

로봇부하 구동용 BLDC 모터의 강인 백스테핑 제어기 설계

정원철, 현근호, 양해원
한양대학교 전기공학과

Design of a Robust Backstepping Controller for a Robotic Load Driven by a Brushless DC Motor

Won-Chul Jung, Keun-Ho Hyun, Hai-Won Yang
Dept. of Elec. Eng. Hanyang Univ

Abstract - In this paper, the robust position tracking controller for a brushless DC motor driving a one-link robot manipulator is proposed. By using the backstepping approach, the adaptive and robust controller is appropriately designed to ensure global stability. The proposed robust backstepping controller can compensate for estimation errors in system parameters in the system with no structural changes in the controller and without destruction of the stability. The closed-loop stability of the system is shown using Lyapunov techniques. The tracking errors are shown to be globally uniformly bounded.

1. 서 론

영구자석형 BLDC(Brushless Direct Current)모터는 기존의 DC 모터에 있는 브러시와 정류자를 MOS FET와 같은 반도체 소자들을 이용한 인버터로 대체시켜 전자적으로 정류를 하는 모터이다. 이러한 영구자석형 BLDC 모터는 자기적 에너지 밀도가 높아 효율이 좋으며 속도제어가 용이하여 A/V 기기, 컴퓨터 기억장치 등과 같이 정밀을 요하는 전기구동 분야에 많이 사용되고 있다. 그러나 BLDC모터의 정확한 위치와 속도 제어는 권선의 상 전류와 회전자의 속도 사이의 비선형성과 모터의 다중입력 특성 때문에 복잡한 문제를 일으킨다.

전통적인 모터 제어기법은 종종 시스템의 비선형성을 무시하고, 전류와 속도제어의 해석을 분리시켰다. BLDC모터의 위치, 속도, 토크의 경우, 컴퓨터 시스템을 근본으로하여 DSP를 이용한 전통적 벡터 제어 기법이 [1]에 제안되어 있다. 과도 상태와 정상 상태에서의 성능을 개선하려는 노력으로, 많은 연구자들은 전형적인 BLDC모터 시스템을 표현하기 위해 비선형 미분방정식을 설정하여 비선형 제어 기법[2],[3]을 제안하고 있다. 이러한 연구는 최근들어 비선형 제어 이론의 타개책과 복잡한 비선형 제어 알고리즘[4],[5]을 실행하기 위한 값싼 플랫폼을 다룬 디지털 제어 프로세서의 급속한 발전으로 더욱 강화되었다.

따라서, 본 논문에서는 백스테핑 기법의 응용성 구현을 위해 일축 로봇 매니퓰레이터용 BLDC 모터와 같은 비선형 시스템에서 어떻게 백스테핑 기법이 적응제어와 강인제어 기법을 이용하여 제어기 설계에 사용될 수 있는지를 보여 준다. 또한 리아프노프 안정도를 사용하여 제안된 제어기가 시스템 파라미터 불확실성에도 불구하고 설계될 수 있음을 증명한다.

2. 본 론

2.1 수학적 모델

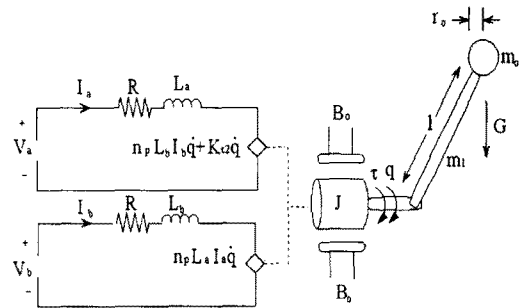


그림 1 BLDC 모터와 로봇 매니퓰레이터 부하의 구조도

자기 회로가 선형이라는 가정하에 BLDC 모터와 로봇 매니퓰레이터의 다이내믹스[2]는 다음과 같다.

