

Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motors using an Adaptive Controller

정진우* · 김태형†
(Jin-Woo Jung · Tae Heung Kim)

Abstract - This paper proposes a new adaptive speed controller to achieve a robust speed control of a permanent magnet synchronous motor(PMSM). The proposed adaptive regulator does not require any information on the motor parameter and load torque values, so it is very insensitive to model parameter and load torque variations. Also, the stability of the proposed adaptive control system is proven. To validate the robustness of the proposed adaptive speed controller, both simulation and experimental results are provided under motor parameter and load torque variations. It is clearly demonstrated that the proposed adaptive regulator can accurately control the speed of permanent magnet synchronous motors.

Key Words : Adaptive control, PM synchronous motor, Speed control

1. 서론

영구자석 동기전동기(PMSM)는 고효율, 저유지 비용, 저소음, 저관성, 강인성 등의 장점 때문에 산업분야에서 서보 응용 등에 폭넓게 사용되고 있다[1-12]. 그러나 PMSM은 비선형이고 외부 외란, 모터 파라미터 및 부하 토크 변동 등과 같은 불확실성 때문에 제어가 쉽지 않다. 그러므로 기존의 PID 제어와 같은 선형 제어방식은 비선형인 PMSM 시스템의 제어에 만족스러운 성능을 보장할 수 없다. 그러므로 이러한 문제를 해결하기 위하여 적응 제어[1-5], 비선형 궤환 선형화 제어[6], 퍼지 제어[7-8] 등 다양한 비선형 제어방식이 제안되었다. 최근에는 부하 토크 변동을 효과적으로 억제할 수 있는 외란 관측기 기반의 비선형 제어 방식이 제안되었다[9-12]. 그러나 대부분의 기존방식은 모터 파라미터가 부정확하면 전체 제어시스템의 안정도뿐만 아니라 강인한 제어 성능을 보장할 수 없다.

본 논문에서는 PMSM의 강인한 속도 제어를 위하여 적응 속도제어기를 제안한다. 먼저 모터 파라미터와 부하 토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않는 강인한 적응 제어가 설계된다. 또한 제안된 적응 제어시스템의 안정성을 수학적으로 해석하여 증명한다. 마지막으로 제안된 속도제어기의 성능을 검증하기 위하여 모터 파라미터 변동 및 부하 변동 등 다양한 조건하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

2. PM 동기전동기 모델링

표면 부착형 영구자석 3상 동기전동기의 동적인 모델은 기계 및 전기적인 방정식으로 부터 아래 식 (1)과 같이 dq 축 수식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \\ \dot{i}_{qs} &= -k_4 i_{qs} - k_5 \omega + k_6 V_{qs} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + k_6 V_{ds} + \omega i_{qs} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $k_1 = \frac{3}{2} \frac{1}{J} \frac{p^2}{4} \lambda_m$, $k_2 = \frac{B}{J}$, $k_3 = \frac{p}{2J}$, $k_4 = \frac{R_s}{L_s}$, $k_5 = \frac{\lambda_m}{L_s}$, $k_6 = \frac{1}{L_s}$ 로 주어지며, 시스템의 각 파라미터는 다음과 같이 정의된다. 즉, T_L : 부하토크, θ : 전기적인 회전자 각도, ω : 전기적인 회전자 각속도, i_{qs} : q축 전류, i_{ds} : d축 전류, V_{qs} : q축 전압, V_{ds} : d축 전압, p : 극수, R_s : 고정자 상 저항, L_s : 고정자 상 인덕턴스, J : 회전자 관성, B : 점성 마찰 계수, λ_m : 영구자석 자속을 의미한다.

영구자석 동기전동기는 식 (1)에서 보는 바와 같이 정확한 속도 제어를 위해서 속도(ω) 및 전류(i_{ds}, i_{qs})의 정보뿐만 아니라 부하 토크(T_L)의 정보도 필요함을 알 수 있다. 특히, 속도 제어기가 부하 토크의 변동을 적절하게 고려하지 않는다면, 시스템의 제어 성능은 현저히 저하될 수 있다. [9-12]의 부하 토크관측기를 사용한 방법들은 모터 파라미터의 변동이 있는 경우 안정성을 보장할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 모터 파라미터와 부하 토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않고 이들의 변동에도 불구하고 안정성을 보장하는 적

* 정 회 원 : 동국대(서울) 전자전기공학부 조교수

† 교신저자, 정회원 : 경상대 전기공학과 조교수, 공학연구원 연구원

E-mail : ktheoung@gnu.ac.kr

접수일자 : 2010년 11월 25일

최종완료 : 2011년 3월 29일

응 제어기가 설계된다.

