

매니플레이터의 실시간 적응제어

정 찬수*, 이 상철**, 나 채 동**, 오 구 준*

* 송실대 전기공학과, ** 대유공전대 전기과

Real time Adaptive control of the Manipulator

C. S. Chung*, S. C. Lee**, C. D. Na**, O. K. Koo*,

* Dept. of Electrical Engineering, Soongsil Univ.

** Dept. of Electrical Engineering, Daeyeu Tech. College

ABSTRACT

In this paper, an indirect adaptive controller for manipulator which is composed of two controller structure is considered.

One is feedforward controller in which the dynamics equation solved and the other is feedback controller in which the output error compensated. This controller has a good performance, but the computation burden of the feedforward controller keep from real time control.

At this point, we proposed the two time adaptive controller where the sampling time of the feedforward controller is quite longer than that of the feedback controller.

By the computer simulation, this proposed two time adaptive controller shows good performance in the view of accuracy in spite of decreasing computational burden.

1. 서 론

오늘날의 작업 공정분야는 제조분야의 경비절감과 다양한 요구를 만족하기 위하여 다중종 소량생산 체제의 전환 및 생산설비의 자동화, 고속화, 유연화등이 추구하고 이러한 요구를 만족시키는데 있어서 로봇은 반송작업, 조립작업 및 기구작업 등 다양한 동작기능을 수행하는 역할을 한다.

이에따라 로봇을 제어하는 많은 연구가 진행되고 있는바, 로봇 매니플레이터의 동력학을 선형화시키는 선형화방식과^[1] 역동력학 모델을 이용한 토오르 계산방식(Computed Torque Methods)^{[2], [3], [4]} 등의 많은 방식이 개발되고 있다. 그러나, 위의 제어방식들은 로봇 매니플레이터 자체의 비선형적인 구조와 링크 사이의 강한 결합성으로 인하여 단순한 작업의 경우에는 비교적 정확하게 작업을 수행하고 있으나, 고속으로 운전하는 경우에는 정확성이 저하되기 때문에 이러한 문제를 해결하기 위하여 여러 제어기법들이^{[5], [6]} 개발되고 있다.

제어기법 중에서 적응 제어기법은 부하의 변동에 따라 이득값을 조정할 수 있기 때문에 로봇 동적모델

의 파라미터를 정확히 알지 못하는 경우에 유리한 방식이다^{[6], [7], [8]}.

적응 제어기법은 직접방식(Direct Method)과^[9] 간접방식(Indirect Method)^{[2], [3]}으로 구분하기도 한다. 직접방식은 원하는 궤적을 따라 가도록 이득을 조정하는 전향제어기와 시스템이 안정하도록 오차를 줄이는 적응제어기로 구성되어 있다. 이 방식은 적응제어기의 이득상수들이 매니플레이터의 기준궤적과 실제궤적과의 오차만을 함수로 하여 결정되며 비교적 단순한 형태로 되어 있기 때문에 실시간 제어에는 유리한 장점이 있다. 그러나, 매니플레이터는 위치, 속도, 가속도에 민감한 시변 시스템이고 비선형이므로 오차만을 함수로 하는 적응제어의 경우에는 그 정밀성에 한계가 있다. 이에 비해 간접방식은 직접방식에서의 전향제어에 동력학 방정식을 사용하여 토오르를 계산하고, 적응제어기는 기준궤적과 실제궤적의 오차를 함수로 하여 시스템의 이득을 조정하여 시스템이 안정하도록 하는 것이다. 이 방식은 시스템의 제어 구간별로 동력학 방정식과 제어기의 이득을 구함으로써 시스템의 시변 및 비선형성으로 인한 오차를 최소화 시킬 수 있는 장점이 있다. 그러나, 이들 시스템에서는 동력학 방정식 자체가 가지고 있는 복잡성으로 인해 계산에 많은 시간을 필요로 하기 때문에 실시간 제어가 어렵다. 이에 Lee^[10]는 개선된 간접방식을 제안하였는데, 이 방식은 실시간 제어에 유리하도록 동력학 방정식의 갱신구간을 적응제어기에 비해 10배 길게하여 기존의 간접방식에 비해 계산량을 줄임으로써 실시간 제어에 유리함을 논하였다.

본 연구에서는 Lee가 제안한 개선된 간접방식에서 제어기의 갱신구간을 일정히 하면서 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간을 여러 단계로 변화시켰을때 시스템의 성능을 고찰하고자 한다.

본 논문의 구성은 II장에서 매니플레이터의 동력학 방정식의 선형화 섹션모델을, III장은 시스템 모델을 추정하는 간접 적응기법을 적용하여 점근적인 안정도 해석을, IV장에서는 2개의 샘플링 시간을 갖는 제어기를 설명하였으며, V장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과를 고찰하였다.

