

MatrixX 와 DSP를 이용한 Robot Manipulator용 비선형 관측기의 상태 피드백에 의한 적응제어기의 실시간 제어

길진수 ° 김영수 홍석교
아주대학교 제어계측공학과

A Real-time Control of Adaptive Controller via Non-linear Estimated State Feedback for Robot Manipulator using MatrixX and DSP

Jin-Soo Gil ° Young-Soo Kim Suk-Kyo Hong
Department of Control and Instrumentation Engineering, Ajou University

Abstract

In this paper, an adaptive nonlinear observer using new Off-line algorithm is proposed to reduce the computing time. The estimated velocity data obtained from the control scheme is more accurate than that by the normal interpolation method when the velocity to be estimated is at the low speed or the fast speed.

It is also shown that the adaptive controller based on AC100/C30 is useful for implementing the real-time controller.

1. 서론

로보트 매니퓰레이터는 각 관절의 상태변수가 링크 상호간에 결합되고 부하 및 작업환경에 따라 파라메터값들도 변하는 고도의 비선형 시스템이다[1].

이러한 로보트의 특성상 지금까지의 많은 로보트 제어 알고리즘들은 시스템에 존재하는 부정확한 모델링이나 물리적 Parameter에 대한 정확한 정보를 필요로 하지 않는 제어 방식이 주종을 이루고 있다. 이러한 문제를 다루고자 제안된 접근 방식 중 첫 번째 방식은 High Gain이나 Tracking Error에 의존하는 비선형 Feedback을 구성하여 Model Parameter의 부정확성으로 인한 효과를 억누르고자 한 "강인 제어(Robust Control)" 방식이다.

두 번째 방식은 Adaptation Loop를 구성, 미지의 Model Parameter를 추정하여 제어법칙을 이루는 "적응 제어(Adaptive Control)" 방식[1~2]으로써 로보트 모델링의 부정확성을 상호작용하기 위하여 제안되어온 제어방식이다.

그러나 기존의 강인제어거나 적응제어기는 페루프 시스템의 안정된 주동을 위해 완전한 상태 피드백을 요구하며 이것은 로보트의 각 조인트에 대한 위치, 속도 모두 측정되어야 한다는 것을 의미한다. 실제로 속도 검출 문제는(엔코더로 측정할 수 있는) 정확한 위치 측정량으로부터 계산되어지는 시간-미분 근사방식에 의해 해결되고 있다. 이러한 속도 측정 방식은 중속의 범위 안에서는 적합하나 고속이나, 저속의 범위 내에서는 몇 가지 문제점을 내포하고 있다. 이는 고속에서는 상대적으로 짧은 Sampling Time을 필요로 하고, 저속에서는 이 위치 정보에서 부정확한 속도가 산출되어 전다는 점이다.

이러한 때에 위치와 같은 직접적인 측정값만을 가지고 시스템의 불확실성(Uncertainties)에 대처하면서 비선형 시스템의 Dynamics를 안정화시키기 위한 속도 추정용 비선형 관측기(Nonlinear Observer)가 제안되었다[3~9].

비선형 관측기는 소위 "Pseudo-Linearization"방식[10]과 "Sliding Mode"방식[5]에 기초를 두고 연구되어왔다. 두 접근방

식에서의 기본적인 차이점은 전자의 방식은 로보트의 상태공간 표현의 벡터 Field의 분석 가능성을 가정하는 것이고, 후자의 접근방식은 가변구조 시스템에 그 기초를 두고 있으며, Coulumb 마찰력과 같은 불연속 비선형성의 요소를 보다 자연스럽게 수용할 수 있다는 것이다.

Sliding방식 외의 다른 방식인 High-Gain Smooth 제어방식이 [1]에서 제시되었으나 이들의 접근방식 또한 무한대의 Gain이 사용되지 않는 한 완벽한 Tracking이 보장되지 않아 결과로써 Uniformly Ultimate Stability(UUS)를 나타내었다.

