용하였으며 제어기의 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$L^i(s) = M_c^i + M_b^i s + M_a^i s^2$$

$$K^i(s) = [M_a^i R_2 - M_c^i] + [M_b^i R_1 - M_b^i] s$$

$$\Delta \tau^i(s) = K_i(s) [\Delta q_r(s) - \Delta q(s)] + L^i[\Delta q_r(s)] \quad (30)$$

여기서 $q_r = [q_{r1}, q_{r2}]$ 는 원하는 관절각 벡터이다. Δ 는 작동점으로 부터의 이탈을 나타낸다.

그리고 고유주파수 및 댐핑비는 $R_1 = 20I, R_2 =$

100I 가 되도록 $\omega_1 = \omega_2 = 10 \text{ rad/sec}, \zeta_1 = \zeta_2 = 1$ 로 선정하였으며, 샘플링 주기는 0.002 초로 하였다.

시뮬레이션을 통한 성능시험 조건은 기준궤적의 변화(기준궤적A, 기준궤적B) 및 부하변동 그리고 파라미터의 불확실성을 고려한 상태에 대한 견실한 제어성능을 시험하였다.

라이노 로봇 모델에 대하여 측정된 각 링크의 사양은 Table 2에 나타내었다.

제안된 제어시스템의 성능을 평가하기 위하여 비선형 로봇 모델식과 다변수 제어칙 (26)을 사용하여 컴퓨터 시뮬레이션 하였다.

Table 2. Specification of each link.

Link Number	Mass	Length	Center of Mass		
	m(kg)	l(m)	Xi(m)	Yi(m)	Zi(m)
1	2.520	0	-0.113	0.0248	-0.036
2	1.027	0.229	-0.143	0	-0.005
3	0.306	0.229	-0.129	0	0
4	0.77	0	0	-0.0065	0
5	0.172	0	0	0	0.101

여러가지 조건에 대한 시뮬레이션의 결과는 Fig. 4에서 부터 Fig. 10까지 나타내고 있다.

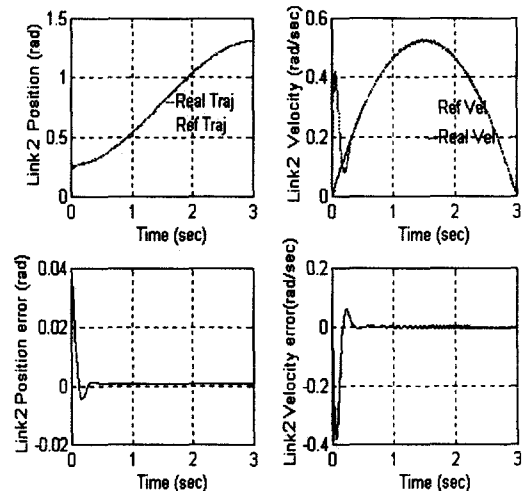


Fig. 4 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with no load.

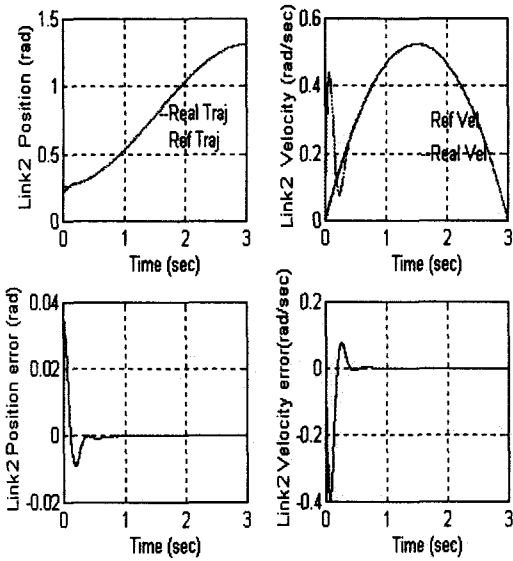


Fig. 5 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with parameter uncertainties 5%.