3. 적응 속도제어기 설계

본 논문에서는 적응 속도제어기를 설계하기 위하여 다음의 가정을 사용한다.

- A1 : ω, i_{ds}, i_{qs} 는 측정 가능하다.
- A2 : 속도 지령치(ω_d)는 일정하며, $\dot{\omega}_d = \ddot{\omega}_d = 0$ 이다.
- A3 : T_L 의 정확한 값을 알 수가 없으며, \dot{T}_L 은 무시할 수 있다. 즉, $\dot{T}_L = 0$ 으로 정할 수 있다.
- A4 : k_i 의 정확한 값을 알 수는 없으나, \dot{k}_i 은 무시할 수 있다. 즉, $\dot{k}_i = 0$ 으로 정할 수 있다.

대부분의 논문에서는 위의 A1-A3 가정을 사용하며, 또한 A4 대신에 k_i 값이 정확하게 알려져 있다는 가정을 사용하지만, 본 논문에서 제안하는 적응 제어기는 매우 강인하므로 정확한 시스템 파라미터를 필요로 하지 않음에 유의해야 한다.

적응 제어기를 설계하기 전에 식 (1)은 회전자 각속도를 상태 변수로 하는 방정식으로 변환하자. 즉, 전기적인 회전자 각속도를 $\beta = \dot{\omega}$ 로 정의하고, A2를 이용하면 식 (1)은 아래 (2)로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \beta & (2) \\ \dot{\beta} &= -k_1 k_5 \omega - k_1 \omega i_{ds} - k_2 \beta - k_1 k_4 i_{qs} + k_1 k_6 V_{qs} \\ \dot{i}_{ds} &= -k_4 i_{ds} + \omega i_{qs} + k_6 V_{ds} \end{aligned}$$

그리고 영구자석 동기전동기의 제어 입력(V_{qs}, V_{ds})을 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} V_{qf} &= \frac{1}{k_1 k_6} ((k_2 - \gamma_q) \beta + k_1 k_4 i_{qs} + k_1 k_5 \omega + k_1 \omega i_{ds}) & (3) \\ V_{df} &= \frac{1}{k_6} (k_4 i_{ds} - \omega i_{qs}) \end{aligned}$$

여기서, $\gamma_q > 0, \gamma_d$: 일정한 설계 파라미터. 또한 속도 오차(ω_e)는 아래와 같이 정의된다.

$$\omega_e = \omega - \omega_d \quad (4)$$

따라서 식 (2)는 (4)에 의해서 다음의 오차방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_e &= \beta & (5) \\ \dot{\beta} &= -\gamma_q \beta + k_1 k_6 (V_{qs} - V_{qf}) \\ \dot{i}_{ds} &= k_6 (V_{ds} - V_{df}) \end{aligned}$$

결국 위의 오차방정식 (5)를 위한 적응제어기를 설계하고

자 하며, 다음의 보조정리 1을 이용하고자 한다.

보조정리 1 : 아래 식 (6)을 만족하는 일정한 파라미터 벡터 $\xi_q^* = [\xi_{q1}^*, \xi_{q2}^*, \xi_{q3}^*, \xi_{q4}^*]^T, \xi_d^* = [\xi_{d1}^*, \xi_{d2}^*]^T$ 가 존재한다.

$$V_{qf} = h_q^T \xi_q^*, \quad V_{df} = h_d^T \xi_d^* = \sum_{i=1}^2 h_{di} \xi_{di}^* \quad (6)$$

여기서, $h_q = [h_{q1}, h_{q2}, h_{q3}, h_{q4}]^T = [\omega, i_{qs}, \omega i_{ds}, \beta]^T,$
 $h_d = [h_{d1}, h_{d2}]^T = [i_{ds}, \omega i_{qs}]^T.$

증명 : 식 (3)에 의해서 식 (6)의 ξ_q^*, ξ_d^* 는 다음과 같음을 쉽게 확인할 수 있다.

$$\xi_q^* = \frac{1}{k_1 k_6} [k_1 k_5, k_1 k_4, k_1, (k_2 - \gamma_q)]^T, \quad \xi_d^* = \frac{1}{k_6} [k_4, -1]^T \quad (7)$$

제어 입력(V_{qs}, V_{ds})이 아래와 같이 주어진다 하자.

$$V_{qs} = -\delta_q \sigma_q + \sum_{i=1}^4 \xi_{qi} h_{qi}, \quad V_{ds} = -\delta_d i_{ds} + \sum_{i=1}^2 \xi_{di} h_{di} \quad (8)$$

