

적응 극점 배치 및 자기 동조 제어 방법에 의한 로봇트 매니플레이터 제어

Adaptive Pole-Placement and Self-Tuning Control for a Robotic Manipulator

李相孝* · 梁兌奎**
(Sang-Hyo Lee, Tae-Gyu Yang)

요약

로봇트 동적 모델에 있어서 매개 변수의 불확실성과 비선형성이 존재함에도 불구하고, 원하는 궤적을 추종하기 위해서 로봇트 매니플레이터에 대한 효과적인 방법으로써 적응제어 방식이 고려되어 왔다. 본 논문에서는 로봇트 매니플레이터에 대한 적응제어 방식으로 극점 배치를 통한 확장된 선형화 섭동 모델 (extended linearized perturbation model) 을 제어하는 자기동조 제어기를 제안하였다. 또한 이 제어방식은 전향(feedforward) 제어와 제환 보상제어의 두가지 성분으로 구성된다.

본 제어기에 대한 타당성은 부하 및 매개변수가 불확실한 3개의 자유도를 갖는 매니플레이터의 위치제어에 대한 모의실험으로 확인한다.

Abstract-An adaptive control scheme has been recognized as an effective approach for a robot manipulator to track a desired trajectory in spite of the presence of nonlinearities and parameter uncertainties in robot dynamic models. In this paper, an adaptive control scheme for a robot manipulator is proposed to design the self-tuning controller which controls the extended linearized perturbation model via the pole placement. And this control scheme has two component: a feedforward control and a feedback compensation control. The feasibility of the controller is demonstrated by the simulation about position control of a three-link manipulator with payload and parameter uncertainty.

1. 서론

로봇트 매니플레이터의 제어는 각 관절간에 원심력, Coriolis력 등의 강한 비선형 결합을 갖고 있어 정확한 동특성 모델 표현이 어렵고, 속도가 커지면 이러한 비선형항을 무시할 수 없음이 널리 알려져

있다. 이러한 동특성 모델을 기초로한 로봇트 제어는 최근에 널리 연구되고 있으며, 로봇트 매니플레이터의 제어 방법은 비적응 제어방식과 적응 제어방식으로 나누어 고려할 수 있다.

비적응 제어 방식에는, 관절의 입력으로 일반화된 힘을 계산하기 위한 비선형 모델이 "Resolved Motion Rate Control", "Inverse Problem Technique", "Computed Torque Technique", "Resolved Motion Acceleration Control"에 사용되었다. 이들 방법은 계통의 매개변수와 작업 환경의 부하 변동을 무시 하였으며, 특히 산업적으로 이용되는 실제

*正會員: 光云大 工大 電子工學科 副教授 · 工博

**正會員: 光云大 大學院 電子工學科 博士課程

接受日字: 1987年 11月 27日

1次修正: 1988年 3月 17日

2次修正: 1988年 7月 1日

의 제어기는 개개의 관절을 독립적으로 PID 제어 방식으로 구동하므로, 무시된 비선형 결합은 위치와 속도에 따라 다양하게 변화는 일종의 외란으로 작용하게 되어, 빠른 속도와 정밀한 작업에 한계를 주게된다. 따라서 로봇의 동특성 방정식을 고려한 많은 효율적인 제어 방식들이 연구 발표되었다.

특히 순환형 뉴우튼 오일러(RNE) 알고리즘의 개발에 의해 CTM(Computed Torque Method), RM-AC(Resolved Motion Acceleration Control) 등이 실현 가능한 것으로 보이나 RNE 계산 시간이 많이 걸리며, 부하 변동과 모델링 오차등이 남아있어 이러한 외란을 보상할 수 있는 적응 제어 알고리즘이 필요하게 되었다. 적응 제어 방식은 넓은 의미에서 기준모델 제어 방식(MRAC; Model Reference Adaptive Control)과 자기 동조 제어 방식(STAC; Self Tuning Adaptive Control)으로 나눌 수 있으며,^{1),2),3)} 본 논문에서는 후자의 방식에 속하는 극점 배치 자기 동조 제어 이론을 이용한 제어 방법을 제안한다.^{4),11),12)}

STAC 방법은 로봇 모델에 대한 이산 시간 차분 모델과 입력력 자료를 통한 모델 변수 추정 방법을 기초로하여, 주어진 평가 함수를 만족하도록 제어기를 설계하는 것이다. 이러한 적응 제어 방식은 매니퓰레이터에 대한 정확한 동특성 모델을 필요로 하지 않으며, 부하 변동과 매개 변수 불확실성에도 잘 적응됨을 알 수 있다.