$$M\ddot{q} + B\dot{q} + N\sin(q) = (K_{a1} I_b + K_{a2}) I_a \quad (1)$$

$$L_a \dot{I}_a + R I_a + n_p L_b I_b \dot{q} + K_{a2} \dot{q} = V_a \quad (2)$$

$$L_b \dot{I}_b + R I_b - n_p L_a I_a \dot{q} = V_b \quad (3)$$

여기서,

$$K_{a1} = n_p (L_b - L_a), \quad K_{a2} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}\right)} n_p K_B$$

M은 시스템의 기계적 관성(회전자의 관성을 포함), N은 중력항, B는 점성 마찰 계수이다. L_a, L_b는 변환된 권선 인덕턴스의 양의 상수이고, R은 권선 저항으로 양의 값이며, n_p는 회전자 영구 자석의 극쌍수, K_B는 기전력 계수를 나타내는 양의 상수. q(t), q-dot(t), q-double-dot(t)는 각각 회전자의 위치, 속도, 가속도를 나타내며, I_a(t), I_b(t)는 변환된 권선의 전류, V_a(t), V_b(t)는 권선 전압을 나타낸다.

(1)의 매개변수 M과 N은 다음과 같이 표현된다.

$$M = \frac{J}{K_2} + \frac{m_1 l^2}{3K_2} + \frac{m_0 l^2}{K_2} + \frac{2m_0 r^2}{5K_2}$$

$$N = \frac{m_1 l G}{2K_2} + \frac{m_0 l G}{K_2}, \quad B = \frac{B_0}{K_2}$$

2.2 문제의 공식화

추적 제어문제를 다루기 때문에, 위치 추적 오차를 다음과 같이 정의한다.

$$e = q_d - q \quad (4)$$

여기서, q_d는 요구된 회전자의 위치 궤도를 나타내며,

q_d 와 이것의 1차, 2차, 3차 도함수는 모두 유계된 시간 함수라고 가정한다.

제어기 구성과 안정도 해석을 위해 오차와 그 미분치를 다음과 같이 정의한다.

$$r = \dot{e} + \alpha e \quad (5)$$

α 는 양의 상수이다.

시간에 대해 (5)를 미분하면 다음과 같다.

$$\dot{r} = (\ddot{q}_d + \alpha \dot{e}) - \ddot{q} \quad (6)$$

(6)에 M 을 곱하고 (1)을 대입하면 다음과 같다.

$$M\dot{r} = M(\ddot{q}_d + \alpha \dot{e}) + B\dot{q} + N\sin(q) - (K_b I_b + 1) I_a \quad (7)$$

(7)을 다음과 같이 간략화 한다.

$$M\dot{r} = W_r \theta_r - (K_b I_b + 1) I_a \quad (8)$$

여기서, $W_r(q, \dot{q}, \ddot{q}) \in R^{1 \times 3}$ 는 다음과 같다.

$$W_r = [\ddot{q}_d + \alpha \dot{e} \quad \dot{q} \quad \sin(q)]$$

미지의 파라미터 벡터 $\theta_r \in R^3$ 는 다음과 같다.

$$\theta_r = [M \quad B \quad N]$$

2.3 제어기 설계

기계적 시스템에서 회전자의 위치 추적을 위해 기준 전류신호 I_{da}, I_{db} 를 (8)의 우변에 가감하면 다음과 같다.

$$M\dot{r} = W_r \theta_r - I_{da} + \eta_a - K_b I_b I_{db} + K_b I_a \eta_b \quad (9)$$

여기서, 전류추정 오차변수 η_a, η_b 는 다음과 같이 정의된다.

$$\eta_a = I_{da} - I_a, \quad \eta_b = I_{db} - I_b$$

η_a, η_b 를 시간에 대해 미분한후 좌우변에 각각 L_a, L_b 를 곱해 (2), (3)을 대입하면 다음과 같다.

