

외란관측기를 이용한 영구자석 동기전동기에 대한 참조모델 건설적용 제어기의 성능개선

김홍철*, 임훈*, 이장명**

* 부산대학교 전자공학과 (Tel: 051-518-1697; E-mail: hit_pnu@pusan.ac.kr)

** 부산대학교 전자공학과 (Tel: 051-518-1697; E-mail: jmlee@pusan.ac.kr)

Performance Enhancement of RMRAC Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor using Disturbance Observer

HongZhe Jin*, Hoon Lim*, JangMyung Lee**

* Department of Electronics Engineering, Pusan National University (Tel: 051-518-1697; E-mail: hit_pnu@pusan.ac.kr)

** Department of Electronics Engineering, Pusan National University (Tel: 051-510-2378; E-mail: jmlee@pusan.ac.kr)

Abstract - PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) current control is a most inner loop of electromechanical driving systems and it plays a foundation role in the hierarchy's control loop of several mechanical machine systems. In this paper, a simple RMRAC control scheme for the PMSM is proposed in the synchronous frame. In the synchronous current model, the input signal is composed of as a calculated voltage by adaptive laws and system disturbances. The gains of feed-forward and feed-back controller are estimated by the proposed e-modification methods respectively, where the disturbances are assumed as filtered current tracking errors. After the estimation of the disturbances from the tracking errors, the corresponding voltage is fed forward to control input to compensate for the disturbances. The proposed method is robust to high frequency disturbances and has a fast dynamic response to time varying reference current trajectory. It also shows a good real-time performance due to its simplicity of control structure. Through the simulations considering several cases of external disturbances and experimental results, efficiency of the proposed method is verified.

Keywords - RMRAC, e-modification, Feed-Forward Compensation, Statistical Model, Disturbances.

1. 서론

산업현장에서 물체의 반송을 목적으로 하는 로봇 및 다양한 시스템의 제어는 속도제어와 위치제어로 분리되는 경우가 많다. 속도, 혹은 위치에 대한 정밀제어는 우선 전동기를 포함한 전체적인 기계시스템의 동적모델에 기초한 제어법칙에 의하여 토크가 계산된다. 계산된 토크는 3상 전동기의 영구자석 자속방향에 대한 비 직접적인 백터제어방법을 통하여 실행되고 토크실행성능은 전동기의 다양한 전류제어 전략과 관련이 있다.

전류제어방법에서 산업계에서는 간단하고 실용성이 뛰어난 Anti-Windup 방법을 사용한 PI 건설제어기를 사용하고 있다[1]. PI제어기는 기준전류에 대한 정상상태 오차 성능은 향상되었으나 빠른 시변기준전류에 대한 추종 제어는 원하는 동적응답특성을 획득하기 어렵다. 히스트리시스 전류제어기는 정상상태 오차 성능이 미흡하고, 예측전류제어기는 환경의 변화에 따른 전동기 파라미터의 변화에 대하여 민감하다는 단점이 있다[2].

최근, 신호처리의 처리속도 향상으로 다 관절로봇과 같은 정밀제어 제어에서는 제어기구조가 2계수로 설계되는데 상위제어기에서는 기계적인 동역학 모델에 기초한 토크계산루프가 실행되고 하위제어기는 계산된 토크를 입력으로 전류제어루프가 실행되고 있다. 전류제어기의 구조는 전기기계 동적모델에 기초한 feed-back linearization 방법에서 출발하게 되므로 입력토크 뿐만 아니라 토크에 대한 미분정보도 필수적이다[3]. 토크에 대한 미분은 결과적으로 회전자의 가속도에 대한 관측이 필수적으로 이루어져야 한다. 가속도 관측기의 설계는 기계시스템 모델의 구조의 복잡성과 직접 관련되므로 관측에 필요한 연산량 증가를 초래할 가능성이 있다.