I. 동력학 방정식의 선형화 모델

매니플레이터의 동력학 방정식은 매니플레이터의 동력학 작용을 수학적 방정식을 이용하여 표시하는 것으로, 매니플레이터 운동을 컴퓨터로 시뮬레이션 할 때 유용하다.

n개의 관절을 가지고 있는 로보트 매니플레이터의 동력학은 초기의 제어모모크 $T_0(t)$ 와 초기 관절의 각 위치, 각속도 및 각가속도 벡터를 $\theta_0(t), \dot{\theta}_0(t), \ddot{\theta}_0(t)$ 라 하면 식(1)과 같다.

$$M(\theta_0)\ddot{\theta}_0(t) + N(\theta_0, \dot{\theta}_0) + G(\theta_0(t)) = T_0(t) \quad (1)$$

작업공간에서 로보트 매니플레이터의 초기값에 해당하는 동작점 P에서 모모크 벡터 $T_0(t)$ 가 $\Delta T_0(t)$ 만큼 섭동하여 $T(t) = T_0(t) + \Delta T_0(t)$ 로 되고, 이에 따른 관절각 벡터에서의 섭동 $\theta_0(t)$ 가 $\Delta \theta(t)$ 만큼 섭동되어 $\theta(t) = \theta_0(t) + \Delta \theta(t)$ 로 되었다면, 비선형인 로보트 매니플레이터의 모델(1)은 다음과 같이 쓸 수 있다.^[12]

$$M(\theta_0 + \Delta \theta)(\ddot{\theta}_0 + \Delta \ddot{\theta}) + N(\theta_0 + \Delta \theta, \dot{\theta}_0 + \Delta \dot{\theta}) + G(\theta_0 + \Delta \theta) = T_0 + \Delta T \quad (2)$$

동작점 P에서, 벡터 N과 G를 테일러급수를 이용하여 정리하고 고차항을 무시하면 다음과 같이 된다.

$$A(\ddot{\theta}_0 + \Delta \ddot{\theta}) + N(\theta_0, \dot{\theta}_0) + B\Delta \ddot{\theta} + C\Delta \dot{\theta} = T + \Delta T \quad (3)$$

여기서, $A = M(\theta_0 + \Delta \theta) \approx M(\theta_0)$,

$$B = \left[\frac{\partial N}{\partial \theta} \right]_P, \quad C = \left[\frac{\partial N + \partial G}{\partial \dot{\theta}} \right]_P \text{ 이다.}$$

그러면, 초기상태에서의 동력학방정식(1)은 다음과 같이 간략화하여 구할 수 있고, 링크와 부하의 파라미터가 제어법칙의 경신속도에 비해 천천히 변한다고 가정하면, 이들 파라미터는 섭동구간에서 상수로 간주할 수 있다.^[12]

$$A\Delta \ddot{\theta} + B\Delta \dot{\theta} + C\Delta \theta = \Delta T \quad (4)$$

II. 간접 적응 제어 기법

n개의 관절을 가진 매니플레이터의 동력학 방정식(1)은 다음과 같이 n개의 선형시불변 시스템으로 표시할 수 있다.^{[6][7]}

$$\dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + B_i u_i(t) + \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \quad (5)$$

여기서, x_i 는 $n_i \times 1$ 인 1번째 부시스템의 상태벡터, u_i 는 $n_i \times 1$ 인 입력벡터, A_i 와 A_{ij} 는 같은 차수의 상수 행렬이고, B_i 는 $1 \times n_i$ 의 상수행렬이다. 전체 시스템의 상태벡터 $x(t) = [x_1^T(t), x_2^T(t), \dots, x_n^T(t)]^T$, 입력 벡터 $u(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)]^T$, $n_i \times n_i$ 행렬 A_i 와 $n_i \times 1$ 행렬 B_i 는 가제어 포준형으로, $n_i \times n_j$ 행렬 A_{ij} 는 다음과 같이 주어진다.^[12]

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ a_{i1} & a_{i2} & \dots & a_{in} \end{bmatrix}, \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$n_i \times n_j$ 행렬 A_{ij} 는 다음과 같다.

$$A_{ij}^{pq} \leq \mu_{ij} \quad p < q \quad (7)$$

여기서, $p = 1, 2, \dots, n_i, q = 1, 2, \dots, n_j$ 이다.

가정 1.

A_{ij} 는 A_i 의 pq 번째 요소로서 μ_{ij} 는 기지의 상수이다. 또한, 이때의 계수값은 미지이나 경계값은 알고 있는 것으로 한다.