$$L_a \dot{\eta}_a = L_a \dot{I}_{da} - L_a \dot{I}_a = L_a \dot{I}_{da} + R I_a + n_b L_b I_b \dot{q} - K_{r2} \dot{q} - V_a \quad (10)$$

$$L_b \dot{\eta}_b = L_b \dot{I}_{db} - L_b \dot{I}_b$$

$$= L_b \dot{I}_{db} + R I_b - n_b L_a I_a \dot{q} - V_b \quad (11)$$

제어 방법은 전압 레벨(BLDC모터의 물리적 입력)을 공식화하는 것이다. 따라서, 백스테핑 이론에 의해 중재하거나 끼워넣은 제어 신호들을 공식화하였다. 특히, 이 연구에서 사용된 백스테핑 접근법은 제어 신호가 하위조직(기계적 하부 조직에서 회전자의 위치)에서 이루어짐을 요구한다. 다음으로 이 제어 신호는, 제어기법이 시스템의 입력(모터의 단자 전압)을 공식화할 때까지 연결된 하부 조직(전기적 하부 조직)을 통해 역으로 전달되어진다. 이 접근법에 따르면 이 새로운 신호가 기계적 하부조직에 적용된다면 회전자의 위치 추적을 할 수 있다. 첫 번째 과정으로 전류신호를 설계하자.

기준 전류신호 I_{da}, I_{db} 는 다음과 같이 설계한다.

$$I_{da} = W_r \hat{\theta}_r + K_r r + v_r, \quad I_{db} = 0 \quad (12)$$

여기서, $\hat{\theta}_r$ 는 미지변수 벡터 θ_r 의 추정치이고 v_r 는 보조 제어신호로 $\hat{\theta}_r$ 와 θ_r 의 차를 보상하기 위해 사용한다.

추정신호 $\hat{\theta}_r$ 는 적응칙에 따라 다음과 같이 정의된다.

$$\dot{\hat{\theta}}_r = \Gamma_r W_r^T r \quad (13)$$

θ_r 와 $\hat{\theta}_r$ 의 오차신호는 다음과 같다.

$$\tilde{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (14)$$

(12)를 (9)에 대입하면 다음과 같다.

$$M\dot{r} = W_r \tilde{\theta}_r - K_r r - v_r, \quad \eta_a + K_b I_a \eta_b \quad (15)$$

(12)을 미분하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{I}_{da} &= W_r \dot{\tilde{\theta}}_r + W_r \tilde{\theta}_r + k_r \dot{r} + \dot{v}_r \\ &= \hat{M}(\ddot{q}_d + \alpha(\ddot{q}_d - \ddot{q})) + \hat{B}\dot{q} + \hat{N}\dot{q}\cos(q) \end{aligned}$$

$$+ w_r \gamma_r W_r \dot{r} + K_r(\ddot{q}_d - \ddot{q} + \alpha \dot{e}) + \dot{v}_r \quad (16)$$

보조제어 신호 v_r 는 다음과 같이 정의된다.

$$v_r = \frac{r \rho_r^2}{\|k\|_m \rho_{r,m} + \epsilon_r} \quad (17)$$

여기서, $\rho_r, \rho_{r,m}$ 는 양의 함수이고, ϵ_r 는 상수이며 $\|k\|_m$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\text{모든 } y(t) \in R^n \text{ 에 대해, } \|y\|_m = \sqrt{y^T y} + \sigma - \sqrt{\sigma} \quad (18)$$

σ 는 양의 상수이며 (17)의 유계함수 ρ_r 는 다음과 같다.

$$\rho_r = \|W_r\| \partial_{r,a}, \quad \rho_{r,m} = \|W_r\|_m \partial_{r,a} \quad (19)$$

$\partial_{r,a}$ 는 양의 상수이고 다음과 같다.

$$\partial_{r,a} > \|\partial_{r,a}\| = \|\theta_{r,a} - \hat{\theta}_{r,a}\| \quad (20)$$