로보트 모델의 파라메터가 불확실한 경우[6~7], [7]에서는 불확실한 선형 시스템과 이의 로보트의 적용에 관한 "Leitmann" 개념에 따라 "강인 제어"방식을 제안하였다. 그러나 불연속 Switching 함수를 Saturation 비선형 제어로 대치함으로써 Chattering은 줄었으나 접근적인 안정도는 상실되고 UUS나 실제적인 안정도(Tracking Error는 Zero가 되지 않으나 제한된 범위 내로 들어오는)로 대체되었다.

한편, [8]에서는 비선형 관측기를 이용하여 속도를 추정하는 대신 Polynomial Bound와 High-Pass Filtered Position Feedback을 사용, 속도 피드백으로 대치하여 LTI 시스템에서의 전통적인 기법에 의해 합성되는 Lead 보상기와 Feed-Forward Dynamics에 의해 합성된 Bias 신호를 조합한 Lead+Bias 제어기를 로보트 매니퓰레이터에 적용하여 추종 예리에 대한 Uniformly Ultimate Boundness를 보여주고 있다.

본 논문에서의 속도 추정에 의한 적용 제어기는 시스템의 모델 파라메터는 알지 못하며 속도의 측정은 부정확하다고 가정을 하고 State-Observation과 파라메터 Adaptation을 동시에 수행한다. 또한 적용제어기가 가지는 단점중의 하나인 많은 온라인 계산량을 줄인 새로운 오프라인 계산 알고리즘을 침가한 비선형 관측기를 제시하였다.

제시된 알고리즘의 안정도 판별을 위해 MatrixX를 사용하였고, 실시간 제어기를 위해 DSP로 구성된 AC100/C30 제어기를 이용하여 H/W를 구성하였다.

2. 비선형 관측기에 의한 적응 제어기

2.1 로보트 매니퓰레이터의 동력학 모델

자유도가 n인 강체 로보트 매니퓰레이터의 동력학 모델은 비선형 마찰력을 무시한 경우 다음 식으로 표현된다[1].

$$H(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + r_g(q) = Y(q, \dot{q}, \ddot{q}) \theta = \tau \quad (2.1)$$

여기서, $q \in R^n$ 는 조인트 범위 벡터를 나타내고 $\tau \in R^n$ 는 각 조인트에 가해지는 토크벡터, $H(q) \in R^{n \times n}$ 는 관성행렬,

$C(q, \dot{q}) \dot{q} \in R^n$ 는 전향력과 편향력 벡터, $\tau_g(q) \in R^n$ 은 중력벡터를 나타낸다. 그리고 $\theta \in R^m$ 는 기구적인 요소와 동력학적인 요소로 이루어진 파라메티 베티이고 $Y \in R^{n \times m}$ 는 상태변수의 정보를 담고 있는 Regression Matrix를 나타낸다. 또한 추정기 설계를 위해 상태변수 벡터를 식 (2.2)와 같이 정의하였다.

$$x_1 = q, x_2 = \dot{q} \quad (2.2)$$

2.2 적응 제어기

적응제어기[1~2]는 상태의 측정 가능 가정하에 파라메티 불확실성에 의한 영향을 감소시키는 방법으로 발전되어 왔다. Slotine의 [2]에서는 다음과 같은 보조변수(기준궤적)를 사용하여 정상상태의 오차를 0으로 보내는 다음과 같은 globally stable한 적응체이기를 제시하였다.

$$\ddot{z} = \dot{q}_d - \Lambda \tilde{q}, \tilde{z} = \ddot{q}_d - \Lambda \dot{q}, s = x_2 - \dot{z} = \dot{q} + \Lambda \tilde{q} \quad (2.3)$$

$$\tau_0 = \hat{H}(x_1) \ddot{z} + \hat{C}(x_1, x_2) \dot{z} + \hat{\tau}_g(x_1) - K_D s \quad (2.4a)$$

$$\hat{\theta} = -\Gamma^{-1} Y^T(x_1, x_2, \dot{z}, \ddot{z}) s \quad (2.4b)$$

여기서, $\hat{H}(\cdot)$, $\hat{C}(\cdot)$, $\hat{\tau}_g(\cdot)$ 는 $H(\cdot)$, $C(\cdot)$, $\tau_g(\cdot)$ 의 미지 파라메티의 추정치에 대한 값을 나타내며 $\tilde{q} = x_1 - q_d$ 는 위치 추종오차벡터, Λ 는 양의 한정 상수 대각행렬, s 는 슬라이딩 평면(Sliding Surface)을 나타낸다.