본 연구는 각 부시스템에서의 상태 $x_i(t)$ 가 0이 되도록 하여 전체시스템이 점근적으로 안정하도록 하는 것이다. 이를 위해 행렬 $[A_{mi}, B_{mi}]$ ($i = 1, 2, \dots, n$)를 기준모델의 가제어한 행렬상이라 가정한다.^[7] 식(5)를 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_i(t) = A_{mi} x_i(t) + B_{mi} u_i(t) + (A_i - A_{mi}) x_i(t) + (B_i - B_{mi}) u_i(t) + \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \quad (9)$$

시스템(9)를 제어하기 위해 다음과 같은 1번째 부시스템의 제어기를 구성한다.

$$\delta u_i(t) = -(F_i(t) + K_i) \delta x_i(t) - G_i(t) \delta u_i(t) \quad (10)$$

여기서, $F_i(t)$ 와 $G_i(t)$ 는 매개변수 적응법칙이고, K_i 는 다음의 관계를 만족하는 상수행렬이다.

$$K_i = B_{mi}^T P_i \quad (11)$$

식(11)에서 대칭 정실행렬 P_i 는, 대칭 정실행렬 Q_i 와 상수 α_i 에 대하여 다음과 같은 Riccati 방정식을 만족하는 해이다.^[6]

$$(A_{mi} + \alpha_i I_{n_i})^T P_i + P_i (A_{mi} + \alpha_i I_{n_i}) - P_i B_{mi} B_{mi}^T P_i + Q_i = 0 \quad (12)$$

각 부시스템의 적응제어기(10)을 시스템(9)에 가하면 페루우프 시스템은 다음과 같다.

$$\dot{x}_i(t) = (A_{mi} - B_{mi} K_i) x_i(t) + (A_i - A_{mi} F_i(t)) x_i(t) + (B_i - B_{mi} - B_{mi} G_i(t)) u_i(t) + \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \quad (13)$$

식(13)에서 $(A_{mi} - B_{mi} K_i)$ 는 α_i 의 안정도를 가지는 안정행렬이다.

가정 2. 정합 조건

주어진 A_i, B_i 및 A_{mi}, B_{mi} 에 대하여 다음 관계를 만족하는 상수행렬 F_i^* 와 G_i^* 가 존재한다.

$$A_i - A_{mi} = B_{mi} F_i^* \quad (14)$$

$$B_i - B_{mi} = B_{mi} G_i^*$$

위의 가정 2.에서 행렬 $[A_i - A_{mi}]$ 와 $[B_i - B_{mi}]$ 는 벡터 B_{mi} 의 행벡터에 선형종속이 됨을 알 수 있다.^[12] Lyapunov의 안정이론에 의한 매개변수 적응법칙은 다음과 같다.

$$\dot{F}_i(t) = \Gamma_{1i} K_i \delta x_i(t) \delta x_i^T(t) \quad (15)$$

$$\dot{G}_i(t) = \Gamma_{2i} K_i \delta x_i(t) \delta u_i^T(t)$$

여기서, Γ_{1i}, Γ_{2i} 는 대칭이고 정실인 적응 이득행렬이다. 식(14)의 정합조건을 이용하여 페루우프시스템(13)을 정리하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_i(t) = (A_{mi} - B_{mi} K_i) x_i(t) + B_{mi} (F_i^* - F_i(t)) x_i(t) + B_{mi} (G_i^* - G_i(t)) u_i(t) + \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \quad (16)$$

전체 시스템의 안정은 다음의 정리를 통해 보장된다.

<정 리>

대칭 행렬 L의 lj번째 요소 ℓ_{lj} 가 음의 값이 되도록 차수 n 인 $\alpha_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 를 선정 한다면 식(16)의 페루우프 시스템은 안정하다. 즉,

$$\ell_{lj} = \begin{cases} -\lambda_m [Q_i + P_i B_m B_m^T P_i + 2\alpha_i P_i] / \lambda_m (P_i) & : l=j \\ \|A_{li}\| + \|A_{lj}\| & : l \neq j \end{cases} \quad (17)$$

여기서, P_i 는 식(12)의 해이고, $\lambda_m[\cdot]$ 는 정방 행렬 $[\cdot]$ 의 최소 고유치, $\lambda_M[\cdot]$ 는 $[\cdot]$ 의 최대 고유치이다.