(16)을 (10)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_a \dot{\eta}_a &= L_a \hat{M}(\ddot{q}_d + \alpha(\ddot{q}_d - \ddot{q})) + L_a \hat{B}\dot{q} + L_a \hat{N}\dot{q}\cos(q) \\ &+ L_a W_r \Gamma_r W_r^T r + L_a K_r(\ddot{q}_d - \ddot{q} + \alpha \dot{e}) + R I_a + K_{r2} \dot{q} \\ &+ L_b \eta_b I_b \dot{q} + L_a \dot{v}_r - V_a \end{aligned} \quad (21)$$

\dot{q} 는 측정할 수 없으므로 (21)에 (1)의 \dot{q} 를 대입하면 다음과 같다.

$$L_a \dot{\eta}_a = W_{ra} \theta_{ra} - V_a \quad (22)$$

여기서, $W_{ra} \in R^{1 \times 8}$ 의 알고 있는 행렬이고, 미지의 매개변수 벡터 $\theta_{ra} \in R^8$ 는 다음과 같이 정의 된다.

$$\theta_{ra} = \left[\frac{L_a}{M} \quad \frac{L_a B}{M} \quad \frac{L_a N}{M} \quad \frac{L_a K_b}{M} \quad R \quad K_{r2} \quad L_b \quad I_a \right]^T$$

$$W_{ra} = [W_{ra1} \quad W_{ra2} \quad W_{ra3} \quad W_{ra4} \quad W_{ra5} \quad W_{ra6} \quad W_{ra7} \quad W_{ra8}]$$

$$W_{ra1} = [\hat{B} - \alpha \hat{M} - K_r - \beta_1 + \beta_2(-\alpha \ddot{q}_d - \alpha^2 \dot{e} + \dot{q})] I_a$$

$$W_{ra2} = [K_r - \hat{B} + \alpha \hat{M} + \beta_1 + \beta_2(\alpha \ddot{q}_d + \alpha^2 \dot{e} - \dot{q})] \dot{q}$$

$$W_{ra3} = [K_r - \hat{B} + \alpha \hat{M} + \beta_1 + \beta_2(\alpha \ddot{q}_d + \alpha^2 \dot{e} - \dot{q})] \sin(q)$$

$$W_{ra4} = [\hat{B} - \alpha \hat{M} - K_r - \beta_1 + \beta_2(-\alpha \ddot{q}_d - \alpha^2 \dot{e} + \dot{q})] I_a I_b$$

$$W_{ra5} = I_a, \quad W_{ra6} = \dot{q}, \quad W_{ra7} = \eta_b I_b \dot{q}$$

$$W_{ra8} = [\alpha \hat{M} \ddot{q}_d + \hat{M} \ddot{q}_d + \hat{N} \dot{q} \cos(q) + W_r \Gamma_r W_r^T r$$

$$+ K_r \alpha \dot{e} + \beta_1 \alpha \dot{e} + \beta_1 \dot{q}_d$$

$$+ \beta_2(\ddot{q}_d + \alpha \ddot{q}_d)(\ddot{q}_d + \alpha \dot{e}) + \beta_2 \dot{q} \sin(q) \cos(q)]$$

$$\beta_1 = \frac{(\|k\|_m \rho_{r,m} + \epsilon_r) \rho_r^2 - r \rho_r^2 \left(\frac{r \rho_{r,m}}{\sqrt{r^2 + \sigma}} \right)}{(\|k\|_m \rho_{r,m} + \epsilon_r)^2}$$

$$\beta_2 = \frac{2(\|k\|_m \rho_{r,m} + \epsilon_r) \partial_{r,b}^2 r}{(\|k\|_m \rho_{r,m} + \epsilon_r)^2} - \frac{r \rho_r^2 \partial_{r,b}^2 \|k\|_m}{(\sqrt{W_r W_r^T} + \sigma)(\|k\|_m \rho_{r,m} + \epsilon_r)^2}$$