[5]에서는 토크입력에 대한 미분 값을 계산하는 것을 회피하여 입력된 토크정보만으로도 시변 기준전류제어기 가능한 방법을 제안하였다. 동기화 좌표계의 d-축, q-축 방향에서 역기전력을 각각 외란으로 간주하여 두 개의 독립되고 디커플링된 제어기구조로 설계되었다. 하지만, 파라미터 추정알고리즘에서 역기전력에 대한 영향은 정량적으로 고려되지 않았다. 회전자의 동기화 좌표계에서는 전류모델파라미터의 불확실성을 고려한 시변극 배치 기법으로 d-축, q-축 방향에서 전체적인 전류제어가 실행되고, 시변 극점들은 정지좌표계 강인-적용관측기에 의한 파라미터 추정 값으로부터 간접적으로 계산되며, 매개의 제어연산주기마다 갱신되는 방법을 사용하였다. 상기한 방법은 외란이 존재하는 경우, 실시간으로 추정되는 파라미터 값들이 참 값에 수렴하기 어려운 문제가 있고, 실제 적용에 있어서는 파라미터 추정 값 들은 정상상태에서 특정된 값을 기준으로 무시할 수 없는 떨리는 현상이 나타난다. 때문에, 이러한 간접적인 시변 극 배치기법은 전체 페루프 시스템의 안정성을 강인하게 보장하는 것에는 한계가 있다.

본 논문에서는 상기한 선행연구에 대비하여 영구자석 전동기의 동기좌표계에서 직접적이고, d-축과 q-축 방향에서 디커플링된 RMRAC(Robust

Model Reference Adaptive Control) 알고리즘을 제안하였다. 또한, 전동기의 Encoder로부터 계산된 속도의 불 정확성에 의하여 유발되는 동기화 오차, 슬립 각 보정오차, d-축과 q-축 방향에서의 상호 역기전력, 상태변수 등 측정오차들을 전체적으로 하나의 등가적인 외란으로 간주했다. 외란은 전류제어 추종오차에 대한 필터링 된 값으로 전향 보상을 하는 방법을 제안하였다. 제어파라미터 추정에서는 Gradient 방법[6]에 기초한 적용관측기에서, 적분동작에 의하여 발생하는 포화방지를 위하여 e-modification 방법으로 적용하여 파라미터 추종오차 및 제적추종오차의 안정성을 확보할 수 있다.

2. 본 문

2.1 전류모델에 대한 확률적인 모델링

전동기의 회전자 동기화좌표, d-축과 q-축에서, 전류플랜트 모델은 다음과 같은 식으로 표현된다[7].

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \dot{i}_d - L_q i_q \omega + v_d \\ u_q &= R i_q + L_q \dot{i}_q + L_d i_d \omega + P \lambda \omega + v_q \\ \tau &= 3 P [(L_d - L_q) i_d i_q + \lambda i_q] / 2 \end{aligned} \quad (1)$$

u_d, u_q 는 입력전압을 표시하고, R, L_d 와 L_q 는 고정자의 저항, d-축, q-축 인덕턴스를 각각 표시한다. i_d, i_q 는 전류를 표시하고, λ 는 영구자석의 쇄교 자속이며, ω, P 와 τ 는 회전자의 회전속도, 극 쌍수, 전동기의 토크를 각각 표시한다. (1)식에서, v_d, v_q 는 외부의 불확실한 외란 값을 표시한다. (1)식으로부터 전류에 대한 상태방정식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} (u_d + L_q P i_q \omega - v_d) \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} (u_q - L_d P i_d \omega - P \lambda \omega - v_q) \end{aligned} \quad (2)$$

(2)식에서, 시스템 외란은 다음과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= v_d - L_q P i_q \omega \\ v_{qs} &= v_q + L_d P i_d \omega + P \lambda \omega + v_d \end{aligned} \quad (3)$$

d-축 방향에서, $R/L_d = a_d$, $1/L_d = b_d$ 로 설정하고, q-축방향에서, $R/L_q = a_q$, $1/L_q = b_q$ 로 설정하고, $l = d, q$ 로써 d-축 혹은 q-축을 각각 표시하면 (2)식과 (3)식으로부터 전류플랜트의 외란을 포함한 전압과 전류 사이의 관계는 (4)식을 만족하게 된다.

$$i_l = \frac{b_l}{s + a_l} u_l - \frac{b_l}{s + a_l} v_{ls} \quad (4)$$

본 논문에서는 위에서 정의된 시스템 외란을 추종오차에 대한 필터링된 값으로 간략화 하여 모델링하였고 이것을 RMRAC의 제어입력에 전향 보상 하는 방법을 채택하였다. 전류플랜트는 최종적으로 확률모델로 (5)식과 같이 가정할 수 있다.