여기서, $\sigma_q = \gamma_q \omega_e + \beta, \phi_{qi} > 0, \phi_{di} > 0, \delta_q > 0, \delta_d > 0.$
 ξ_{qi}, ξ_{di} : ξ_{qi}^*, ξ_{di}^* 의 추정치이며 다음의 적응규칙에 의해 갱신된다.

$$\dot{\xi}_{qi} = \frac{1}{\phi_{qi}} \int_0^t h_{qi}(\tau) \sigma_q(\tau) d\tau, \quad \dot{\xi}_{di} = \frac{1}{\phi_{di}} \int_0^t h_{di}(\tau) i_{ds}(\tau) d\tau$$

또한, 제어 입력을 다음과 같이 다시 표현하자.

$$V_{qs} = u_{qs} + u_{qd}, \quad V_{ds} = u_{ds} + u_{dd} \quad (9)$$

여기서, u_{qs}, u_{ds} : 정적인 제어 입력 성분, u_{qd}, u_{dd} : 동적인 제어 입력 성분을 의미한다.

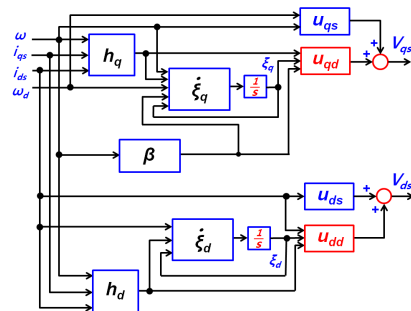


그림 1 제안된 적응 속도제어기의 블록 다이어그램
Fig. 1 Block diagram of the proposed adaptive speed controller

식 (9)에서 보여준 정적인 제어 입력(u_{qs}, u_{ds})과 동적인 제어 입력(u_{qd}, u_{dd})은 식 (8)에 의해서 다음과 같이 얻어지며, 그림 1은 제안된 적응 속도제어기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$\begin{aligned} u_{qs} &= -\delta_q \gamma_q \omega_e, & u_{ds} &= -\delta_d i_{ds} \\ u_{qd} &= -\delta_q \beta + \sum_{i=1}^4 \xi_{qi} h_{qi}, & u_{dd} &= \sum_{i=1}^2 \xi_{di} h_{di} \end{aligned} \quad (10)$$

4. 제어시스템의 안정도 해석

본 장에서는 [13]-[14]에 설명된 Lyapunov 방법을 토대로 제안된 적응 제어시스템이 안정함을 증명할 것이다. 식 (5)로부터 아래의 식이 유도된다.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_q &= \gamma_q \dot{\omega}_e + \beta = -k_1 k_6 (V_{df} - V_{qs}) \\ \dot{i}_{ds} &= -k_6 (V_{df} - V_{ds}) \end{aligned} \quad (11)$$

결국 적응 제어 입력 (8)은 보조정리 1과 (11)에 의해서 다음의 식으로 변환될 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{qs} &= -\delta_q \sigma_q + \sum_{i=1}^4 \xi_{qi}^* h_{qi} - \sum_{i=1}^4 \tilde{\xi}_{qi} h_{qi} = -\delta_q \sigma_q + V_{df} - \sum_{i=1}^4 \tilde{\xi}_{qi} h_{qi} \\ V_{ds} &= -\delta_d i_{ds} + \sum_{i=1}^2 \xi_{di}^* h_{di} - \sum_{i=1}^2 \tilde{\xi}_{di} h_{di} = -\delta_d i_{ds} + V_{df} - \sum_{i=1}^2 \tilde{\xi}_{di} h_{di} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $\tilde{\xi}_{qi} = \xi_{qi} - \xi_{qi}^*$, $\tilde{\xi}_{di} = \xi_{di} - \xi_{di}^*$. 다음으로 Lyapunov 함수를 아래와 같이 정의한다.

$$V = \frac{1}{2} (\kappa \omega_e^2 + \sigma_q^2 + i_{ds}^2 + \sum_{i=1}^4 \zeta_{qi} \tilde{\xi}_{qi}^2 + \sum_{i=1}^2 \zeta_{di} \tilde{\xi}_{di}^2) \quad (13)$$

여기서, $\zeta_{qi} = k_1 k_6 \phi_{qi}$, $\zeta_{di} = k_6 \phi_{di}$, κ : 다음 조건을 만족하는 충분히 작은 양수이다.