위와 유사한 과정으로 전류추정 오차 η_b 를 시간에 대해 미분하고 (3)의 전류 다이내믹스를 대입하면

$$\begin{aligned} L_b \dot{\eta}_b &= R I_b - \eta_b L_a I_a \dot{e} - V_b \\ &= W_{rb} \theta_{rb} - V_b - K_b I_a r \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, $W_{rb} \in R^{1 \times 3}$ 의 알고 있는 행렬이고, $\theta_{rb} \in R^3$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\theta_{rb} = [R \quad L_a \quad K_b]^T, \quad W_{rb} = [W_{rb1} \quad W_{rb2} \quad W_{rb3}]$$

$$W_{rb1} = I_b, \quad W_{rb2} = \eta_b I_a \dot{q}, \quad W_{rb3} = I_a r$$

두 번째 과정으로 전압제어 입력 V_a, V_b 를 설계하자.

(15), (22), (23)로부터 전압제어 입력은 다음과 같이 정의 된다.

$$V_a = W_{ra} \hat{\theta}_{ra} + k_{ea} \eta_a + v_{ea} + r \quad (24)$$

$$V_b = W_{rb} \hat{\theta}_{rb} + k_{eb} \eta_b + v_{eb} \quad (25)$$

미지 파라미터 $\hat{\theta}_{ra}, \hat{\theta}_{rb}$ 의 적응칙은 다음과 같이 정의 된다.

$$\dot{\hat{\theta}}_{ra} = \Gamma_{ra} W_{ra}^T r, \quad \dot{\hat{\theta}}_{rb} = \Gamma_{rb} W_{rb}^T r \quad (26)$$

오차 신호는 다음과 같다.

$$\partial_{ra} = \theta_{ra} - \hat{\theta}_{ra} \quad \partial_{rb} = \theta_{rb} - \hat{\theta}_{rb} \quad (27)$$

여기서, k_{ea}, k_{eb} 는 양의 제어이득이고, v_{ea}, v_{eb} 는 각각 ∂_{ra} 와 ∂_{rb} 그리고 ∂_{rb} 와 θ_{rb} 의 차를 보상해 주는 보조 제어 입력으로 사용된다. $\partial_{ra} \in R^3$, $\partial_{rb} \in R^3$.

(24)를 (21)에 대입하면 η_a 에 대한 페루프 다이나믹스는 다음과 같다.

$$L_a \dot{\eta}_a = W_{ra} \partial_{ra} - k_{ea} \eta_a - r - v_{ea} \quad (28)$$

(26)을 (24)에 대입하면 η_b 에 대한 페루프 다이나믹스는 다음과 같다.

$$L_b \dot{\eta}_b = W_{rb} \partial_{rb} - k_{eb} \eta_b - k_b L_a r - v_{eb} \quad (29)$$

보조제어 신호 v_{ea}, v_{eb} 는 각각 다음과 같이 정의 된다.

$$v_{ea} = \frac{\eta_a \rho_{ea}^2}{\|\eta_a\| \rho_{ea} + \varepsilon_{ea}}, \quad \rho_{ea} = \|W_{ra}\| \|\partial_{ra}\| \quad (30)$$

$$v_{eb} = \frac{\eta_b \rho_{eb}^2}{\|\eta_b\| \rho_{eb} + \varepsilon_{eb}}, \quad \rho_{eb} = \|W_{rb}\| \|\partial_{rb}\| \quad (31)$$

여기서, $\varepsilon_{ea}, \varepsilon_{eb}$ 는 양의 상수이고, ρ_{ea}, ρ_{eb} 는 양의 함수이다.