2.3 비선형 슬라이딩 속도 추정기에 의한 적응제어기
실제 속도 x_2 를 모른다고 가정하고, 다음과 같은 새로운 변수와 식(2.3)~(2.4)를 사용한 속도 추정에 의한 새로운 제어법칙은 다음과 같다[7].

$$\ddot{z} = \dot{q}_d - \Lambda(\hat{x}_2 - \dot{q}_d) = \ddot{z} - \Lambda \tilde{x}_2 \quad (2.5)$$

$$s' = \hat{x}_2 - \dot{z} = s + \tilde{x}_2 \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \tau &= \hat{H}(x_1) \ddot{z} + \hat{C}(x_1, \hat{x}_2) \dot{z} + \hat{\tau}_g(x_1) - K_D s' \\ &= \tau_0 + \rho(x_1, \dot{z}, \theta) \tilde{x}_2 \end{aligned} \quad (2.7)$$

여기서 τ_0 는 $\hat{H}(x_1) \ddot{z} + \hat{C}(x_1, x_2) \dot{z} + \hat{\tau}_g(x_1) - K_D s$, $\rho(x_1, \dot{z}, \theta)$ 는 $-\hat{H}(x_1)\Lambda - \hat{C}(x_1, \dot{z}) - K_D$ 로 정의되고 \hat{x}_2 는 x_2 의 추정 벡터를 나타낸다. 또한 θ 는 파라메티 벡터 θ 의 추정치이고, s' 는 새로운 슬라이딩 평면을 나타내며 관측에려는 $\tilde{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1$, $\tilde{x}_2 = \hat{x}_2 - x_2$ 로 정의된다.

본 논문에서는 [5]에서 제시된 비선형 속도 추정기를 모델 파라메티의 불확실성을 고려하여 다음과 같이 변형하였다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \hat{x}_2 - \Gamma_1 \tilde{x}_1 - \Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1) \\ \hat{x}_2 &= -\Lambda_2 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1) - \rho(x_1, \dot{z}, \theta)(s' - \Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1)) + v \end{aligned} \quad (2.8)$$

추정기 (2.8)에서 v 는 θ 의 불확실성에 대한 장인성을 부여하기 위해 추가된 요소로써 제어기와 관측기사이의 상호작용을 해석하는데 필요하다. 제어기를 설계함에 있어 s' 와 \tilde{x}_1 , \tilde{x}_2 가 asymptotically zero가 되도록 v 와 θ 를 결정해야 하는데 이는 $\tilde{x}_2 = \Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1)$ 과 $\|\tilde{x}_2\| \leq \lambda_1$ 의 Upper Bound 성질을 이용하면 다음과 같다.

$$v = \begin{cases} -\frac{d(\tilde{x}_2, r)}{\lambda_1} \Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1) & \text{if } \|\Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1)\| \neq 0 \\ 0 & \text{if } \|\Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1)\| = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

윗식에서 함수 d 는 양의 스칼라 함수로써 다음과 같다.

$$\begin{aligned} d &\leq -H^{-1}(x_1) C(x_1, \hat{x}_2) \hat{x}_2 - H^{-1}(x_1) \tau_g(x_1) - H^{-1}(x_1) \tau \\ &\leq \sigma_0 (\|\hat{x}_2\|^2 + \sigma_0 \lambda_1 + \lambda_1^2 + \sigma_1 + \sigma_2) \|r\| \end{aligned} \quad (2.10)$$

여기서 $\sigma_0, \sigma_1, \sigma_2$ 는 각 요소의 상한 상수 값이고,

직용법칙은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta} &= -\Gamma^{-1} Y^T(x_1, \hat{x}_2 - \Lambda_1 \operatorname{sgn}(x_1), \dot{z}, \ddot{z} + \Lambda \Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1)) \\ &\quad \cdot (s' - \Lambda_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}_1)) \end{aligned} \quad (2.11)$$