$$\dot{i}_l = \frac{b_l}{s + a_l} u_l - \frac{b_l H_l(s)}{s + a_l} e_l \quad (5)$$

(5)식에서, e_d 와 e_q 는 측정된 전류와 참조모델의 출력사이의 추종오차를 의미하고, 필터, $H_d(s)$ 와 $H_q(s)$ 는 (6)식과 같은 구조로 표시 된다.

$$H_l(s) = g_l \frac{h_l s}{s + c_l} + k_l \quad (6)$$

(6)식으로부터 추종된 외란은 (7)식과 같이 정의된다.

$$v_{ls} = H_l(s) e_l \quad (7)$$

상수 값, c_l 는 시스템 외란 신호에 대한 차단주파수를 의미하고, h_l 는 고주파 gain 값을 나타낸다. k_l 는 추종오차에 대한 보상계수를 의미하며, g_l 는 외란관측기의 보상계수를 의미한다. 제안된 방법은 추종오차 정보로부터 (7)식에 근거하여 시스템 외란 추정이 가능하며 이 값을 알고리즘에 의하여 계산된 제어입력에 전향보상을 하였다라는 것이 본 논문의 주된 착안점이다.

2.2 RMRAC 제어기 설계

2.2.1 전류추종을 위한 참조모델

전류제어기의 시변 기준전류에 대한 원하는 응답특성 즉, 참조모델을 (8)식에 의하여 정해진다.

$$\dot{i}_{mi} = \frac{b_{mi}}{s + a_{mi}} \cdot \dot{i}_i^* \quad (8)$$

(8)식에서, \dot{i}_i^* 는 원하는 기준전류이고, i_{mi} 는 대응되는 참조모델의 출력 값이 되며, a_{mi} 는 참조모델이 기준전류 궤적에 대한 응답속도를 결정하는 파라미터 값이 되고, b_{mi} 는 고주파 게인 값을 나타낸다. 이러한 파라미터 값의 부동한 설정에 따라서 제어시스템의 응답특성 및 외란에 대한 억제능력도 달라진다.

2.2.2 제안한 RMRAC 제어입력

본 논문에서는 위에서 설명한 참조모델 추종을 위한 제어입력은 (9)식과 같은 제어구조로 모델링한다.

$$u_i = \theta_{ir} \cdot \dot{i}_i^* + \theta_{ii} \cdot i_i + \hat{v}_{is} \quad (9)$$

(9)식에서, θ_{ir} 은 전향 시변보상계수를 표시하고, θ_{ii} 는 피드백 시변보상계수를 표시한다. 상기한 계수 값들은 아래 절에서 설명될 파라미터 추정방법에 의하여 실시간에 갱신된다. \hat{v}_{is} 는 (7)식의 외란관측기에 의하여 계산된다. 이러한 제어구조는 전향제어기와 피드백 제어기에 의하여 계산된 기초적인 입력전압 신호에, 추정된 외란 값을 직접 전향보상을 하였고, 역기전력은 시스템외란, v_{ds} 에 귀속시켰기에 d-축, q-축에서 디커플링되었다는 것을 확인할 수 있다.

2.2.3 e-modification 방법을 이용한 제어 파라미터 추정

우선 먼저 제어기의 파라미터 추종오차를 다음과 같이 정의 한다. ϕ_i 는 전향보상계수, θ_{ir} 와 대응되는 참값, θ_{ir}^* 사이의 오차를 표시하고, ψ_i 는 피드백 보상계수, θ_{ii} 와 대응되는 참값, θ_{ii}^* 사이의 오차를 표시한다. 전향보상계수와 피드백보상계수의 참 값은 (10), (11)과 같이 각각 표시된다.

$$\theta_{ir}^* = \frac{b_{mi}}{b_i} \quad (10)$$

$$\theta_{ii}^* = \frac{a_i - a_{mi}}{b_i} \quad (11)$$

(10), (11)식에서 확인할 수 있듯이 상기한 파라미터는 전동기의 파라미터 값을 포함하고 있으므로 미지의 상수 값이 된다.