본 논문의 방식은 전향 경로 제어와 궤환 경로 제어로 구성되며, 전향 경로 제어는 원하는 규정 경로($q_1, \dot{q}_1, \ddot{q}_1$)에 대하여 RNE 알고리즘을 적용하여, 규정 제어 토오르크를 계산하여 얻어진 신호로써, 로봇 관절간의 강한 비선형상호 결합을 보상한다. 궤환 경로 제어는 규정 궤적에 관한 섭동의 조절을 담당하는데, 이렇게 함으로써 확장된 섭동 차분모델의 극점 배치가 이루어 진다.

제안된 제어 방식의 효과를 보이기 위하여 3개의 자유도를 갖는 로봇 팔에 대해서, 부하의 변동이있고 계수 추정의 오차가 있는 경우를 가정하여 시뮬레이션 하였고, 이 결과를 CTM 제어 방식에 의한 결과와 비교 하였다.

2. 본 론

2.1 로봇 매니퓰레이터의 동특성 모델

n개의 관절을 갖는 로봇 매니퓰레이터 동특성 방정식은 계통적이고도 간단한 Lagrangian 역학과

Lagrange-Euler 운동 방정식을 이용하여 유도된다.

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

여기서 $q, \dot{q}, \ddot{q} \in R^{n \times 1}$ 는 각 관절의 위치, 속도 및 가속도를 나타내며, $u(t) \in R^{n \times 1}$ 는 각 관절에 작용하는 토크이고, $D(q(t); d) \in R^{n \times n}$ 는 대칭 정차관성 행렬이고, $C(q(t), \dot{q}(t); d) \in R^{n \times 1}$ 는 원심력과 코리올리력을 나타내는 벡터이며, $G(q(t); d) \in R^{n \times 1}$ 는 중력을 나타내는 벡터이다. 또한 $d \in R^{k \times 1}$ 는 로봇 계통의 역학에서 고려하기 힘든 부하 또는 기어(gear)의 마찰력 등을 포함하는 로봇 계통의 매개 변수들이다.

역학적인 모든 매개 변수들은, 정확히 알지 못하더라도, 주어진 영역에서 변화된다고 할 수 있다.

이를 이용하여 규정된 상태와 실제 상태의 섭동 모델을 유도할 수 있다.

또한 (1)식은 상태 공간 표현으로 나타 낼 수 있다.³⁾

$$\dot{x}(t) = Wx(t) + R[x(t); d]u(t) + S[x(t); d] \quad (2)$$

여기서 상태 $x(t)$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$x(t) = [q(t), \dot{q}(t)] = [q_1(t), q_2(t), \dots, q_n(t), \dot{q}_1(t), \dot{q}_2(t), \dots, \dot{q}_n(t)] \in R^{2n \times 1} \quad (3)$$

그리고 (2)식의 각 항들은 아래와 같이 표현된다.

$$W = \begin{bmatrix} O_n & I_n \\ \dots & \dots \\ O_n & O_n \end{bmatrix}$$

$$R[x(t); d] = \begin{bmatrix} O_n \\ \dots \\ D^{-1}(q(t); d) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$S[x(t); d] = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ -D^{-1}(q(t); d)[C(q(t), \dot{q}(t); d) + G(q(t); d)] \end{bmatrix}$$

여기서, O_n, I_n 는 각각 $n \times n$ 의 영 행렬과 단위 행렬이고, 0 는 $n \times 1$ 의 영행렬이다.

그리고 $x_1(t), d_i, u_i(t)$ 는 각각 규정된 상태, 매개 변수, 토오르크를 나타낸다. 이 값들은(2)식을 만족한다.

$$\dot{x}_1(t) = Wx_1(t) + R[x_1(t); d_i]u_i(t) + S[x_1(t); d_i] \quad (5)$$

(2)식을 규정된 상태에서 Taylor 급수 전개하고, (5)식을 빼주고 고차의 항을 무시하면 (6)식의 확장된 섭동 모델을 얻는다.⁶⁾

$$\delta \dot{x}(t) = A(t) \delta x(t) + B(t) \delta u(t) + C(t) \delta d(t) \quad (6)$$

여기서

$$\begin{aligned} \delta x(t) &= x(t) - x_1(t) \\ \delta u(t) &= u(t) - u_1(t) \\ \delta d(t) &= d(t) - d_1(t) \end{aligned} \quad (7)$$

$$A(t) = W + \frac{\partial}{\partial x} [R(x(t); d) u(t) + S(x(t); d)] \Big|_{x=x_1, u=u_1, d=d_1}$$

$$B(t) = R(x(t); d) \Big|_{x=x_1, d=d_1}$$

$$C(t) = \frac{\partial}{\partial d} [R(x(t); d) u(t) + S(x(t); d)] \Big|_{x=x_1, u=u_1, d=d_1}$$