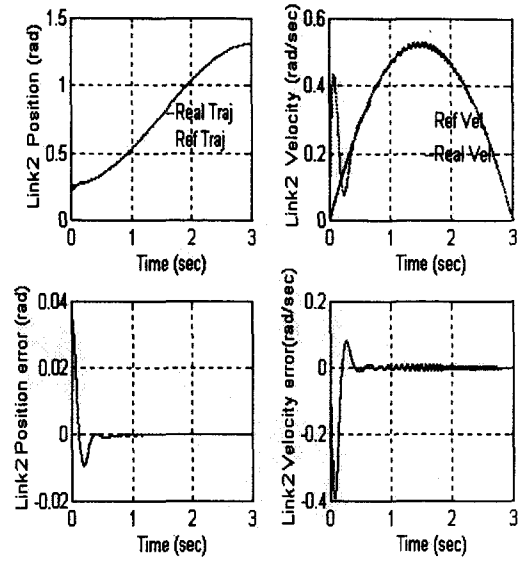


Fig. 7 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with parameter uncertainties 10% and time delay (0.01sec)

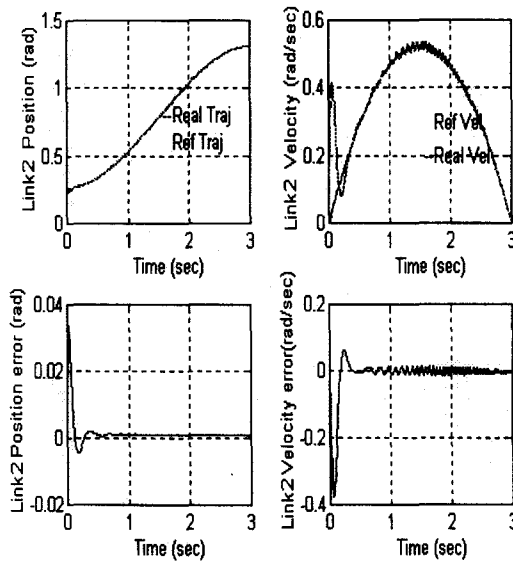


Fig. 6 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with parameter uncertainties 8%.

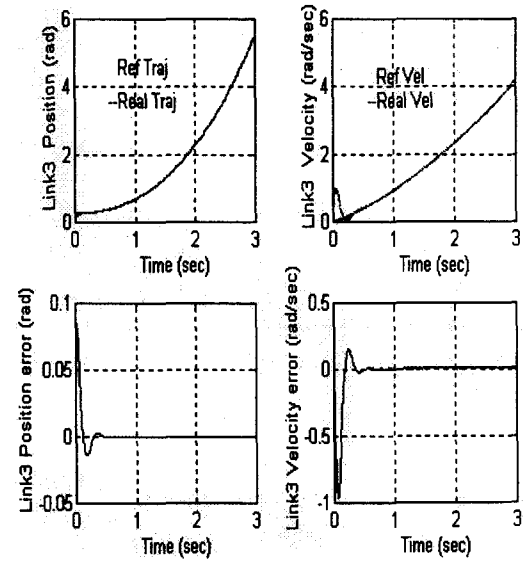


Fig. 8 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with parameter uncertainties 2%.

4. 결 론

본 연구에서는 많은 외란이 존재하는 생산 조립 라인등의 실제작업공정에서도 항상 정확하고 견실한 제어능력이 유지될 수 있는 새로운 제어구조의 견실한 제어가 제안되었다.

- 1) 제안된 제어기의 기본구조는 극배치에 의한 피드백 제어기와 역모델을 이용한 피이드포워드 제어기, PD²인 피이드백 제어기로 구성된 견실한 선형 다변수 제어기로 설계되었다.
- 2) 제어기의 특징은 제어 계인의 계산이 효율적이고 간단하여 고정도의 실시간 제어에 적합한 견실한 제어구조로 설계되었다.
- 3) 시뮬레이션을 통한 성능 시험결과, 제안된 제어기는 모델링 오차로 인한 파라미터의 불확실성 존재 및 기준 궤적의 변동등에 대한 위치 및 속도 추종 성능 시험 결과 매우 신속하고 정밀한 제어성능을 보여주므로서 견실성이 확인되었다.

향후 연구 방향은 실제 로봇 제어시스템을 구축하고 다양한 실험을 통하여 생산공정에서의 응용 및 해저 개발용 로봇의 활용을 위한 수중실험을 통한 제어성능을 입증하고자 한다.