3. On-line 계산량을 줄인 개선된 제어기

2장에서 제시된 속도 추정 제어기의 단점중의 하나는 $Y(\cdot)$ 가 조인트의 실제 위치, 속도의 합수이기 때문에 반드시 On-line으로 계산되어야 한다는 것이다. 그러나 $Y(\cdot)$ 의 로보트 자유도의 증가에 따른 계산량의 부담으로 인해 실시간 제어기를 구현하는데 있어 많은 문제점이 생기게 된다.

따라서 실시간 제어를 위해 Regression Matrix의 실제 위치, 속도 x_1, x_2 를 원하는 위치, 속도 x_{1d} 와 x_{2d} 로 대체하면 Regression Matrix는 오직 원하는 궤적정보만의 합수가 되므로 미리 계산될 수 있어 전제적으로 온라인 계산량을 줄일 수 있다는 것이 본 논문의 기본 개념이다. 단, 이 경우 안정성에 대한 새로운 해석이 있어야 할 것이다.

추종하고자 하는 궤적의 Regression 행렬로 다시 나타내면 $Y_d(\cdot) \hat{\theta} = \hat{H}(q_d) \ddot{q}_d + \hat{C}(q_d, \dot{q}_d) \dot{q} + \hat{\tau}_g(q_d)$

가 되고, 식(2.3), (2.5)와 식 (3.1)의 Regression Matrix를 이용한 새로운 제어법칙과 적용법칙은 식 (3.2), 식 (3.3)과 같다.

$$\begin{aligned} \tau &= Y_d(\cdot) \hat{\theta} + K_s s' + K_p e + K_a \|e\|^2 s' \\ &= \tau_d + \rho'(\cdot) \tilde{x}_2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\hat{\theta} = -\hat{\theta} = TY_d^T(\cdot) s \quad (3.3)$$

단, τ_d 는 $Y_d(\cdot) \hat{\theta} + K_s s' + K_p e + K_a \|e\|^2 s'$ 이고, $\rho'(\cdot)$ 는 $K_p + K_a \|e\|^2$ 이다. 그리고 K_s, K_p, K_a 는 스칼라 상수 개인이고 Filtered Tracking Error s 는 식 (2.3)으로 정의된다. 또한 T 는 양의 한정 상수 대각 이득 행렬이고 파라메티 에러는 $\hat{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ 로 정의된다. 식 (3.2)에서 $K_a \|e\|^2 s'$ 항은 $Y(\cdot) \theta$ 와 $Y_d(\cdot) \theta$ 의 차이를 보상하기 위해 사용되며 이때, $\|\hat{Y}\|$ 는 다음과 같은 Upper Bound형으로 나타낼 수 있다[12].

$$\|\hat{Y}\| \leq \xi_1 \|e\| + \xi_2 \|e\|^2 + \xi_3 \|s\| + \xi_4 \|s\| \|e\| \quad (3.4)$$

여기서, $\hat{Y} = Y(\cdot) \theta - Y_d(\cdot) \theta$ 이고 $\xi_1, \xi_2, \xi_3, \xi_4$ 는 원하는 궤적과 로보트의 구조(즉, 링크 질량, 링크 길이, 마찰 계수 등등)에 따른 물리적 성질에 따라 변한다.