$$4k_1 k_6 \delta_q \gamma_q > \kappa > 0 \quad (14)$$

오차방정식 (5)를 기반으로 한 도함수 \dot{V} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \kappa \omega_e \dot{\omega}_e + \sigma_q \dot{\sigma}_q + i_{ds} \dot{i}_{ds} + \sum_{i=1}^4 \zeta_{qi} \tilde{\xi}_{qi} \dot{\xi}_{qi} + \sum_{i=1}^2 \zeta_{di} \tilde{\xi}_{di} \dot{\xi}_{di} \\ &= \kappa \omega_e \dot{\omega}_e - k_1 k_6 \sigma_q (V_{df} - V_{qs}) \\ &\quad - k_6 i_{ds} (V_{df} - V_{ds}) + \sum_{i=1}^4 \zeta_{qi} \tilde{\xi}_{qi} \dot{\xi}_{qi} + \sum_{i=1}^2 \zeta_{di} \tilde{\xi}_{di} \dot{\xi}_{di} \\ &\leq \kappa \omega_e (\sigma_q - \gamma_q \omega_e) - k_1 k_6 \sigma_q (\delta_q \sigma_q + \sum_{i=1}^4 \tilde{\xi}_{qi} h_{qi}) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} &-k_6 i_{ds} (\delta_d i_{ds} + \sum_{i=1}^2 \tilde{\xi}_{di} h_{di}) + \sum_{i=1}^4 \zeta_{qi} \tilde{\xi}_{qi} \dot{\xi}_{qi} + \sum_{i=1}^2 \zeta_{di} \tilde{\xi}_{di} \dot{\xi}_{di} \\ &\leq -\kappa \gamma_q \|\omega_e\|^2 + \kappa \omega_e \sigma_q - k_1 k_6 \delta_q \|\sigma_q\|^2 \\ &\quad - (k_4 + \delta_d k_6) \|i_{ds}\|^2 = -e_r^T Q e_r \end{aligned}$$

여기서, $\dot{\xi}_{qi} = \frac{1}{\phi_{qi}} h_{qi} \sigma_q$, $\dot{\xi}_{di} = \frac{1}{\phi_{di}} h_{di} i_{ds}$, $e_r = [\omega_e, \sigma_q, i_{ds}]^T$,

$$Q = \begin{bmatrix} \kappa \gamma_q & -0.5\kappa & 0 \\ -0.5\kappa & k_1 k_6 \delta_q & 0 \\ 0 & 0 & \delta_d k_6 \end{bmatrix}$$

따라서 조건 (14)를 만족하면 Q 는 양한정 (Positive-Definite)이다. 즉, 이것은 다음 관계를 의미한다.

$$e_r \in L_2 \cap L_\infty, \quad \xi_q \in L_\infty, \quad \xi_d \in L_\infty \quad (16)$$

다음으로 속도 오차(ω_e)에 대한 안정도를 정립하기 위해서, ω_e 와 σ_q 의 전달함수 관계식을 정립하고자 한다. 아래 식 (17)의 관계식으로부터 식 (18)의 전달함수가 얻어진다.

$$\sigma_q = \gamma_q \omega_e + \beta = \gamma_q \omega_e + \dot{\omega}_e \quad (17)$$

$$\omega_e = H_{\omega_e \sigma_q}(s) \sigma_q(s) = \frac{1}{s + \gamma_q} \sigma_q(s) \quad (18)$$

여기서, s : 라플라스(Laplace) 변수. 결과적으로 전달함수 $H_{\omega_e \sigma_q}(s)$ 는 Strictly positive real이고 $\sigma_q \in L_2$ 이므로, [14]의 Theorem 1.4~1.7로부터 속도 오차(ω_e)는 0으로 수렴함을 알 수 있다.

5. 실험 및 검증

제안된 적응 속도제어기의 성능을 검증하기 위하여 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션하고, TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다. 표 1은 시뮬레이션과 실험을 위해 사용된 표면 부착형 PMSM의 파라미터를 보여준다.

표 1 영구자석 동기전동기의 파라미터

Table 1 PMSM parameters

극수(p)	12
고정자 저항(R_s)	0.99[Ω]
고정자 인덕턴스(L_s)	5.82[mH]
영구자석 자속(λ_m)	0.079153[V·sec/rad]
등가 관성(J)	0.00120754[kg·m ²]
점성 마찰 계수(B)	0.0003[N·m·sec/rad]
부하 토크(T_L)	1[N·m]

표 1에서 주어진 모터 파라미터를 이용하면 식 (1)은 아래의 동적인 모델로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= 3539.6i_{qs} - 0.2484\omega - 4968.8T_L \quad (19) \\ \dot{i}_{qs} &= -170.1i_{qs} - 13.6\omega + 171.8V_{qs} - \omega i_{ds} \\ \dot{i}_{ds} &= -170.1i_{ds} + 171.8V_{ds} + \omega i_{qs} \end{aligned}$$