본 논문에서는 추종오차의 유계성, 파라미터 수렴의 안정을 고려하여 e-modification 추정기법[8]을 적용하여 파라미터 추정을 실현하였다. 위에서 정의된 변수들을 이용하여 제어기 각각의 파라미터 값들은 다음과 같은 추정식, (12), (13)식에 의하여 실시간에 갱신된다.

$$\dot{\phi}_{ir} = -\gamma_1 \text{sgn}(b_i) \cdot e_i \cdot \dot{i}_i^* - \gamma_2 |e_i| \cdot \theta_{ir} \quad (12)$$

$$\dot{\phi}_{ii} = -\gamma_1 \text{sgn}(b_i) \cdot e_i \cdot i_i - \gamma_2 |e_i| \cdot \theta_{ii} \quad (13)$$

(12)식과 (13)식에서 γ_1, γ_2 는 추정계수를 표시한다.

2.3 시스템 안정성분석

우선, Lyapunov 함수를 (14)식으로부터 정의하고, 양변에 미분을 취하면 (15)식으로 유도된다.

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_i^2 + \phi_{ir}^2 + \psi_i^2) \quad (14)$$

$$\dot{V}_1 = e_i \cdot \dot{e}_i + \dot{\phi}_{ir} \cdot \phi_{ir} + \dot{\psi}_i \cdot \psi_i \quad (15)$$

(4), (7), (8)식으로부터 다음과 같은 오차미분방정식이 성립된다.

$$\dot{e}_i = -a_{mi} \cdot e_i + b_i \cdot i_i \cdot \psi_i + b_i \cdot i_{mi} \cdot \phi_i + b_i (\hat{v}_{is} - v_{is}) \quad (16)$$

(12), (13), (16)식을 (15)식에 대입한 후 정리하면 다음과 같은 부등식이 성립 한다.

$$\dot{V}_1 \leq -a_{mi} \cdot e_i^2 - \gamma_2 |e_i| \cdot \xi_i^2 + \frac{1}{4} \cdot \gamma_2 \cdot |e_i| \cdot (\theta_{ir}^2 + \theta_{ii}^2) + b_i \cdot e_i \cdot (\hat{v}_{is} - v_{is}) \quad (17)$$

(17)식에서 ξ_i 는 (18)식으로 정리된다.

$$\xi_i = \sqrt{(\phi_i + \frac{1}{2} \cdot \theta_{ir}^*)^2 + (\psi_i + \frac{1}{2} \cdot \theta_{ii}^*)^2} \quad (18)$$

시스템 외란, v_{is} 를 유한하다고 가정을 할 때, (12), (13), (16)식으로 구성되는 상태변수들은 유한하다. 그러므로 (6), (7)식으로부터 외란관측기의 출력 값, \hat{v}_{is} 는 유한한 값을 가지게 되므로 (17)식에서, \hat{v}_{is} 와 v_{is} 사이의 오차도 유한하다. 그러므로 (19)식과 같이 두 외란사이의 오차 값의 최대한계로 가정을 둘 수 있다.

$$|\hat{v}_{is} - v_{is}| \leq K_f \quad (19)$$

(17), (18), (19)식으로부터 다음과 같은 부등식이 성립된다.

$$\dot{V}_1 \leq -|e_i| \cdot [a_{mi} |e_i| + \gamma_2 \cdot \xi_i^2 - C_f] \quad (20)$$

(20)식에서, 상수 값, C_f 는 다음과 같이 정리된다.

$$C_f = \frac{1}{4} \cdot \gamma_2 \cdot (\theta_{ir}^{*2} + \theta_{ii}^{*2}) + b_i \cdot K_f \quad (21)$$

정리 1: 다음과 같은 시스템 운동방정식이 있다고 하자,

$$\dot{x} = f(x) \quad x: R^+ \rightarrow R^n \quad (22)$$

Ω 를 방정식(22)의 원점부근의 영역이라고 가정하고, Ω^c 를 Ω 의 보집합이라고 가정한다. 영역, Ω^c 에서 x 에 대하여 연속적인 편미분이 존재하는 스칼라 함수, $V(x)$ 가 존재할 때 다음과 같은 조건을 동시에 만족 하면 방정식(22)의 모든 해는 모든 시간영역, $t \geq 0$ 에 대하여 유한하다.