(6)식의 해를 통하여, 샘플링 주기 $T=10\text{ms}$ 로 산정하고 $t=(k+1)T$ 와 $t=kT$ 에서 $u(t)$ 가 구간 상수라 두면, 확장된 이산 섭동 상태 모델을 얻을 수 있다.

$$\delta x(k+1) = A'(k) \delta x(k) + B'(k) \delta u(k) + C'(k) \delta d(k) \quad (8)$$

여기서

$$\begin{aligned} A'(k) &= e^{A'T} \\ B'(k) &= \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A'(k+1)T-\tau} B(\tau) d\tau \\ C'(k) &= \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A'(k+1)T-\tau} C(\tau) \delta d(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (9)$$

다시 확장된 섭동 차분 입출력 모델을 유도하기 위해 각관절의 출력 오차 방정식을 고려한다.

$$\begin{aligned} \delta y(k) &= y(k) - y_1(k) = q(k) - q_1(k) \\ &= (I_n, 0_n) [x(k) - x_1(k)] \end{aligned} \quad (10)$$

(8)식과 (10)식을 이용하여 확장된 섭동 차분 입출력 모델을 얻는다.

$$\tilde{A}(z^{-1}) \delta y(k) = z^{-m} \tilde{B}(z^{-1}) \delta u(k) + p(k) + \xi(k) \quad (11)$$

여기서 (11)식은 매니퓰레이터에 대한 N 개의 입출력력의 형태로서 $\tilde{A}(z^{-1}) \in R^{n \times n}$, $\tilde{B}(z^{-1}) \in R^{n \times n}$ 은 다항식 행렬이고 m 은 시간 지연 상수를 나타낸다. $\xi(k) \in R^{n \times 1}$ 은 외부 외란과 모델링의 오차를 포함하는 항으로 추가한 것이다. 또한 $p(k) \in R^{n \times 1}$ 은 (8)식의 $C'(k)$ 과 (10)식을 이용하여 유도된 항의 항으로 나타난다.

본 논문에서는 분리 관절 제어를 이용하고자 (11)

식으로부터 i 번째 계통에 대한 확장된 섭동 차분 모델은 다음과 같이 제한한다.

$$\begin{aligned} \tilde{A}_i(z^{-1}) \delta y_i(k) &= z^{-m_i} \tilde{B}_i(z^{-1}) \delta u_i(k) + h_i(k) + \xi_i(k) \\ &\quad (i=1, 2, 3, \dots, n) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\xi_i(k)$ 는 $\xi(k)$ 의 i 번째 원소이고, 시간 지연 상수 m_i 는 m 의 i 번째 요소이고, 다항식 $\tilde{A}_i(z^{-1})$ 과 $\tilde{B}_i(z^{-1})$ 는 각각 $\tilde{A}(z^{-1})$ 과 $\tilde{B}(z^{-1})$ 의 대각선 요소 $\tilde{A}_{ii}(z^{-1})$ 과 $\tilde{B}_{ii}(z^{-1})$ 를 나타낸다.

그리고 $h_i(k)$ 는 다음 식과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} h_i(k) &= p_i(k) + \sum_{j=1}^n z^{-m_j} \tilde{B}_{ji}(z^{-1}) \delta u_j(k) \\ &\quad - \sum_{j=1}^n \tilde{A}_{ji}(z^{-1}) \delta y_j(k) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $p_i(k)$ 는 $p(k)$ 의 i 번째 요소이며, $h_i(k)$ 는 각 관절간의 결합항과 D. C. (Direct Current) 값을 갖는 항의 항이다.

그리고 $\xi_i(k)$ 는 δu 와 δy 와는 상관관계가 없으며 평균값이 영(zero)이고 분산값이 σ 를 갖는 백색 잡음이다. (12)식을 이용한 분리 관절 제어는 섭동 출력력 $\delta y(k)$ 가 영이 되도록 적응 조절기를 결정하는 것이다. 또한상 간략화를 위하여 아래에서는 (12)식에 첨자 i 를 표현하지 않는다.

2.2 조절기 설계

사기 동조 조절기의 일반적인 형태는 다음과 같다.^{6,7)}

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) u(k) &= T(z^{-1}) y_1(k) - S(z^{-1}) y(k) \\ &\quad + U_B(k) + U_E(k) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $y_1(k)$ 는 계통의 원하는 응답이고, $u(k)$, $y(k)$ 는 각각 계통의 입력과 출력이며, $U_B(k)$ 는 d, c. 값에 의한 편향성 제어를 위한 보상항이며, $U_E(k)$ 는 외란에 대한 보상항이다.