위의 식 (19)는 회전자 각속도를 상태 변수로 하는 아래의 방정식으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \beta \quad (20) \\ \dot{\beta} &= -48138.6\omega - 3539.6\omega i_{ds} \\ &\quad - 0.2484\beta - 602086i_{qs} + 608103.3V_{qs} \\ \dot{i}_{ds} &= -170.1i_{ds} + \omega i_{qs} + 171.8V_{ds} \end{aligned}$$

식 (8)에서 주어진 변수들을 적절한 과도응답이 나오도록 시뮬레이션을 통한 시행착오를 거쳐 $\delta_q = 0.001$, $\delta_d = 0.01$, $\phi_{qi} = 2$, $\phi_{di} = 2$, $\gamma_q = 150$ 으로 선정되었으며, 적응 제어 입력(V_{qs} , V_{ds})은 다음과 같이 구해진다.

$$V_{qs} = -0.15\omega_c - 0.001\beta - \sum_{i=1}^4 \xi_{qi} h_{qi} \quad (21)$$

$$V_{ds} = -0.01i_{ds} - \sum_{i=1}^2 \xi_{di} h_{di}$$

여기서,
$$\xi_{qi} = -\frac{1}{\phi_{qi}} \int_0^t h_{qi}(\tau) \sigma_q(\tau) d\tau,$$

$$\xi_{di} = -\frac{1}{\phi_{di}} \int_0^t h_{di}(\tau) i_{ds}(\tau) d\tau.$$

그림 2는 제안된 적응 제어시스템의 성능을 검증하기 위한 전반적인 블록 다이어그램을 보여준다. 그림 2에서 보는 바와 같이 PMSM 구동시스템은 영구자석 전동기, 증가형 엔코더, 부하 토크를 위한 브레이크, TI TMS320F28335 DSP, 그리고 3상 PWM 인버터로 구성되어 있다. 또한 본 논문에서는 스위칭 손실과 전류 리플을 고려하여 5[kHz]의 스위칭 주파수가 선정되었으며, 또한 공간전압벡터 PWM 방식이 사용되었다.

제안된 제어 알고리즘은 제어 성능을 검증하고자 크게 3가지 조건하에서 Matlab/Simulink로 구현되었다. 즉, 첫 번째는 기준 파라미터하의 속도 응답, 두 번째는 전동기 파라미터 중에서 R_s, L_s, J 이 200% 변동시의 속도 응답, 그리고 세 번째는 기준 파라미터하의 부하 토크(T_L) 응답을 보여준다. 속도 응답 특성을 보여주는 첫 번째의 경우 속도 지령치(ω_d)는 157.23[rad/sec] \rightarrow 314.47[rad/sec] \rightarrow 157.23[rad/sec]로 주어지며, 이때 부하 토크(T_L)는 1[N·m]로 일정하다. 제안된 속도제어기의 강인성을 검증하고 역회전시의 속도제어 특성을 보여주는 두 번째의 경우 속도 지령치(ω_d)는 157.23[rad/sec] \rightarrow 314.47[rad/sec] \rightarrow 157.23[rad/sec] \rightarrow -157.23[rad/sec]로 주어지며, 이때 부하 토크(T_L)는 정회전시에는 1[N·m]로 일정하지만 역회전시에는 -1[N·m]로 주어진다. 그리고 부하 토크 응답을 보여주는 세 번째의 경우는 부하 토크(T_L)는 1[N·m]에서 2[N·m]

로 증가 한 후, 다시 1[N·m]로 감소하며, 이때 전동기 속도는 157.23[rad/sec]로 일정하다.

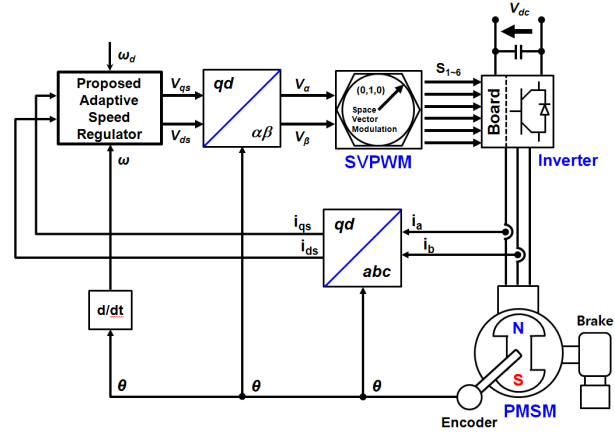


그림 2 제안된 적응 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램
Fig. 2 Overall block diagram of the proposed adaptive control system

그림 3은 표 1에서 보여준 기준 파라미터하의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주며, 속도가 변하는 과도응답시에도 빠른 시간내에 속도 지령치를 정확히 추종함을 알 수 있다. 그림 4는 제안한 적응제어기의 강인성을 검증하기 위하여 전동기 파라미터 중에서 R_s, L_s, J 의 값이 측정 오차, 모델링 오차, 온도 변화 및 부하 변화 등에 따라서 200% 변동했다는 가정하에서 정회전 및 역회전시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다.