식 (3.2)와 식 (3.3)으로 주어진 제어법칙의 안정도 판별을 위해 식 (2.3)을 이용하여 식 (2.1)을 $Y(\cdot) \theta$ 와 s 의 항으로 다시 쓰면 식 (3.5)가 되고, 이식에 $Y_d(\cdot) \theta$ 를 더하고 빼면 식 (3.6)이 된다.

$$H(q) \dot{s} = -C(q, \dot{q}) s + Y(\cdot) \theta - \tau \quad (3.5)$$

$$H(q) \dot{s} = -C(q, \dot{q}) s + Y_d(\cdot) \theta + \hat{Y} - \tau \quad (3.6)$$

식 (3.2)의 제어법칙을 식 (3.6)에 대입하면 식 (3.7)이 되고

$$\begin{aligned} H(q) \dot{s} &= -C(q, \dot{q}) s + Y_d(\cdot) \theta + \hat{Y} - K_p s \\ &\quad - K_p e - K_a \|e\|^2 s - \rho'(\cdot) \tilde{x}_2 \end{aligned} \quad (3.7)$$

LFC(Lyapunov Function Candidate)를 다음과 같이 정의하였다.

$$V = \frac{1}{2} s^T H(q) s + \frac{1}{2} K_p e^T e + \frac{1}{2} \dot{\theta}^T T^{-1} \dot{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{x}_2^T \tilde{x}_2 \quad (3.8)$$

식 (3.8)을 한번 미분한 다음 식 (3.7)을 대입하여 \dot{V} 를 구하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &= K_p e^T \dot{e} - K_p s^T e - K_a s^T s - K_a \|e\|^2 s^T s \\ &\quad + s^T \dot{Y} + \tilde{x}_2^T \tilde{x}_2 - s^T \rho' (\cdot) \tilde{x}_2 \\ &\quad + \dot{\theta}^T T^{-1} \dot{\theta} + s^T Y_A (\cdot) \dot{\theta} \\ &\quad + \frac{1}{2} s^T [\dot{H}(q) - 2C(q, \dot{q})] s \end{aligned} \quad (3.9)$$

가 되고, 식 (3.9)에서 매니퓰레이터의 Skew-Symmetric 성질[4]과 적응법칙 식(3.2)를 식 (3.9)에 대입하면 식 (3.9)의 마지막 라인이 0이 되며, 다시 식 (2.3)을 이용하여 간단하게 하면

$$\dot{V} = -K_p e^T e - K_a s^T s - K_a \|e\|^2 s^T s \quad (3.10)$$

$$+ s^T \dot{Y} - \tilde{x}_2^T \Lambda_0 \tilde{x}_2 + \tilde{x}_2^T [\eta + v]$$

가 된다. 식 (3.4)와 $-\frac{\tilde{x}_2^T \tilde{x}_2}{\|\tilde{x}_2\|} \leq \frac{\|\tilde{x}_2\|^2}{\|\tilde{x}_2\|} \leq \|\tilde{x}_2\|$ 의 관계식으로

부터 \dot{V} 에 대한 Upper Bound를 구하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -K_p \|e\|^2 - K_a \|s\|^2 - K_a \|e\|^2 \|s\|^2 \\ &\quad + \xi_1 \|e\| \|s\| + \xi_2 \|e\|^2 \|s\| \\ &\quad + \xi_3 \|s\|^2 + \xi_4 \|s\|^2 \|e\| - \lambda_0 \|\tilde{x}_2\|^2 \end{aligned} \quad (3.11)$$

와 같이 되고, 식 (3.11)을 제곱의 항으로 변형한 다음 공통 항을 빼내고 재정리하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -(K_p - \frac{\xi_2}{4}) \|e\|^2 - (K_a - \xi_3 - \frac{\xi_4}{4}) \|s\|^2 + \xi_1 \|e\| \|s\| \\ &\quad - \xi_2 \|e\|^2 [\frac{1}{2} - \|s\|]^2 - \xi_4 \|s\|^2 [\frac{1}{2} - \|e\|]^2 \\ &\quad - (K_a - \xi_2 - \xi_4) \|e\|^2 \|s\|^2 - \lambda_0 \|\tilde{x}_2\|^2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

와 같이 된다. 만일 식 (3.12)에서 제어 이득 K_a 가 $K_a > \xi_2 + \xi_4$

로 선택된다면 식 (3.12)의 두번째라인은 Negative가 되어 \dot{V} 에 대한 새로운 Upper Bound를 얻을 수 있고, $\dot{V} \leq -x^T \bar{Q} x$ 와 같은 형태의 행렬로 나타낼 수 있다[12].