그래서 (14)식은 적분기를 고려하지 않고도 편향성을 제거할 수 있는 제어기 형태이다.

본 논문에서는 제어 목적이 규정 위치와 실제 위치 사이의 오차를 영으로 하는 것이다. 즉 (12)식을 기초로한 계통의 원하는 응답은 영이 되어야 한다.

그래서 (14)식은 다음과 같이 수정된다.

$$R'(z^{-1}) \delta u(k) = -S'(z^{-1}) \delta y(k) + U'_B(k) + U'_E(k) \quad (15)$$

여기서 $R'(z^{-1})$, $S'(z^{-1})$, $U'_B(k)$, $U'_E(k)$ 는 주어진 평가 기준, 즉, 편향성 제어와 외란에 대한 보

상을 위한 점근적 조절기 특성 및 폐성로 계통의 극점 배치등을 만족하도록 결정되며, 각각은 추정된 계통 매개 변수의 함수이다.¹⁰⁾

2.3 극점 배치에 의한 매니플레이터의 적응 제어기 설계

로봇 매니플레이터의 제어 성능은 제어기가 조절기 방식을 이용하면 개선될 수 있으므로, (15) 식의 조절기를 이용한 제어기의 설계 목적은 폐성로 계통의 극점 배치를 통하여 원하는 과도 특성을 만족하면서, 각 관절의 추종 오차가 영이 되도록 제환 제어값 δu 를 산출하는 것이다. (15)식을 (12)식에 대입하여 아래와 같은 폐성로 식을 얻는다. 포기 간략화를 위하여 $index(k)$ 를 생략한다.

$$\delta y = \frac{z^{-m} \bar{B}' U'_B + R' h}{AR' + z^{-m} \bar{B} S'} + \frac{z^{-m} \bar{B}' U'_E + R'}{AR' + z^{-m} \bar{B} S'} \quad (16)$$

(16)의 특성 다항식에 대한 극점 배치를 하기 위해 지정된 특성 다항식을 고려하자.

$$\bar{T}(z^{-1}) = 1 + \bar{t}_1 z^{-1} + \bar{t}_2 z^{-2} + \dots + \bar{t}_n z^{-n} \quad (17)$$

그리고 조절기 설계를 위하여 다음과 같은 점근적 조절기 특성(Asymptotic regulator property)을 고려한다.¹⁰⁾

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\delta y}{\xi} = 0 \quad (18-a)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\delta y}{h} = 0 \quad (18-b)$$

(16)의 폐성로 특성 다항식과 (17)식을 이용하여 다음과 같은 Diophantus 방정식 얻는다.⁶⁾

$$\bar{A}R' + z^{-m} \bar{B}S' = \bar{T}\bar{T}_0 \quad (19)$$

여기서 \bar{T}_0 는 관측 다항식이며 선택의 기준은 주어진 계통방정식 (12)식에서 $\xi(k)$ 의 다항식과 일치하게 선택한다.⁶⁾

(19)식에서 Diophantus 방정식의 유일해 조건과 (15)식 조절기의 인과율 조건을 고려하여, R' 와 S' 의 차수를 결정할 수 있다.

$$\deg(R') = \deg(z^{-m} \bar{B}) - 1 \quad (20-a)$$

$$\deg(S') = \deg(\bar{A}) - 1 \quad (20-b)$$

그리고 점근적 조절기의 특성으로 다음과 같은 특성을 얻는다.¹⁰⁾

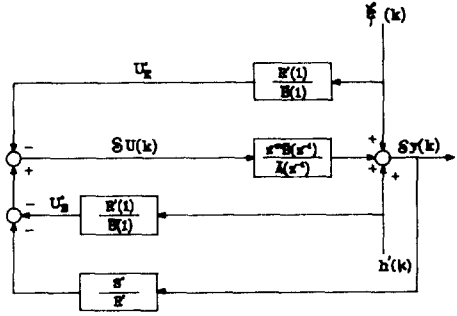


그림 1 제어기의 블록 선도
Fig.1 Block diagram of controller.