증명) $\Delta F_i(t)$ 와 $\Delta G_i(t)$ 가 다음과 같다 하자.

$$\begin{aligned} \Delta F_i(t) &= F_i(t) - F_i^* \\ \Delta G_i(t) &= G_i(t) - G_i^* \end{aligned} \quad (18)$$

정합조건(14)를 이용하면 페루우프 시스템(16)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= (A_i - B_i K_i) x_i(t) - B_m \Delta F_i(t) x_i(t) \\ &\quad - B_m \Delta G_i(t) u_i(t) + \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \end{aligned} \quad (19)$$

Lyapunov 함수를 다음과 같이 선정한다.

$$\begin{aligned} V(t) &= \sum_{j=1}^n \{ x_j^T(t) P_j x_j(t) + \text{Tr}(\Delta F_j^T(t) \Gamma_{j1}^{-1} \Delta F_j(t)) \\ &\quad + \text{Tr}(\Delta G_j^T(t) \Gamma_{j2}^{-1} \Delta G_j(t)) \} \end{aligned} \quad (20)$$

시간 t에 대하여 미분하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \sum_{j=1}^n \{ 2\text{Tr}(\Gamma_{j1}^{-1} \Delta F_j(t) - K_j x_j(t) x_j^T(t))^T \Delta F_j(t) \\ &\quad + 2\text{Tr}(\Gamma_{j2}^{-1} \Delta G_j(t) - K_j x_j(t) u_j^T(t))^T \Delta G_j(t) \\ &\quad - x_j^T(t) [Q_j + P_j B_m B_m^T P_j + 2\alpha_j P_j] x_j(t) \\ &\quad + 2x_j^T(t) P_j \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \} \end{aligned} \quad (21)$$

$V(t)$ 를 계산하기 위해 적응법칙(15)를 이용하면 다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \sum_{j=1}^n \{ -x_j^T(t) [Q_j + P_j B_m B_m^T P_j + 2\alpha_j P_j] x_j(t) \\ &\quad + 2x_j^T(t) P_j \sum_{j=1}^n A_{ij} x_j(t) \} \end{aligned} \quad (22)$$

이 식을 다음과 같은 부등식들을 이용하고 [6], [7],

(1) 실대칭 행렬의 부등식

$$\lambda_m[R_i] \|x_i\|^2 \leq x_i^T R_i x_i \leq \lambda_M[R_i] \|x_i\|^2 \quad (23)$$

(2) Cauchy-Schwarz의 부등식

$$\begin{aligned} x_i^T(t) (P_i A_{ij} x_j(t)) &\leq \|x_i(t)\| \|P_i A_{ij} x_j(t)\| \\ &\leq \|x_i(t)\| \|P_i\| \|A_{ij}\| \|x_j(t)\| \end{aligned} \quad (24)$$

(3) $\|P\| = \max_{x \neq 0} \frac{\|P\| \|x\|}{\|x\|}$ 와 $P_i x = \lambda [P_i] x$ 에서

$$\|P\| \leq \lambda_M [P_i] \quad (25)$$

인 Induced Norm들의 관계를 이용하여 정리하면 식

(22)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \sum_{j=1}^n \{ -\lambda_m [Q_j + P_j B_m B_m^T P_j + 2\alpha_j P_j] \|x_j(t)\| \\ &\quad + 2\lambda_M [P_j] \|x_j\| \sum_{j=1}^n \|A_{ij}\| \|u_j\| \|x_j^T(t)\| \} \\ &= -\lambda_m [P_n] x^T(t) L x(t) \end{aligned} \quad (26)$$

여기서, $\alpha_i (i=1, 2, \dots, n)$ 가 증가할 때 각 j에서 L이 양인 정지값이 될 수 있는 α_i 를 선정한다.

$$\dot{V}(t) \leq 0 \quad (27)$$

가 되기 때문에 위 시스템은 점근안정이 된다. [12]

IV. 2개의 샘플링 시간을 갖는 적응 제어기

본 장에서는 제어기의 경신구간을 일정히 하면서 동력학 방정식의 경신구간을 제어기에 비해 길게함으로써 실시간 제어를 하는데 기존의 방식들 보다 유리한 2개의 샘플링 시간을 갖는 간접 적응 제어기법의 특성을 고찰한다.

미니플레이터의 동력학은 증력, 속도 및 가속도의 함수로서 시스템의 상수가 변하게 되는 시변특성을 가지게 되므로 정밀제어에는 시간에 따라 변하는 시스템의 상수들을 알아야 한다. 그러나, 산업현장에 적용되는 대부분의 로보트는 비교적 빨리 변화하기 때문에 이들 상수들을 시스템 추정방법으로 하는 것은 실시간 제어에는 어려움이 따른다. 현재 이들 시스템 상수를 추정하는 방법은 비선형인 미니플레이터 동력학에서 제어시점의 상태변수 값을 선형화시키고 선형화된 시스템의 상수를 계산하는 방법이 주로 사용된다.