$\partial_{ra}, \partial_{rb}$ 는 양의 상수이고 각각 다음과 같이 정의 된다.

$$\partial_{ra} > \|\partial_{ra}\| = \|\theta_{ra} - \hat{\theta}_{ra}\|, \quad \partial_{rb} > \|\partial_{rb}\| = \|\theta_{rb} - \hat{\theta}_{rb}\| \quad (32)$$

2.4 안정도 해석

마지막 과정으로 앞서 소개된 전류 신호와 전압제어 입력을 사용하여 페루프 오차시스템을 구성한다. 리야프노프 안정도를 사용하여 페루프 오차시스템의 추정 오차가 빠르게 수렴하는 것을 증명한다. 리야프노프 함수후보는 다음과 같다.

$$V = \frac{1}{2} M r^2 + \frac{1}{2} L_a \eta_a^2 + \frac{1}{2} L_b \eta_b^2 \quad (33)$$

(33)를 시간에 대해 미분하면 다음과 같다.

$$\dot{V} = r \dot{M} r + \eta_a L_a \dot{\eta}_a + \eta_b L_b \dot{\eta}_b \quad (34)$$

(15), (28), (29)를 (34)에 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{V} = -k_s r^2 - k_{ea} \eta_a^2 - k_{eb} \eta_b^2 + r W_r \partial_r + \eta_a W_{ra} \partial_{ra} + \eta_b W_{rb} \partial_{rb} - r v_r - \eta_a v_{ea} - \eta_b v_{eb} \quad (35)$$

(17), (30), (31)를 (35)에 대입하면 다음과 같다.

$$\dot{V} = -k_s r^2 - k_{ea} \eta_a^2 - k_{eb} \eta_b^2 + r W_r \partial_r + \eta_a W_{ra} \partial_{ra} + \eta_b W_{rb} \partial_{rb} - \frac{r^2 \rho_r^2}{\|k_e\| \rho_r + \varepsilon_r} - \frac{\eta_a^2 \rho_{ea}^2}{\|\eta_a\| \rho_{ea} + \varepsilon_{ea}} - \frac{\eta_b^2 \rho_{eb}^2}{\|\eta_b\| \rho_{eb} + \varepsilon_{eb}} \quad (36)$$

(36)에서 다음과 같은 부등식이 성립된다.

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_s r^2 - k_{ea} \eta_a^2 - k_{eb} \eta_b^2 + \frac{\varepsilon_r \|k_e\| \rho_r}{\|k_e\| \rho_r + \varepsilon_r} + \frac{\varepsilon_{ea} \|\eta_a\| \rho_{ea}}{\|\eta_a\| \rho_{ea} + \varepsilon_{ea}} \\ & + \frac{\varepsilon_{eb} \|\eta_b\| \rho_{eb}}{\|\eta_b\| \rho_{eb} + \varepsilon_{eb}} \leq -k \|x\|^2 + \varepsilon \end{aligned} \quad (37)$$

여기서, $x(t) = [r(t) \quad \eta_a \quad \eta_b]^T$, $\gamma = \frac{k}{\gamma_2}$

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} \min\{m_1, l_{a1}, l_{b1}\}, \quad \gamma_2 = \frac{1}{2} \max\{m_2, l_{a2}, l_{b2}\}$$

$$\varepsilon = \varepsilon_r + \varepsilon_{ea} + \varepsilon_{eb}, \quad k = \min\{k_s, k_{ea}, k_{eb}\}$$

M, L_a, L_b 는 다음과 같이 유계되어 있다고 가정하며, $m_1, m_2, l_{a1}, l_{a2}, l_{b1}, l_{b2}$ 는 알고 있는 양의 상수다.

$$m_1 \leq M \leq m_2, \quad l_{a1} \leq L_a \leq l_{a2}, \quad l_{b1} \leq L_b \leq l_{b2}$$

$$\gamma_1 \|x\|^2 \leq V \leq \gamma_2 \|x\|^2 \quad (38)$$

(38)과 (39)로부터 다음과 같이 정의된다.

$$V + \gamma V - \varepsilon \leq 0 \quad (39)$$

(40)의 부등식은 다음과 같이 정의된다.