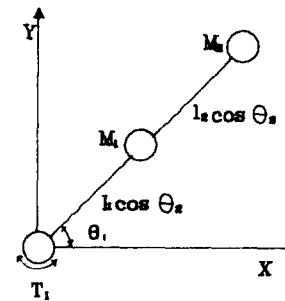
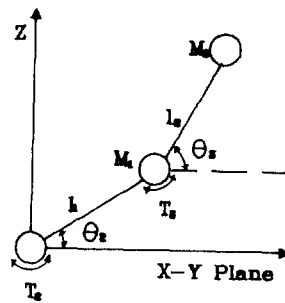


그림 2 모델의 위치각 표현
Fig.2 Representation of joints of model.

$$U'_B = \frac{-R'(1)}{B(1)} h \quad (21-a)$$

$$U'_E = \frac{-R'(1)}{B(1)} \xi \quad (21-b)$$

(19)식을 이용하여 얻어진 R' , S' 의 다항식과 (21-a), (21-b)식에서 얻어진 값으로 (15)식으로 부터 제환 제어 값을 얻을 수 있다.

이 식에 대한 블록 선도는 그림 1. 과 같다.

2.4 시뮬레이션

시뮬레이션을 위해서 집중 질량 형태의 3개 자

유도를 갖는 매니플레이터를 고려하였으며, 모델의 위치각 표현은 그림 2. 와 같다.

그림 2. 에서 기저 관성 모멘트 J1은 0.2kgm이고, 각각 (M1, M2, L1, L2) = (8kg, 10kg, 0.5m, 0.5m)로 고려하였다. 이러한 물리적 측정치는 실제 계통과 R. N. E. 계통간의 오차를 1%의 오차를 갖는 것으로 가정하였으며, 부하의 변동에 따라서 M2의 실제 계통 값을 변화시켜 시뮬레이션 하였다.

그리고 제직 계획에서 작업 수행 시간은 2초로 하고, 초기 위치 $q_1 = (-0.3, 0.4, 0.15)$ rad 에서 시작하여 최종 목표치 $q_f = (-0.8, 1.1, -0.4)$ rad까지의 각 관절에 규정 속도를 파선 함수(Cycloid Function)를 이용하여 원하는 규정 경로를 표현하였다.

$$\begin{aligned} q_1(t) &= q_1 + (q_f - q_1)t/2 + (q_f - q_1) \sin(\pi t)/2\pi \text{ (rad)} \\ \dot{q}_1(t) &= (q_f - q_1)/2 - (q_f - q_1) \cos(\pi t)/2 \text{ (rad/sec)} \\ \ddot{q}_1(t) &= \pi(q_f - q_1) \sin(\pi t)/2 \text{ (rad/sec}^2) \end{aligned}$$

그리고 확장된 섭동 입출력 차분 모델의 각 다항식 계수를 구하기 위하여 반복적 최소 자승(Recurisve Least Square) 알고리즘을 사용하였다.⁵⁾

$$\delta y_i(k) = \theta_i^T(k-1) \Phi_i(k-1) + \xi_i(k) \quad (22)$$

여기서 매개 변수와 데이터 벡터는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \theta_i(k-1) &= [\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_n, \bar{b}_0, \bar{b}_1, \dots, \bar{b}_{n-1}, h]^T \\ \Phi_i(k-1) &= [-\delta y_i(k-1), \dots, -\delta y_i(k-n), \\ &\quad \delta u_i(k-m), \dots, \delta u_i(k-m-n+1), 1]^T \end{aligned}$$

R. L. S. 에 의한 매개 변수 추정 알고리즘은 아래 식과 같다.

$$\begin{aligned} \theta(k) &= \theta(k-1) + K(k) [y(k) - \theta^T(k-1) \Phi(k-1)] \\ K(k) &= P(k-1) \Phi(k-1) [1 + \Phi^T(k-1) \\ &\quad P(k-1) \Phi(k-1)]^{-1} \\ P(k) &= P(k-1) [I - K(k) \Phi^T(k-1)] / \tau \end{aligned}$$

여기서 τ 는 망각 인수 이다. $\xi_i(k)$ 는 표준 편차가 0.1 이고 평균이 영인 잡음으로 가정하였다.