이에 본 연구에서는 시스템의 제어구간마다 동력학 방정식과 제어기의 이득을 구함으로써 시스템의 시변 및 비선형성으로 인한 오차를 최소화 시킬 수 있는 기법을 고찰하는 것이다. 그러나, 이들 시스템에서는 동력학 방정식 자체가 가지고 있는 복잡성으로 인해 계산에 많은 시간을 필요로 하기 때문에 실시간 제어를 위해서는 고속의 마이크로 프로세서가 있어야 하며 미니플레이터의 운전속도가 증가함에 따라 그 가격도 지수적으로 증가한다.

따라서, 간접방식의 계산량이 실시간 제어에 불리한 것은 이 과정에서 동력학 방정식의 계산량에 기인함에 착안하여 동력학 방정식의 계산 경신구간을 제어기의 계산구간에 비해 크게하는 것이다. 즉, 그림 1과 같이 제어기의 계산구간인 n의 경우배 마다 동력학 방정식을 m회 계산하고 그 동안의 시스템의 상수 변화에 의한 시스템 오차는 적응 제어기법에 의해 보상한다.

즉, 동력학 방정식의 샘플링 구간을 T, 적응제어기의 샘플링 구간을 t라 하자. T와 t의 샘플링 구간이 같으면 우수한 성능을 가지게 되며, T를 t보다 크게하면 동력학 방정식의 제어시간을 길게하면 오차값은 증가하겠지만 제어구간이 길어짐에 따라 발생하는 오차가 계산량이 감소하는 만큼에 비례해서 증가하지 않는다 [9]. 따라서, 실시간 제어를 하기 위해서는 동력학 방정식의 샘플링 구간을 길게 해서 계산량을 줄이는 것이 가능하며 이때의 제어기의 성능을 분석, 검토함으로써 T와 t의 크기를 결정하는 자료를 제공하고 자 한다.

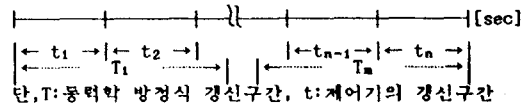


그림 1 동력학 방정식과 제어기의 샘플링 경신간격
Fig. 1 Sampling update interval in the dynamics equation and the controller

즉, 그림 1 에서 동력학 방정식의 샘플링 경신간격을 적절히 선택된 임의의 경우 m의 배수일때 미니플레이터의 동력학을 선형화하는 시스템의 상수를 계산한다. 이 값으로 식(14)의 정합조건을 구한다. 식(14)

의 결합조건으로 구해진 F_1^* 와 G_1^* 는, 식(15)로 F_1 와 G_1 를 구할때 m 배수의 샘플링 갱신간격마다 적분값을 초기값으로 사용하게 된다. 즉, 매 m 회 샘플링 갱신시간의 적분을 초기화 시킴으로써 F_1 와 G_1 를 구하는 적분에서 오차가 누적되는 현상을 방지할 수 있다. 또한, 이와 함께 적절한 m 을 선택함으로써 식(16)의 우선 두번째항과 세번째항을 최소화 시킬 수 있으며 따라서 시스템의 특성이 설계자가 원하는 기준 시스템의 특성을 따르게 된다.

V. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간을 여러 단계로 변화시켰을때 시스템의 수행성능을 시뮬레이션하고 그 결과를 이용하여 동력학 방정식의 특성을 고찰하는 것이다.

본 시뮬레이션은 간접방식에서 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간을 제어기의 갱신구간인 0.01[sec]보다 긴 0.1[sec], 0.3[sec], 0.5[sec]로 하였다.

모델은 그림 2와 같이 수직면에 마찰이 없는 2-링크 매니플레이터로 하였고, 간접 적응 제어기법을 적용시키기 위해 각 링크를 하나의 부시스템으로 하여 그림 3과 같이 제어 시스템을 구성하였다.

시뮬레이션에서 링크-1, 링크-2의 질량 m_1, m_2 와 길이 l_1, l_2 는 $m_1=1.5$ [kg], $m_2=0.5$ [kg], $l_1=l_2=0.3$ [m]로 하였다. 이때, 시스템의 동력학 방정식은 간접 로오크로 $T=[T_1, T_2]^T$ 로, 관절각 벡터를 $\theta=[\theta_1, \theta_2]^T$ 로 하면 다음과 같은 비선형 미분방정식으로 주어진다. [13]

$$T_1 = M_{11}(\theta) \ddot{\theta}_1(t) + N_1(\theta, \dot{\theta}) + G_1(\theta) + m_1 J^T(\theta) [J(\theta) \ddot{\theta} + J(\theta, \dot{\theta}) \dot{\theta} + g_2]_{12}$$

$$T_2 = M_{22}(\theta) \ddot{\theta}_2(t) + N_2(\theta, \dot{\theta}) + G_2(\theta) + m_2 J^T(\theta) [J(\theta) \ddot{\theta} + J(\theta, \dot{\theta}) \dot{\theta} + g_1]_{21}$$