$$V + \gamma V - \varepsilon = -s \quad (40)$$

여기서, s 는 음이 아닌 정수이다. (41)의 미분방정식을 풀면

$$V(t) = e^{-\gamma t} V(0) + \varepsilon e^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \tau} d\tau - e^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \tau} s(\tau) d\tau$$

$$\leq e^{-\gamma t} V(0) + \varepsilon e^{-\gamma t} \int_0^t e^{\gamma \tau} d\tau$$

$$= e^{-\gamma t} V(0) + \frac{\varepsilon}{\gamma} (1 - e^{-\gamma t}) \quad (41)$$

(38), (41)와 $\|k_e\| \leq \alpha(t)$ 로부터 다음과 같이 정의된다.

$$\|\chi(t)\| \leq a + b e^{-\gamma t} \quad (42)$$

(5), (42)을 이용하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \|e(t)\| & \leq e^{-\alpha t} \|e(0)\| + \int_0^t e^{-\alpha(t-\tau)} \|\chi(\tau)\| d\tau \\ & \leq e^{-\alpha t} \|e(0)\| + \int_0^t e^{-\alpha(t-\tau)} (a + b e^{-\gamma \tau}) d\tau \end{aligned}$$

$$= e^{-\alpha t} \|e(0)\| + \frac{a}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) + \frac{b}{\alpha - \gamma} (e^{-\gamma t} - e^{-\alpha t}) \quad (43)$$

따라서, 제안된 강인 백스테핑 제어기는 시스템 파라미터의 불확실성에도 페루프 시스템에서 GUB(globally uniformly bounded) 위치 추적을 보여준다.

3. 결론

BLDC모터에 의해 구동되는 일축 로봇 매니퓰레이터의 위치를 추적하기 위해 비선형 제어기를 설계하였다. 제안된 제어기는 비선형 백스테핑 기법에 의해 단계적으로 설계되었고, 적응제어 기법을 사용하여 미지의 시스템 파라미터를 추정하였고, 추정오차를 보상하기 위해 강인제어 기법을 사용하였다. 제안된 제어기는 회전자 위치 추적을 위해 시스템 파라미터의 불확실성에도 불구하고 페루프 오차 시스템에 대해 GUB 임을 보여준다. 추후의 연구과제는 BLDC 모터로 구동되는 로봇 매니퓰레이터의 하드웨어 구성과 실험이 수행되어야 할 것이다.

(참고 문헌)

- [1] T. Bucella, and D. Dewhuk, "Single-chip DSP controller IC provides high-performance brushless DC servo", *PCIM*, March, pp. 8-14, 1992.
- [2] J. Hu, D. M. Dawson, and K. Anderson, "Position control of a brushless DC motor without velocity measurements", *IEEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 142, No. 2, March, pp. 113-122, 1995.
- [3] I. Kanellakopoulos, P. Krein, and F. Disilvestro, "A new controller-observer design for induction motor control", *Proceedings of the ASME Winter meeting Anaheim, CA*, Vol. 43, pp. 43-47, 1992.
- [4] I. Kanellakopoulos, "Adaptive control of nonlinear system", *PhD dissertation, University of Illinois, Urbana IL*, 1992.
- [5] J. Slotine, and W. LI, "Applied nonlinear control", *Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ*, 1991.
- [6] J. Hu, D. M. Dawson, and Y. Qian, "Position Tracking Control for Robot Manipulators Driven by Induction Motors Without Flux Measurements", *IEEE Robotics and Automation*, Vol. 12, No. 3, June, pp. 419-437, 1996.
- [7] D. M. Dawson, J. J. Carroll, and M. Schneider, "Integrator Backstepping Control of a Brush DC Motor Turning a Robotic Load", *IEEE Trans. Cont. Sys. Tech.*, Vol. 2, No. 3, September, pp. 233-244, 1994.