추정된 매개 변수와 (19) 식을 이용하여 조절기의 매개 변수를 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} r_1 &= [(\bar{t}_1 - \bar{a}_1) \bar{b}_1^2 - (\bar{t}_2 - \bar{a}_2) \bar{b}_0 \bar{b}_1] / N \\ s_0 &= [(\bar{t}_1 - \bar{a}_1) (\bar{a}_2 \bar{b}_0 - \bar{a}_1 \bar{b}_1) + (\bar{t}_2 - \bar{a}_2) \bar{b}_1] / N \\ s_1 &= -\bar{a}_2 r_1 / \bar{b}_1 \end{aligned}$$

$$N = \bar{b}_1^2 - \bar{a}_1 \bar{b}_0 \bar{b}_1 + \bar{a}_2 \bar{b}_0^2$$

이와 같이 표현된 시뮬레이션 블록 선도는 그림

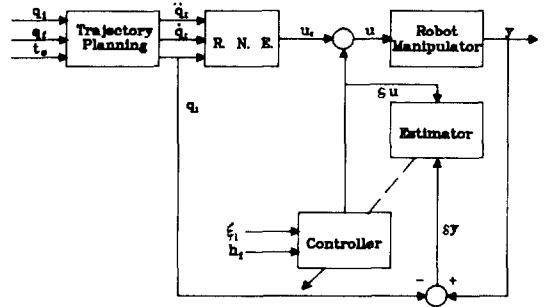


그림 3 시뮬레이션 블록 선도
Fig.3 Block diagram of simulation.

3. 과 같다.

매니플레이터의 부하가 0kg, 1kg, 2kg 의 3 가지 부하 변동을 고려하였으며, 모델의 차수는 $n=2$ 로 하였고, 시간 지연 상수는 $m=1$ 로 하였으며, 각 관절의 특성 다항식은 감쇠 상수를 0.6-0.8 사이로 선택하고, 주파수는 8-10Hz로 산정하여 다음과 같이 표현된다.

$$T(z^{-1}) = 1 - 1.98z^{-1} + 0.99z^{-2}$$

$$T(z^{-1}) = 1 - 1.89z^{-1} + 0.98z^{-2}$$

$$T(z^{-1}) = 1 - 1.78z^{-1} + 0.89z^{-2}$$

그리고 제어 효과를 보이기 위하여 상수 제한 이득을 갖는 Computed-Torque 기법과 비교하였다.⁸⁾

$$u(t) = D(q(t)) [\ddot{q}_1(t) + k_v(\dot{q}_1(t) - \dot{q}(t)) + k_p(q_1(t) - q(t))] + C(q(t), \dot{q}(t)) + G(q(t))$$

여기서 k_v 와 k_p 는 각각 속도와 위치의 제한 이득 이며, 각각 $k_v = (20, 28, 40)$ 과 $k_p = (100, 200, 400)$ 으로 주었다.

제한된 제어기와 C. T. M 이 비교된 각 관절의 오차에 대한 그림은 각각 무부하, 1kg 의 부하 및 2kg 의 부하인 경우에 대하여 그림 4-a, b, c, 그림 5-a, b, c와 그림 6-a, b, c에서 보여준다. (주; - 직용 제어 방법, ... C. T. M.) 결과를 고찰하면 부하가 변동하여도 관절 1, 2의 최대, 최종 오차의 크기는 약간 변하고 있으며, 관절 3의 경우 최대 오차는 크게 변하고 있으나 실행후 100ms 이내에 수렴하고 있다. 또한 2kg의 부하 경우 최종 오차는 2.3×10^{-4} rad으로 실제 계통에서 물리적 오차인 1% 보다 적으므로 각 관절의 추종 상태는 원하는 제직에 수렴하고 있다.

시뮬레이션 결과, C. T. M. 보다 제한된 직용 제어 방식이 더 좋은 추종 상태를 보여 주고 있다. (참고 표 1)

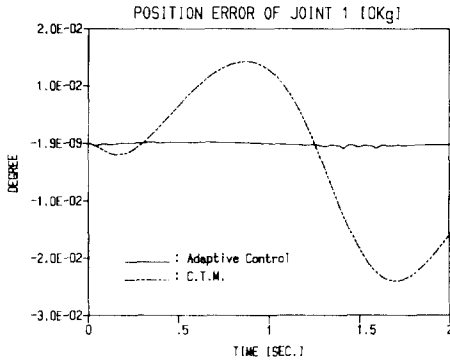


그림 4-a 부부하인 경우 관절 1에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig. -a Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 1 error for 0kg payload.

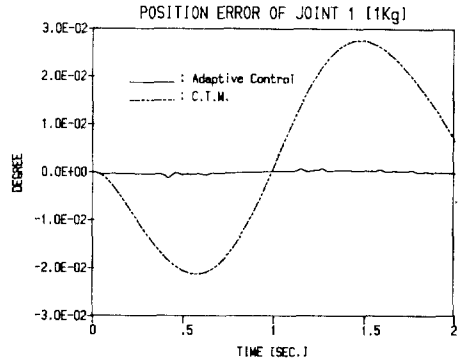


그림 5-a 1kg 부하인 경우 관절 1에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig.5-a Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 1 error for 1kg payload.