여기서,

$$M(\theta) = \begin{bmatrix} a_1 + a_2 \cos \theta_2 & a_3 + \frac{a_2}{2} \cos \theta_2 \\ a_3 + \frac{a_2}{2} \cos \theta_2 & a_3 \end{bmatrix}$$

$$N(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} -a_2 \sin \theta_2 (\dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + \frac{\dot{\theta}_2^2}{2}) \\ a_2 \sin \theta_2 \frac{\dot{\theta}_1^2}{2} \end{bmatrix}$$

$$G(\theta) = \begin{bmatrix} a_4 \cos \theta_1 + a_5 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ a_5 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix}$$

$$J(\theta) = \begin{bmatrix} l_1 \sin \theta_1 - l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) & -l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \cos \theta_1 + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) & l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ 9.81 \end{bmatrix}$$

여기서, a_1, \dots, a_5 는 로보트의 질량 m_1, m_2 와 길이 l_1, l_2 로부터 구해지는 상수로 다음과 같다.

$$a_1 = (1/3)m_1 l_1^2 + (1/3)m_2 l_1^2 + m_2 l_1^2$$

$$a_2 = m_2 l_1 l_2$$

$$a_3 = (1/3)m_2 l_2^2$$

$$a_4 = (1/2)m_1 g l_1 + m_2 g l_1$$

$$a_5 = (1/2)m_2 l_2$$

그리고, II장의 식(12)에서 사용되는 대칭 정치행렬 Q_1 와 상수 a_1 와 매개변수 적용법칙(15)의 Γ_{11}, Γ_{21} 를 본 시뮬레이션에서는 다음과 같이 선정하였다.

$$Q_1 = 1000I_2, \quad Q_2 = 1500I_2$$

$$a_1 = 5, \quad a_2 = 10$$

$$\Gamma_{11} = 1, \quad \Gamma_{21} = 0.1$$

본 연구에서 사용한 기준궤적은 Cubic Polynomial 기법을 사용하였고 [13], 제어목표는 링크-1, 링크-2의 초기각위치, 각속도를 ($\theta_{R1}=90$ [deg], $\theta_{R2}=0$ [deg], $\dot{\theta}_{R1}=0$ [rad/s], $\dot{\theta}_{R2}=0$ [rad/s])에서 최종 각위치, 각속도는 ($\theta_{R1}=45$ [deg], $\theta_{R2}=45$ [deg], $\dot{\theta}_{R1}=0$ [rad/s], $\dot{\theta}_{R2}=0$ [rad/s])까지를 3[sec]이내에 진행하는 것으로 하였고 이때의 링크-1과 링크-2의 궤적상태는 그림 4와 같다.

적용 제어기의 성능을 평가하기 위해 부하의 상태를 로보트 매니플레이터의 링크-2 자체 만의 무거운 0.5 [kg]으로써 부하를 인가하지 않은 상태를 무부하, 0.5 [kg]의 부하를 인가한 상태를 정적부하의 경우로 하였다.

기준 궤적에서 매니플레이터가 무부하 상태와 정적부하 상태인 경우 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간을 0.1[sec]에서 0.5[sec]까지 3단계로 조정하면서, 이때의 정밀성과 계산량을 고찰하였다.

(1) 정밀성 비교

그림 5 - 그림 8은 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간이 0.1[sec]에서 0.5[sec]까지의 무부하시의 오차값이고, 그림 9 - 그림 12까지는 정적부하시의 오차값이다.

표 1은 무부하시와 정적부하시의 최대오차와 최종오차의 값을 비교한 것이다.

표 1 각 부하 상태에서의 최대오차, 최종오차.

Table 1. Maximum, final errors an each load.

링 크	링 크	최대 오차 [deg]				최종 오차 [deg]			
		A	B	C	D	A	B	C	D
무 부하	1	0.001	0.013	0.030	0.050	0.000	0.000	0.001	0.001
	2	0.000	0.014	0.033	0.053	0.000	0.001	0.001	0.001
정적 부하	1	0.033	0.037	0.052	0.074	0.030	0.030	0.030	0.031
	2	0.002	0.013	0.032	0.051	0.000	0.001	0.001	0.001

단, 동력학 방정식의 계산구간

$$A:0.01[\text{sec}], B:0.1[\text{sec}], C:0.3[\text{sec}], D:0.5[\text{sec}]$$

위 결과로부터 무부하시와 정적부하시의 위치오차는 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간이 증가할수록 오차값이 증가하고 있으나 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간이 증가하는 만큼에 해당하는 오차가 발생되지 않음을 알 수 있다.