1) $V(x) > 0 \quad \forall x \in \Omega^c$, 2) $V(x) \leq 0 \quad \forall x \in \Omega^c$, 3) $V(x) \rightarrow \infty$ as $\|x\| \rightarrow \infty$.

정리 1로부터 (12), (13), (16)식은 (22)식의 형태로 표시되며 (14)식은 대응되는 Lyapunov 함수이다. (20)식으로부터 영역, Ω_f 는 다음과 같이 정의 된다.

$$\Omega_f = \{(e_i, \phi_i, \psi_i) | a_{mi} |e_i| + \gamma_2 \cdot \xi_i^2 - C_f \leq 0\} \quad (23)$$

그러므로 정리 1에 의하여 주어진 영역, Ω_f 에서 미분방정식 (12), (13), (16)식의 해는 유한하다. 즉, 시스템은 안정하다는 것이 증명된다.

2.4 실험결과

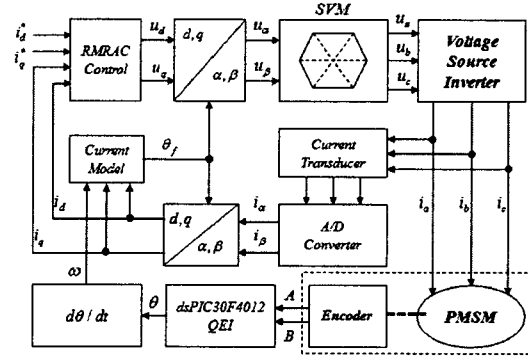


Fig 1. Block diagram of the experimental system.

그림 1은 알고리즘 검증을 위한 실험시스템에 대한 블록도이다. Microchip사의 dsPIC30F4012 신호처리기를 사용하여 알고리즘 연산이 이루어진다. 제어연산주기는 2×10^{-4} s로 설정하였고 PWM주기는 4×10^{-5} s로 설정하였다. 좌표변환과정은 Clark-Transform을 통하여 정지좌표계의 i_a, i_b 가 계산되며, Park-Transform을 통하여 동기화 좌표계의, i_d, i_q 가 계산된다. 동기화 좌표계에서 알고리즘에 의하여 계산된 전압, u_d, u_q 는 Inverse Park-Transform을 통하여 정지좌표계전압, u_a, u_b 로 변환된다. 최종적으로 전압, u_a, u_b 를 입력으로 SVM(Space Vector Modulation)알고리즘을 사용하여 3상전압, u_a, u_b, u_c 가 계산되어 전동기의 구동이 실행된다. 영구자석 자속의 위치, θ_f 는 동기화 좌표계의 전류모델에 기초한 슬립각 보정 알고리즘으로부터 정확히 계산된다[9].

전동기의 사양은 다음과 같다. Rated Power: 600w; Rated Current: 10.0A; Rated Speed: 3000r/min; Stator Resistance: $R = 1.657\Omega$; Stator Inductance: $L_d = 0.296H, L_q = 0.378H$; Flux: 1.32Wb.turn; Number of Pole Pairs: P=4.

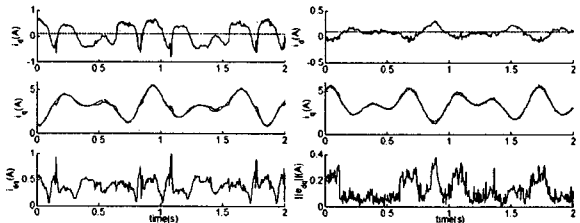


Fig 2. Comparison of current tracking performance. Reference model parameters, $a_{mi} = 1000, b_{mi} = 1000$. Adaptation gains, $\gamma_1 = 2000, \gamma_2 = 0.1$ (a) No disturbance observer is applied. (b) Disturbance observer is applied. Parameters of disturbance observer, $c_f = 1000, h_f = 1000, k_f = 1, g_f = 1$.