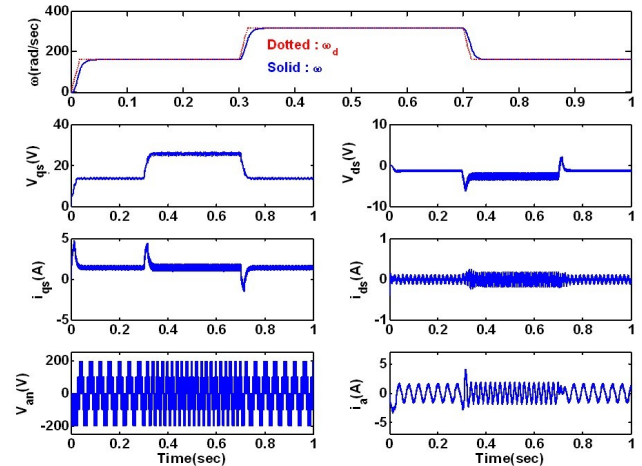


그림 3 기준 파라미터하의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 3 Simulation results about the speed change under nominal parameters

그림 4에서 보는 바와 같이 파라미터의 큰 오차로 인하여 제안된 적응제어기는 초기 기동시와 역회전시에 속도 응답

이 기준 파라미터하의 결과에 비해 다소 지연되지만, 빠른 시간내에 속도 지령치를 정확히 추종하는 것을 알 수 있다.

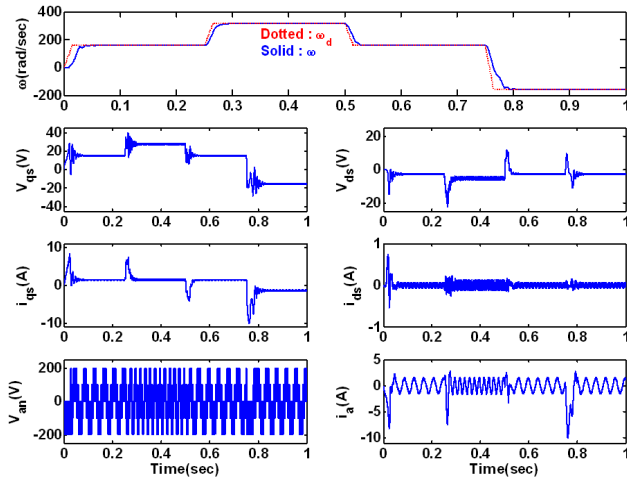


그림 4 전동기 파라미터 중에서 (R_s, L_s, J)의 200% 변동시의 속도 변화에 대한 시뮬레이션 결과

Fig. 4 Simulation results about the speed change under 200% variation of some parameters(R_s, L_s, J)

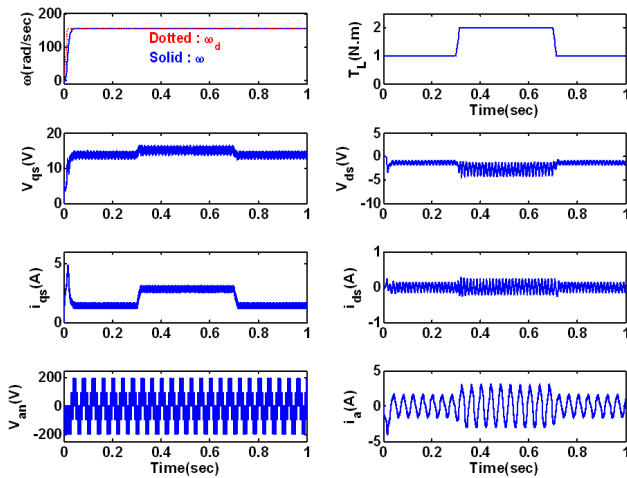
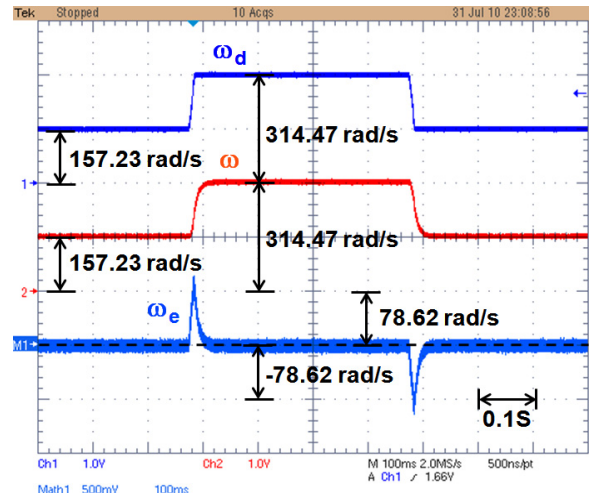