여기서 $\bar{Q} = \begin{bmatrix} K_p - \frac{\xi_2}{4} & -\frac{\xi_1}{2} \\ -\frac{\xi_1}{2} & K_a - \xi_3 - \frac{\xi_4}{4} \end{bmatrix}$ 이고, $x = \begin{bmatrix} \|e\| \\ \|s\| \end{bmatrix}$ 이

다. 만약 행렬 \bar{Q} 가 Positive Definite가 되도록 $K_a > \frac{\xi_1}{2} + \frac{\xi_2}{4}$,

$K_a > \frac{\xi_1}{2} + \xi_3 + \frac{\xi_4}{4}$ 를 설정한다면 행렬 \bar{Q} 는 Positive Definite가 되어 \dot{V} 는 Negative Semidefinite가 될 것이다. 따라서 Barbalat's Lemma를 이용하면 $\lim_{x \rightarrow 0} \dot{V} = 0$ 되므로

$$\dot{V} \leq -x^T \bar{Q} x$$
로 부터 $\lim_{x \rightarrow 0} \begin{bmatrix} e \\ s \end{bmatrix} = 0$ 라는 것을 알 수 있다.

제어기의 전체 구조를 그림 1에 나타내었다.

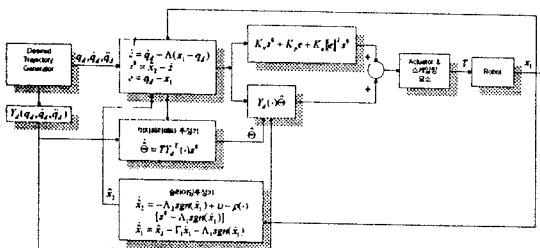


그림 1 제어기의 블록도

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 시뮬레이션

본 논문에서는 시뮬레이션을 하기 위해 MatrixX의 System Build(SB)를 사용하였고, 시뮬레이션 과정에서 결정된 각종 이득을 이용하여 AC100C30에 의한 H/W 구성을 하였다. 시뮬레이션

모델로써 5자유도를 갖는 수직다관절형 로보트 SCORBOT-ER7를 대상으로 하였고 이중 2개의 회전축을 대상으로 제어기와 속도추정기에 대한 모의 실험을 하였다.

로보트의 동력학적 수식은 Mathematica를 이용하여 구하였으며 여기서 생성된 수식은 SB의 USR을 위한 C함수로 작성되었다. SB에 의한 시뮬레이션 모델은 그림 2와 같으며, 그림에서 USR n은 로보트 매니퓰레이터의 모델을 정의하고 있는 User Code Block을 나타낸다. USR의 내용은 각종 매개변수를 입력으로 하는 C함수로 구성되어 있고, 이는 매우 복잡한 로보트 동력학식을 그림으로 직접 나타내기 힘들 경우 아주 좋은 방법이다.

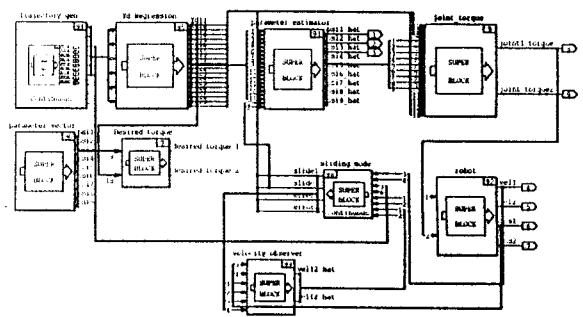


그림 2 시뮬레이션 블록도

4.2 제어기의 구성

실험에 사용된 제어기는 ISI AC100/C30[13]으로써 TMS320C30을 메인 CPU로 하고 있으며 25KHz까지의 샘플링이 가능하고 Autocode Generator를 통해 MatrixX의 System Build와 직접 인터페이스가 가능하다.