그림 2(a)와 그림 2(b)는 각각, 외란관측기를 적용하기 전과 적용 후의 추종성능에 대한 비교결과이다. 외란관측기를 적용하기 전에는 평균추종오차는 0.45A였지만 적용 후 평균추종오차는 0.125A로 개선되었다. 그림 2에서 확인할 수 있듯이 평균 추종오차는 d-축 방향에서의 추종오차의 영향을 크게 받고 q-축 방향에서는 외란의 영향을 상대적으로 적게 받는다는 것을 확인할 수 있다. 그림 2(a)의 d-축 방향에서 기준전류에 대하여 0.8A의 폭으로 파동효과를 나타내지만 그림 2(b)의 d-축 방향에서는 0.25A의 폭으로 파동 한다. 이것은 외란 관측기의 추가로 인하여 시변 기준전류에 의하여 발생하는 역기전력과 외부에서 인가된 외란에 대하여 뚜렷한 억제효과가 있다는 것을 설명한다. 그림 2에서 점선은 참조모델의 출력이고, 실선은 응답전류 혹은 추종오차를 표시하고, $e_{dq} = [e_d, e_q]^T$ 벡터의 놈으로써 d-축, q-축 방향에서의 전체적인 추종오차를 표시한다.

3 결론

본 논문에서는 영구자석 전동기의 동기화 좌표계에서의 전류모형을 시스템 외란을 고려한 확률적인 모델로 새롭게 정의하였다. 제어시스템에서, 추종오차는 외란의 어떠한 미지의 함수라는 고유적인 특성을 이용하여 시스템 외란을 추종오차에 대한 필터링 된 값으로 가정을 하였고, 간단한 구조의 외란관측기를 설계하였다. 외란관측기의 출력은 기존의 MRAC(Model Reference Adaptive Control)알고리즘에 의하여 계산된 제어입력에 전향 보상하는 방법을 제안하였고 파라미터 추정기법에서는 e-modification 방법을 사용하여 파라미터 수렴의 안정성을 확보할 수 있었다. Lyapunov 안정성 해석이론으로부터 제안한 방법의 안정성이 증명되었고 이 과정에서 제어기 파라미터 설계에 필요한 이론적 근거를 제시하였다. 실험결과로부터 외란억제에 대한 강인성이 향상되었고 외란관측기 설계에서, 최적화 구조설계방법, Spectrum 해석이론에 기초한 외란신호에 대한 모델링 방법이 향후의 연구과제로 남아 있다.

Acknowledgements: 이 논문은 2007년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. R01-2007-000-10171-0)

[참 고 문 헌]

- [1] Kiyoshi Ohishi, *Member, IEEE*, Emiko Hayasaka, Tetsuaki Nagano, Masaya HaraKawa, and Toshiyuki Kanmachi, *Member, IEEE*, "High-Performance Speed Servo System Considering Voltage Saturation of a Vector-Controlled Induction Motor," *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 3, pp. 795-802, June 2006.
- [2] B. Plunkett, "A current controlled PWM transistor inverted drive," *Conf. Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting*, 1979, pp. 785-792.
- [3] Guchuan Zhu, Loui-A. Dessaint, *Senior Member IEEE*, Ouassima Akhrif, *Member, IEEE*, and Azeddine Kaddouri, "Speed Tracking Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with State and Load Torque Observer," *IEEE Transaction On Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 2, pp.346-355, April 2000.
- [4] Xie Yue, *Student Member, IEEE*, D. Mahinda Vilathgamuwa, *Senior Member, IEEE*, and King-Jet Tseng, *Senior Member, IEEE*, "Observer-Based Robust Adaptive Control of PMSM With Initial Rotor Position Uncertainty," *IEEE Transaction On Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, pp. 645-656, May/June 2003.
- [5] Cheng-Jin Zhang, "Adaptive Induction Machine Current Control Using Internal Model Principle," *Proceeding of the 2004 American Control Conference Boston, Massachusetts*, pp.81-83 June 30-July 2, 2004.
- [6] R. H. Middleton, and G. C. Goodwin, "Adaptive Control of time-varying Linear Systems," *IEEE Transaction On Automatic Control*, Vol. 33, No. 2, pp.150-155, February 1988.
- [7] G. C. Zhu, L. A. Dessaint, O. Akhrif, and A. Kaddouri, "Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, pp. 346-355, Apr.2000.
- [8] Narendra, K. S., and Annaswamy, A. M. "Robust Adaptive Control In the Presence of Bounded disturbances," *IEEE Transactions On Automatic Control* 31:306-315, April 1986.
- [9] Narendra, K. S., and Annaswamy, A. M. "Robust Adaptive Control In the Presence of Bounded disturbances," *IEEE Transaction On Automatic Control* 31:306-315, April 1986.