그림 5 기준 파라미터하의 부하 토크 변화에 대한 시뮬레이션 결과

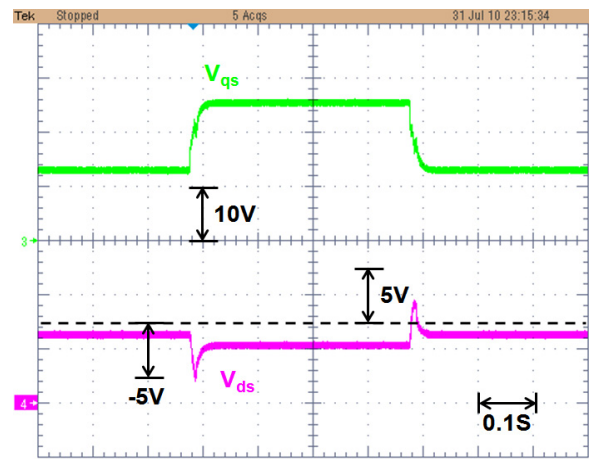
Fig. 5 Simulation results about the load torque change under nominal parameters

또한 그림 5는 일정한 속도에서 부하 토크(T_L)가 거의 스텝으로 200% 변할 때의 시뮬레이션 결과를 보여주며, 결과에서 보는 바와 같이 갑작스런 부하 토크의 변동에도 불구하고 속도는 거의 일정하므로 제안된 적응제어기는 부하 변동에 매우 강인함을 알 수 있다. 마지막으로 그림 6은 그림 3과 같은 조건하에서의 실험결과를 보여주며, 그림 6(a) ~ (d)는 각각 속도 지령치(ω_d), 속도 측정치(ω), 제어 입력

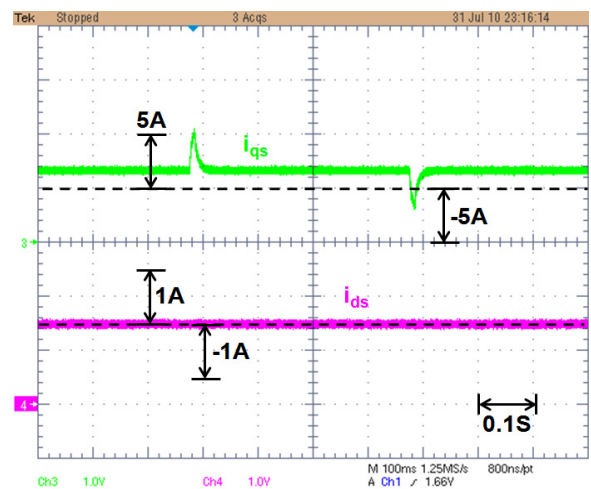
전압(V_{qs}, V_{ds}), dq축 전류(i_{qs}, i_{ds}), 모터 상전압(V_{an}) 및 상 전류(i_a)를 보여준다.



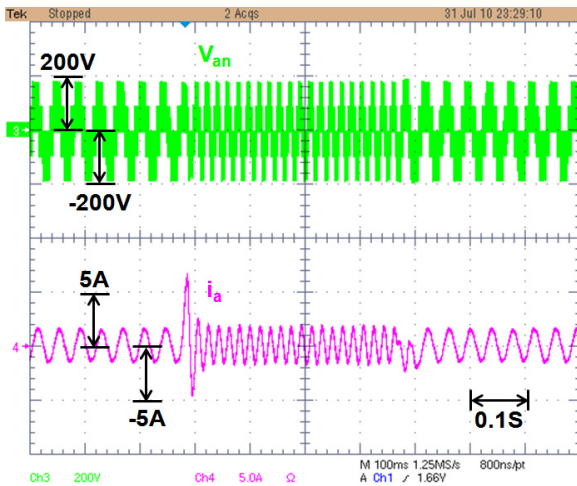
(a) 속도(ω_d, ω)



(b) dq축 제어 입력(V_{qs}, V_{ds})



(c) dq축 전류(i_{qs}, i_{ds})



(d) 상전압(V_{an}) 및 상전류(i_a)

그림 6 제안한 제어방식에 대한 실험 결과

Fig. 6 Experimental results of the proposed control method

위에서 보여준 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 본 논문에서 제안된 적응 속도제어기는 영구자석 동기전동기의 파라미터 및 부하 토크 변동시에도 속도 추종에 대한 빠른 과도 응답과 정상상태 오차가 거의 없는 특성을 보여주며 전동기 속도를 정확하고 빠르게 제어함을 확인하였다.