Autocode Generator는 System Build의 Block Diagram을 HCE(Hardware Connection Editor)를 이용하여 제어기와 서보 드라이브단 그리고 Data Acquisition Board와 인터페이스할 수 있는 C 코드로 변환한다. 이때 생성된 코드는 Timer Interrupt Handler에 의한 Manager(Scheduler)로 구성된 Real-Time 구성 방식의 S/W에 의해 DSP상에서 다중 샘플링 레이트로 동작을 하게 된다. Main Computational System은 HP720 모델이고, PC 상에 장착되어 동작되는 I/O는 IP-DIG24, IP-DAC, IP-QUAD, IP-HIADC 카드를 내장하고 있는 DSPFLEX 보드를 사용하고 있다. 제작된 H/W 시스템의 전체 구성도는 그림 3과 같다.

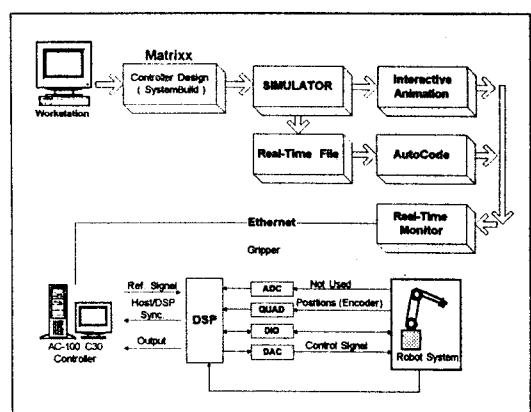


그림 3 전체 제어기의 구성도

4.3 시뮬레이션 결과

조인트 1, 2의 실제 위치, 추정 속도, 제어 신호를 각각 그림 4와 그림 5에 나타내었다. 본 시뮬레이션에서 정한 미지 파라미터의 수는 모두 9개이며 개인은 어려운 조정하여 결정한 것이다. 결과 그래프를 보면 각 조인트 모두 120° 를 움직이도록 되어 있으나 두 조인트 모두 원하는 각도에서 다소 벗어남을 알 수 있다. 이는 개인 튜닝이 정확치 않기 때문이라고 생각되는데 미세 조정을 하면 추종 오차를 줄일 수 있을 것이라 생각된다. 그리고 추정 속도의 그래프를 보면 사다리꼴 모양의 추종 속도 모양과는 다른 진동형태임을 알 수 있는데 이것은 미지 파라미터 추정값의 변동에 따른 것이라고 생각된다.

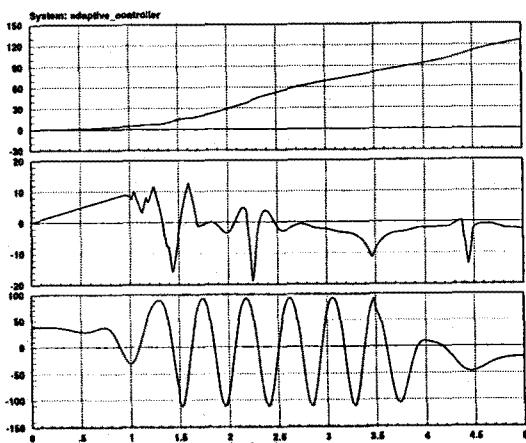


그림 4 Joint 1의 위치/추정속도/토크 입력 그래프

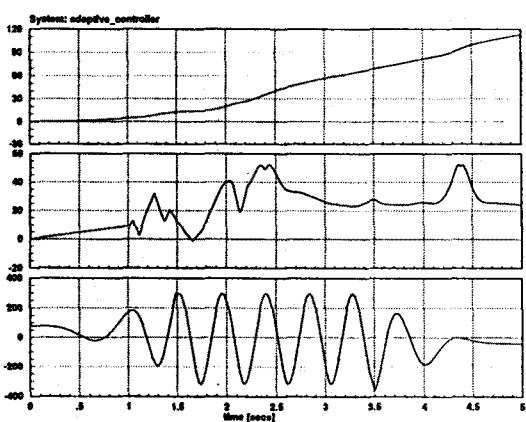


그림 5 Joint 2의 위치/추정속도/토크 입력 그래프

5. 결론

본 논문에서는 시스템의 미지 파라미터와 속도 추정을 동시에 수행하는 Off-line 속도 추정 적용제어기의 시뮬레이션을 하여 보았다. 실제로 로보트 매니퓰레이터를 제어함에 있어 많이 사용하고 있는 위치보간법은 엔코더 분해능에 따라 정확도가 정