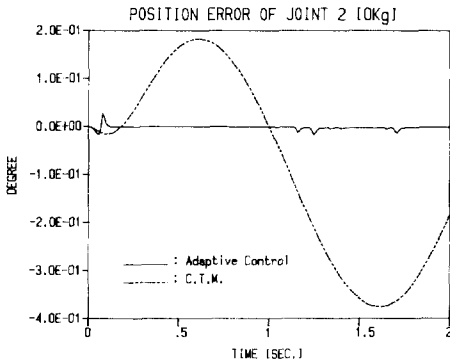


그림 4-b 부부하인 경우 관절 2에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig. 4-b Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 2 error for 0kg payload.

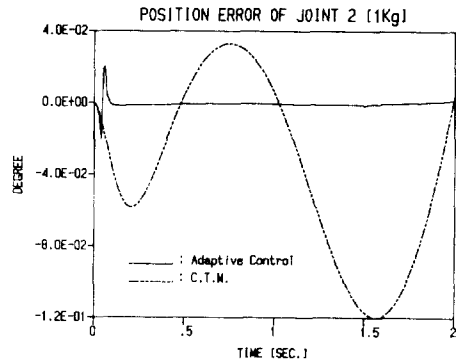


그림 5-b 1kg 부하인 경우 관절 2에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig.5-b Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 2 error for 1kg payload.

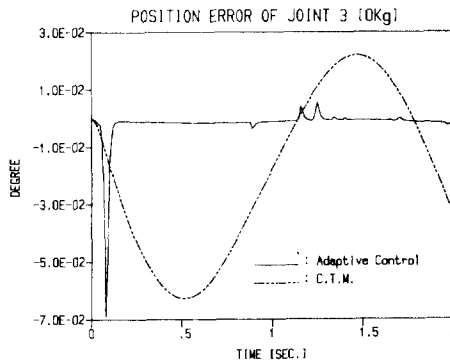


그림 4-c 부부하인 경우 관절 3에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig.4-c Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 3 error for 0Kg payload.

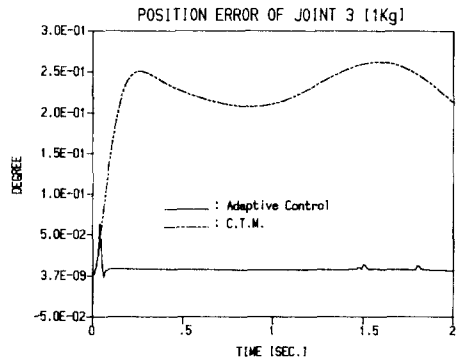


그림 5-c 1kg 부하인 경우 관절 3에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig.5-c Comparison of C.T.M. and Adaptive controller joint 3 error for 1kg payload.

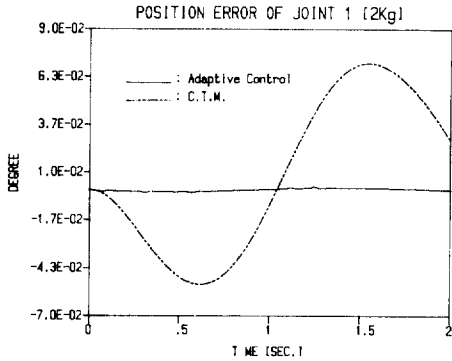


그림 6-a 2kg 부하인 경우 관절 1에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig.6-a Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 1 error for 2kg payload.

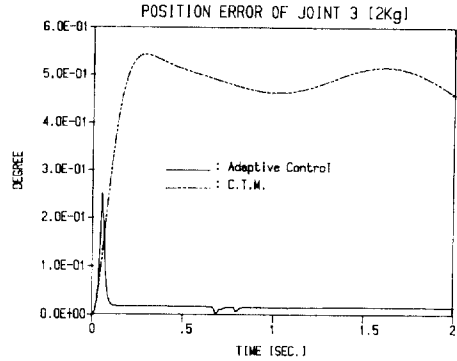


그림 6-c 2kg 부하인 경우 관절 3에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교

Fig.6-c Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 3 error for 2kg payload.

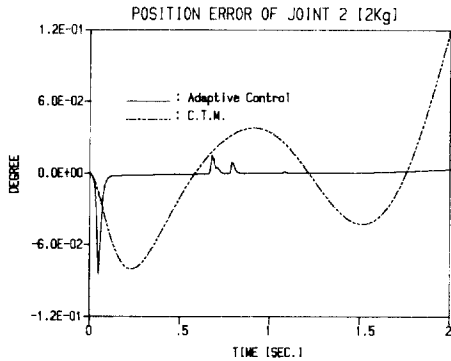


그림 6-b 2kg 부하인 경우 관절 2에서 C.T.M. 과 적응 제어기의 오차 비교-

Fig.6-b Comparison of C.T.M. and adaptive controller joint 2 error for 2kg payload.