(2) 계산량 비교

표 2는 간접방식에서 각 부분별로 한번 계산한 계산량이고, 표 3은 동력학 방정식의 샘플링 갱신구간을 변화시켰을때 3[sec]까지의 총 계산량이다.

표 3에서 알 수 있듯이 동력학 방정식의 계산구간을 길게함에 따라 계산량은 지수적으로 감소함을 알 수 있기때문에 실시간 제어에 유리하다.

표 2 간접방식의 각 부분별 계산량
Table 2 Computational complexity
in the indirect method

	곱셈수	덧셈수
Newton-Euler 시스템	117n-24	103n-21
적용 제어기	51n	25n
적용 법칙	28n	8n
시스템 모델	54n	33n
계	250n-24	169n-21

표 3 동력학 방정식의 제어구간 3[sec]내에서의
총계산량 비교

Table 3 Total computation compare of the dynamics
equations in during control time 3[sec]

계산량	동력학 방정식의 경신구간 [sec]			
	0.01	0.10	0.30	0.50
곱셈수	35100n-7200	3510n-720	1170n-240	702n-144
덧셈수	30900n-6300	3090n-630	1030n-210	618n-126

Ⅶ. 결론

동력학 방정식의 계산구간과 적응제어기의 샘플링 시간이 같은 것이 일반적인 제어기 구성방식이나 동력학 방정식의 계산식이 복잡하여 실시간 제어에 어려움이 있으므로 동력학 방정식의 계산구간을 길게하는 두가지 시간 제어방식이 제안되었다. 본 연구는 이 두가지 시간 제어방식의 특성과 동력학 방정식의 계산구간의 변화에 따른 상관관계를 시뮬레이션을 통하여 연구 검토함으로써 샘플링 시간선택에 유익한 자료를 제공하고 있다.

연구 결과 동력학 방정식의 계산량은 샘플링 경신구간의 증가분 만큼만 반비례하여 감소함을 알 수 있었다. 이때의 성능은 계산량이 감소한 만큼의 오차가 증가하지 않았기 때문에 실시간 제어가 가능함을 확인할 수 있었다.

참고문헌

[1]. R. Paul "Manipulator cartesian path control" IEEE Trans. Vol.SMC-9, No.11,pp702-711, 1979.
 [2]. S. Dubowsky, D. J. Desforges "The application of model referenced adaptive control of robotic manipulators" J. Trans. ASME. Vol.101, No. 9, pp 225-232, 1979.
 [3]. A. Kolvo, T. H. Guo "Adaptive linear control-ler for robotic manipulators" IEEE Trans., Vol. AC-28, No. 2, pp 233-242, 1983.
 [4]. C. S. G. Lee, M. J. Chung "An adaptive control strategy for mechanical manipulators" IEEE Trans. Vol. AC-29, No. 9 pp 837-840, 1984.
 [5]. S. Nicosia, P. Tomei "Model reference adaptive control algorithms for industrial robots " Automatica, Vol.20, No. 5, pp 635-644, 1984.

[6]. A. Hmamed, L. Radouane, "Decentralized non-linear adaptive feedback stabilisation of large-scale interconnected systems", IEE Proc., Vol.130, Pt. D, NO. 2, pp 57-62, 1983.
 [7]. 유준, 변중남, 윤명중, "시스템 파라미터가 불확실한 대규모 선형연속시간 시스템의 비집중 안정화", 전자공학회지, Vol.22, No.3, pp274-280, 1985.
 [8]. D. T. Garel, D. D. Sijjak "Decentralized adaptive control : Structural conditions for stability" IEEE Trans. Vol. AC-34, No. 4, pp 413-426, 1989.
 [9]. 류기웅, 홍석교 "로봇 매니퓰레이터의 제어를 위한 강인한 적응제어기 설계에 관한 연구" 대한전기학회 종합학술대회 pp 450-455, 1989.11.
 [10]. 이상철, "로봇 매니퓰레이터의 적응제어 방식에 관한 연구", 숭실대학교 박사학위 논문, 1990.12.
 [11]. K. S. Fu, R. C. Gonzalez, C. S. G. Lee, Robotics Control, Sensing, Vision and Intelligence, McGraw-hill, 1987.
 [12]. Y. K. Choi, Z. Bien, "Decentralized Adaptive Control for a Multi-Arm-Type Robot," Int. J. Contr., Vol. 48, No. 4, pp 1715-1722, 1988.