7. 결 론

본 논문에서는 영구자석 동기전동기를 위한 강인한 적응 속도제어기에 대해 연구하였다. 제안된 적응제어기는 전동기 파라미터와 부하 토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않으므로 파라미터 및 부하 변동에 매우 둔감한 특성을 갖는다. 또한 본 연구에서는 제안된 적응 제어시스템의 안정성을 수학적으로 증명하였다. 마지막으로 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 제안된 적응 속도제어기는 전동기 파라미터 및 부하 토크 변동시에도 빠른 과도응답과 정확한 속도 제어 성능을 보장함을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업입(2010-0009577)

참 고 문 헌

[1] T. H. Liu, H. T. Pu, and C. K. Lin, "Implementation of an adaptive position control system of a permanent magnet synchronous motor and its application," IET Electr. Power Appl., Vol. 4, no. 2, pp. 121-130, 2010.
 [2] W. T. Su and C. M. Liaw, "Adaptive positioning

control for a LPMSM drive based on adapted inverse model and robust disturbance observer," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 21, no. 2, pp. 505-517, 2007.

[3] Y. A. R. I. Mohamed, "A hybrid-type variable-structure instantaneous torque control with a robust adaptive torque observer for a high-performance direct-drive PMSM," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 54, no. 5, pp. 2491-2499, 2007.
 [4] Y. A. R. I. Mohamed, "Adaptive self-tuning speed control for permanent-magnet synchronous motor drive with dead time," IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 21, no. 4, pp. 855-862, 2006.
 [5] K. H. Kim, "Model reference adaptive control-based adaptive current control scheme of a PM synchronous motor with an improved servo performance," IET Electr. Power Appl., Vol. 3, no. 1, pp. 8-18, 2009.
 [6] C. K. Lin, T. H. Liu, and S. H. Yang, "Nonlinear position controller design with input-output linearisation technique for an interior permanent magnet synchronous motor control system," IET Power Electron., Vol. 1, no. 1, pp. 14-26, 2008.
 [7] M. N. Uddin and M. A. Rahman, "High-speed control of IPMSM drives using improved fuzzy logic algorithms," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 54, no. 1, pp. 190-199, 2007.
 [8] Y. S. Kung, C. C. Huang, and M. H. Tsai, "FPGA realization of an adaptive fuzzy controller for PMSM drive," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 56, no. 8, pp. 2923-2932, 2009.
 [9] S. H. Choi, J. S. Ko, J. S. Park, and S. C. Hong, "Precise position control using a PMSM with a disturbance observer containing a system parameter compensator," IET Proc. Electr. Power Appl., Vol. 152, no. 6, pp. 1573-1577, 2005.
 [10] K. B. Lee and F. Blaabjerg, "Robust and stable disturbance observer of servo system for low-speed operation," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. 43, no. 3, pp. 627-635, 2007.
 [11] Y. Zhang, C. M. Akujuobi, W. H. Ali, C. L. Tolliver, and L. S. Shieh, "Load disturbance resistance speed controller design for PMSM," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 53, no. 4, pp. 1198-1208, 2006.
 [12] S. Li and Z. Liu, "Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 56, no. 8, pp. 3050-3059, 2009.
 [13] K. S. Narendra and A. M. Annaswamy, Stable Adaptive Systems, Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall Inc., 1989.
 [14] F. L. Lewis, C. T. Abdallah, and D. M. Dawson, Control of Robot Manipulators, New York, NY : Macmillan Publishing Company, 1993.

저 자 소 개



정진우 (鄭鎭佑)

1969년 1월 11일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 6월 The Ohio State Univ. 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1997년~2000년 LG전자 Digital Appliance 연구소 연구원. 2005년~2008년 삼성SDI 중앙연구소/PDP개발팀 책임연구원. 2008년~현재 동국대(서울캠퍼스) 전자전기공학부 조교수. 당 학회 영문지 JEET 편집위원.

Tel : (02) 2260-3348

E-mail : jinwjung@dongguk.edu



김태형 (金泰亨)

1969년 4월 3일생. 1993년 한양대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1995년~2002년 LG전자 DA 연구소 선임연구원. 2005년~현재 경상대 전기공학과 조교수.

Tel : (055) 751-5349

E-mail : ktheoung@gnu.ac.kr