3. 결론

제약된 적응 방식은 RNE로부터 규정 토오르크를 산출하는 전향 경로 신호와 확장된 섭동 차분 입출력 모델의 적응 극점 배치 자기 동조 제어기에서 산출되는 궤환 경로 보상 신호로 구성되며, 자기동조 제어기에 산류 편차의 보상항을 도입함으로써 제어기에 적분기를 부가할 필요가 없다. 그러므로 제안된 적응 제어 방식은 부하의 변동과 물리적 오차가 존재하여도 각 관절의 제어를 잘 추종됨을 알 수 있다.

컴퓨터 시뮬레이션에서 C.T.M. 와 비교하여 제안된 적응제어 방식이 매우 잘 수행 됨을 보여 주고 있다.

그러나 제약된 적응 제어 방식은 조작기(Actua-

표 1 C.T.M. 와 적응 제어기의 오차 비교

Table 1 Comparison of the error of C.T.M and adaptive control method. (단위: Degree)

부하의 변화량	Joint	C. T. M.		적응 제어기	
		최대 오차	최종 오차	최대 오차	최종 오차
부부하(0kg) 1%의 물리적 오차	1	0.0239	0.0155	0.0015	0.0001
	2	-0.3754	0.1814	0.0251	0.0009
	3	-0.0625	0.0344	0.0687	-0.0019
1kg의 부하 1%의 물리적 오차	1	0.0276	0.0067	-0.0011	-0.0001
	2	-0.1199	0.0037	-0.0201	0.0012
	3	0.2619	0.2124	0.0635	0.0064
2kg의 부하 1%의 물리적 오차	1	0.0707	0.0270	0.0019	0.0001
	2	0.1198	0.1198	-0.0846	0.0033
	3	0.5442	0.4583	0.2511	0.0147

tor)의 특성 및 Rotor의 특성이 고려되지 않았으며, 전체 매니퓰레이터에 대한 안정도 문제가 더 고려되어야 할 과제이다.

“이 논문은 1986년도 분교부 자유과제 학술연구 조성비에 의하여 연구 되었음”

참 고 문 헌

- 1) Koivo, A.J. and Guo, T.H., “Adaptive linear controller for robotic manipulators”, IEEE Trans., AC-28, pp. 162-171, 1983.
- 2) Lee, C.S.G. and Chung, M.J., “An adaptive control strategy for mechanical manipulators”, IEEE Trans., AC-29, pp. 837-840, 1984.
- 3) Choi, Y.K., Chung M.J. and Bien, Z., “An adaptive control scheme for robot manipulators”, INT. J. Control, vol 44, no-4, pp. 1185-1191, 1986.
- 4) Liu, M.H., Lin, W. and Huang, Y.F., “Pole assignment self-tuning control of robotic manipulators” 16th ISIR, pp. 289-298, 1986.
- 5) Strojic, V., “Least square parameter estimation”, Automatica, vol-16, 535-550, 1980.
- 6) Astrom, K. J., and Wittenmark, B., “Self-tuning controllers based on pole-zero placement”, Proc. IEE, vol-127, Pt. D., no-3, pp. 120-130, 1980.
- 7) Allidinal, A. Y. and Hughes, F.M., “Generalised self-tuning controller with pole assignment”, Proc. IEE, vol-127, Pt. D., no-1, PP. 13-18, 1980.
- 8) Vukobratovic, M., Stokic, D. and Kircanski, N., “Non-adaptive and adaptive control of manipulation robots”, Springer-Verlag, 1985.
- 9) 이승원, 이종원, 양태규, 이상효, “적응 극점 배치에 의한 로봇 매니퓰레이터의 제어”, 전기. 전자 공학 학술 대회 논문집, pp. 241-243, 1987.
- 10) G. Tjokro and S.L. Shah, “Adaptive PID Control”, Proc. ACC, vol-3, pp. 1528-1534, 1985.
- 11) E. Freund, “Fast Nonlinear Control with Arbitrary Pole Placement for Industrial Robots and Manipulators”, Int. J. of Robotics Reserach, vol-1, pp. 65-78, 1982.
- 12) R. J. Norcross, “Pole Placement Methods for Multivariable Control of Robotic Manipulators”, ASME, vol-108, Dec. PP. 340-345, 1986.