해지며, 따라서 실제 속도를 계산함에 있어 필요한 고분해능의 엔코더는 시스템의 전체 비용을 올라가게 하는 원인이 된다. 이에 따라 본 논문에서는 적용 제어기가 가지는 단점중의 하나인 많은 계산량을 줄이기 위한 Off-line 알고리즘을 추가한 속도 추정 적용제어기를 사용함으로써 적은 분해능의 엔코더를 가지고 도 짧은 챔플링 주기를 요하는 제어기를 속도 추정에 의해 좀 더 정확하게 제어할 수 있는 방법에 대한 연구를 하였다.

연구 결과 일반적인 방법에 의한 제어기보다 추종 능력이 우수함을 알 수 있었으나 시뮬레이션을 수행함에 있어서 다수의 개인조정으로 인해 적지 않은 어려움이 있었다. 따라서 좀 더 효율적으로 개인을 설정할 수 있는 방향의 연구가 필요하다고 본다.

끝으로 시간상의 부족으로 실험은 하지 못하였지만 최근 구성중에 있는 AC100/C30 H/W에 본 알고리즘을 적용하여 실제로 보드에 적용하면 실시간 제어기를 충분히 구현할 수 있다고 생각한다.

6. 참고 문헌

- [1] R. Ortega, M. Spong, "Adaptive motion control of rigid robots : A Tutorial," In Proc. 27th Conf. Decision Contr., Austin, TX, pp. 1575~1584, Dec. 1988.
- [2] J. J. E. Slotine, L. Weiping, "Adaptive manipulator control : A case study," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 33, no. 11, pp. 995~1003, Nov. 1988.
- [3] J.J.E.Slotine, J.K.Hedrick, and E.A.Misawa, "Nonlinear State Estimation Using Sliding Observers," In Proc. 25th Conf. Decision Contr., Athens, Greece, pp. 332~339, 1986.
- [4] C. Canudas De Wit, K. J. Åström, and N. Fixot, "Robot control via Nonlinear Observers," In Proc. Int. Symp. MTNS-89, vol. 2, Progres in Systems and Control Theory Series, Birk Hauser: pp. 539~551, 1989.
- [5] C. Canudas De Wit, J. J. E. Slotine, "Sliding observers for robot manipulators," Automatica, vol. 27, no. 5, pp. 859~864, 1991.
- [6] C. Canudas De Wit, N. Fixot, "Robot control via robust state estimated feedback," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 36, No. 12, pp. 1497~1501, Dec. 1991.
- [7] C. Canudas De Wit, N. Fixot, "Adaptive Control of Robot Manipulators via Velocity Estimated Feedback," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 37, no. 8, pp. 1234~1237, August, 1992.
- [8] JING YUAN and YURY STEPANENKO, "Robust Control of Robotic Manipulators without Velocity Feedback", International Journal of Robust and Nonlinear Control, Vol.1, 203~213, 1991
- [9] Nocosaia, S., Tomei, P., "Robot control by using only joint position measurements", IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-35, no. 9, pp 1058~1061, 1990
- [10] Nocosaia, S., Tomei, P. and Torambe, A. "Feedback control of elastic robots by Pseudo-Linearisation Techniques", 25th Conference on decision and control, Athens, Greece, pp 397~400, 1986
- [11] Nocosaia, S., Tomei, P. and Torambe, A. "A approximate asymptotic observers for a class of nonlinear system" Proc 26th conf. on decision and control, Los Angeles, CA, Dec, 1987
- [12] Sadegh, N., R. Horowitz, "Stability and robustness analysis of a class of adaptive controller for robot manipulator" Int. J. Robot. Res., vol. 9, no. 3, pp 74~92, June 1990
- [13] AC100 User's Guide, Integrated Systems, Inc.