5. 참고문헌

- 1) J. S. Albus, "A theory of cerebellar function," *Mathematical Biosciences*, Vol. 10, pp. 25-61, 1971
- 2) J. S. Albus, "A new approach to manipulator control: the cerebellar model articulation controller (CMAC)," *J. Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Trans. ASME, Series G, Vol. 97, No. 3, pp. 220-227, 1975.
- 3) W. T. Miller, "Real-time application of neural networks for sensor-based control of robot with vision," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, Vol. 19, No. 4, 1989.
- 4) W. T. Miller, R. P. Hewes, F. H. Glanz, and L. G. Kraft, "Real-time dynamic control of an industrial manipulator using a neural-

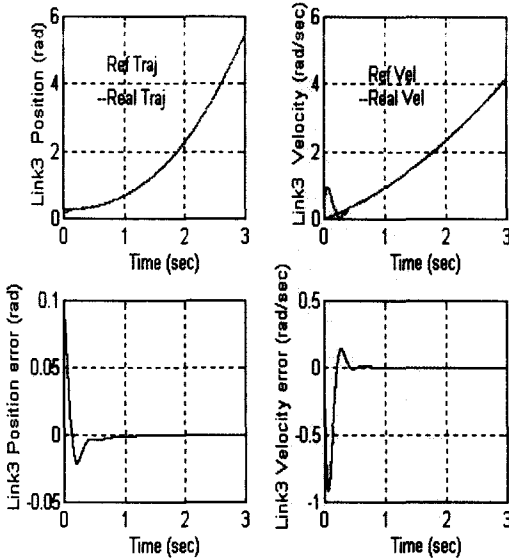


Fig. 9 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with parameter uncertainties 5%.

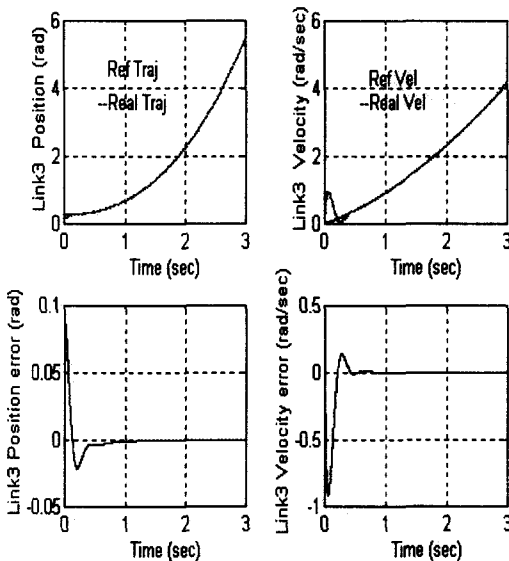


Fig. 10 Control performance of joint 2 for the position and velocity trajectory with parameter uncertainties 20% and time delay (0.01sec).

- network-based learning controller," IEEE Trans. Robotics and Automat., Vol 6, No. 1, pp. 1-9, 1990.
- 5) 권성규, "CMAC을 이용한 이웃간 훈련방법", 대한기계학회 논문집, 제 16 권, 제 10 호, 페이지 1816-1823, 1992.
 - 6) J. S. Albus, "Data storage in the cerebellar model articulation controller (CMAC)", J. Dynamic Systems, Measurement, and Control, Trans. ASME, Series G, Vol. 97, No. 3, pp. 228-233, 1975.
 - 7) J. S. Albus, "Mechanisms of planning and problem solving in the brain," Mathematical Biosciences, Vol. 45, pp. 247-293, 1979.
 - 8) D. H. Kemsley, T. R. Martinez, and D. M. Campbell, "A survey of neural network research and fielded applications." Int. J. Neural Networks, Vol. 2, No. 2/3/4, pp 123-133, 1991.
 - 9) R. Hecht-Nielsen, "Neurocomputing: Picking the human brain," IEEE Spectrum, pp. 36-41, 1988.
 - 10) 한성현, 이만형, "라이노 로봇 매니플레이터의 동특성 및 실시간 최적추적제어에 관한 연구", 대한정밀 공학회지, 제6권, 제1호, pp. 53-63, 1989.
 - 11) Kortum, W., "Computation Techniques in Optimal State Estimation A Tutorial Review", ASME, Vol. 101, 1979.
 - 12) Steinar Saelid, N. A. Jenssen, J. G. Balchen, "Design and Analysis of a Dynamic Positioning System Based on Kalman Filtering and Optimal Control", IEEE, vol. AC.-28, No. 3, 1983.