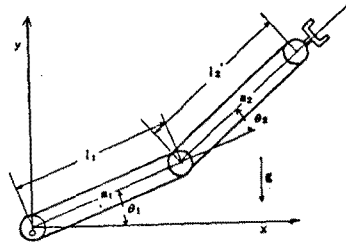


그림 2 2 링크 매니퓰레이터
Fig. 2 2 Link Manipulator

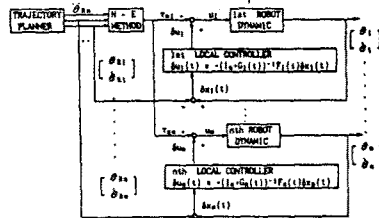


그림 3 n개 관절의 비집중 적응 제어도
Fig. 3 Decentralized Adaptive Control Scheme for n Joints

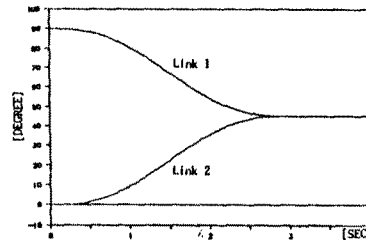


그림 4 링크 1,2의 기준궤적
Fig. 4 Reference Trajectory of Link 1,2

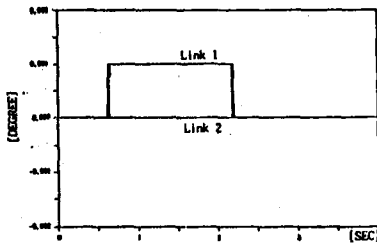


그림 5 무부하시 위치오차(샘플링 시간 0.01[sec])
Fig. 5 Position Errors with No Load (sampling time 0.01[sec])

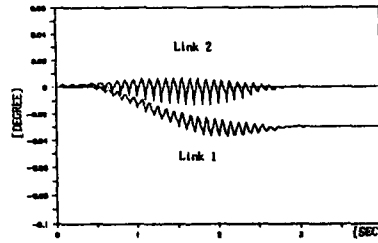


그림 10 정격부하시 위치오차(샘플링 시간 0.1[sec])
Fig. 10 Position Errors with Normal Load (sampling time 0.1[sec])

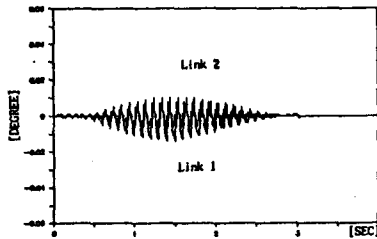


그림 6 무부하시 위치오차(샘플링 시간 0.1[sec])
Fig. 6 Position Errors with No Load (sampling time 0.1[sec])

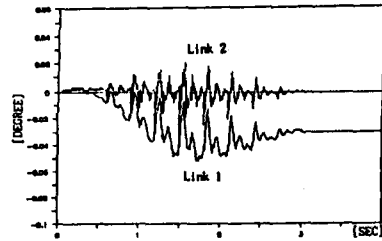


그림 11 정격부하시 위치오차(샘플링 시간 0.3[sec])
Fig. 11 Position Errors with Normal Load (sampling time 0.3[sec])

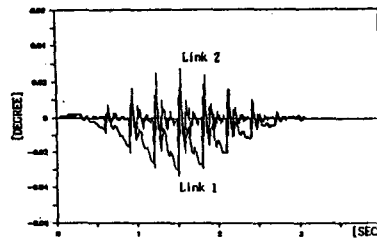


그림 7 무부하시 위치오차(샘플링 시간 0.3[sec])
Fig. 7 Position Errors with No Load (sampling time 0.3[sec])

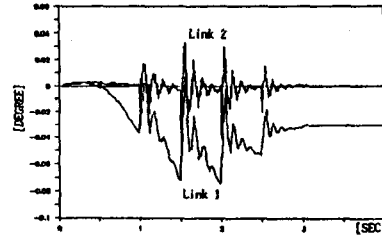


그림 12 정격부하시 위치오차(샘플링 시간 0.5[sec])
Fig. 12 Position Errors with Normal Load (sampling time 0.5[sec])

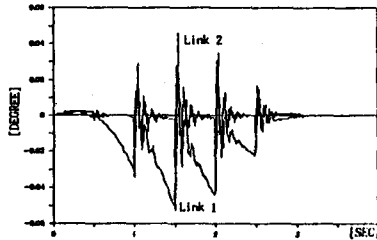


그림 8 무부하시 위치오차(샘플링 시간 0.5[sec])
Fig. 8 Position Errors with No Load (sampling time 0.5[sec])

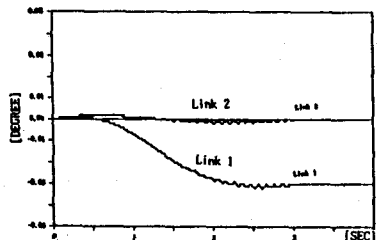


그림 9 정격부하시 위치오차(샘플링 시간 0.01[sec])
Fig. 9 Position Errors with Normal Load (sampling time 0.01[sec])