

## 표면부착형 영구자석 동기전동기의 적응속도제어기 설계

崔永植\*, 劉炯寧\*\*, 鄭鎮佑†

## Design of an Adaptive Speed Regulator for a Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor

Young-Sik Choi, Dong-Young Yu, and Jin-Woo Jung

## 요 약

본 논문에서는 표면부착형 영구자석 동기전동기의 속도 제어를 위하여 적응속도제어기를 제안한다. 제안된 적응 제어기는 모터 파라미터와 부하토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않으므로 이들의 변동에 매우 둔감하다. 또한 제안된 제어시스템의 안정성을 해석적으로 증명한다. 본 연구에서 제안된 적응속도제어기의 성능을 검증하기 위하여, 모터 파라미터 및 부하토크 변동 하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어졌다. 본 결과를 통하여 제안된 속도제어기는 영구자석 동기전동기의 속도를 정확하게 제어할 수 있음을 검증하였다.

## ABSTRACT

This paper proposes a new adaptive speed controller for the speed control of a surface-permanent magnet synchronous motor. The proposed adaptive controller is very insensitive to model parameter and load torque variations since it does not require any accurate information on the motor parameter and load torque values. Moreover, the stability of the proposed control system is analytically proven. To verify the effectiveness of the proposed adaptive speed controller, simulation and experimental results are shown under motor parameter and load torque variations. It is clearly validated that the proposed speed regulator can precisely control the speed of permanent magnet synchronous motors.

**Key Words :** Adaptive control, PMSM, Robust control, Speed control

## 1. 서 론

영구자석 동기전동기(PMSM)는 고효율, 저유지 비용, 저소음, 저관성, 강인성 등의 장점 때문에 CNC 공작기계나 산업용 로봇 등 서보 응용 분야에 폭넓게 사용되고 있다.<sup>[1]-[5]</sup> 그러나 PMSM은 비선형이고 외부 외란, 모터 파라미터 등과 같은 불확실한 특성을 가진

다. 그러므로 기존의 PID 제어와 같은 선형 제어방식이 비선형인 PMSM 시스템에 사용된다면, 우수한 과도응답 성능과 정밀한 제어 성능을 보장할 수 없다. 그러므로 이러한 문제를 해결하기 위하여 외란관측기를 이용하여 부하토크 변동에 둔감한 제어 방식이 제안되었다.<sup>[1]-[5]</sup> 그러나 외란관측기를 기반으로 하는 대부분의 기존방식은 모터 파라미터가 부정확하면 전체 제어시스템의 안정도뿐만 아니라 강인한 제어 성능을 보장할 수 없다.

본 논문에서는 PMSM의 정밀한 속도제어를 보장하는 적응속도제어기를 제안한다. 제안된 속도제어기는 모터 파라미터와 부하토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않으므로 그들의 변동에 매우 둔감한 특성을 갖는

†교신저자 : 정회원, 동국대 전자전기공학부 조교수  
E-mail : jinwojung@dongguk.edu

\*학생회원, 동국대 전자전기공학부 석·박사 통합과정

\*\*학생회원, 동국대 전자전기공학부 박사과정

접수일자 : 2010. 7. 26                      1차 심사 : 2010. 8. 28  
2차 심사 : 2010. 9. 4                         심사완료 : 2010. 9. 9

다. 또한 제안된 적응 제어시스템의 안정성을 해석적으로 증명한다. 마지막으로 제안된 속도제어기의 성능을 검증하기 위하여 PMSM 구동시스템을 이용하여 전동기 파라미터 변동 및 부하 변동 등 다양한 조건하에서 시뮬레이션 및 실험 결과가 주어진다.

## 2. 적응제어기 설계 개념

표면부착형 영구자석 3상 동기전동기의 전기적인 회전자 각속도에 대한 동적인 모델은 아래 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\dot{\omega} = k_1 i_{qs} - k_2 \omega - k_3 T_L \quad (1)$$

여기서,

$$k_1 = \frac{3}{2} \frac{1}{J} \frac{p^2}{4} \lambda_m, \quad k_2 = \frac{B}{J}, \quad k_3 = \frac{p}{2J},$$

$\omega$ : 전기적인 회전자 각속도,  $i_{qs}$ :  $q$ 축 전류,  $p$ : 극수,  $J$ : 회전자 관성,  $B$ : 점성 마찰 계수,  $\lambda_m$ : 영구자석 자속,  $T_L$ : 부하토크.

식 (1)에서 보는 바와 같이 영구자석 동기전동기는 정확한 속도제어를 위해서 속도( $\omega$ ) 및 전류( $i_{qs}$ )의 정보뿐만 아니라 부하토크( $T_L$ )의 정보도 필요함을 알 수 있다. 특히, 속도제어기가 부하토크의 변동을 적절하게 고려하지 않는다면, 시스템의 제어 성능은 현저히 저하될 수 있다. 본 논문에서는 모터 파라미터와 부하토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않고 이들의 변동에도 불구하고 안정성을 보장하는 적응속도제어기가 설계된다.

본 논문에서는 적응속도제어기를 설계하기 위하여 다음의 가정을 사용한다.

**A1** :  $\omega, i_{ds}, i_{qs}$ 는 측정 가능하다.

**A2** : 속도지령치( $\omega_d$ )는 일정하며,  $\dot{\omega}_d = \ddot{\omega}_d = 0$ 이다.

**A3** :  $T_L$ 의 정확한 값을 알 수는 없으나,  $\dot{T}_L$ 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 A1-3 가정을 사용하며, 또한 A4 대신에  $k_i$  값이 정확하게 알려져 있다는 가정을 사용하지만, 본 논문에서 제안하는 적응속도제어기는 매우 강인하므로 정확한 시스템 파라미터를 필요로

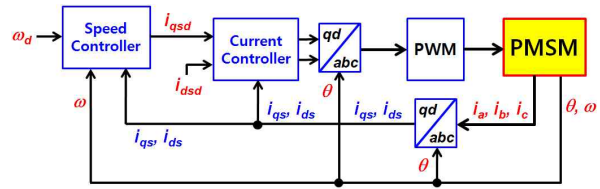


그림 1 종래의 PMSM 제어시스템의 블록 다이어그램  
Fig. 1 Block diagram of conventional PMSM control system

하지 않음에 유의해야 한다. 그림 1은 벡터제어에 사용되는 일반적인 PMSM 제어시스템의 블록 다이어그램을 보여준다. 그림 1에서 보는바와 같이 제어시스템은 2개의 제어 루프를 가진다. 즉, 바깥쪽에 있는 제어 루프는 속도를 제어하고, 안쪽의 루프는 전류를 제어한다. 속도제어기의 출력이 토크를 제어하는  $q$ 축 전류의 지령치( $i_{qsd}$ )가 되며, 반면에 자속을 제어하는  $d$ 축 전류의 지령치( $i_{dsd}$ )는 일반적으로 0으로 설정한다.

본 논문에서는 관측기를 사용하지 않고 강인하고 정확한 속도제어 특성을 갖는 적응속도제어기를 제안하며, 제안된 적응제어기는 그림 1과 같이 전류제어기와 함께 사용한다.

속도제어기를 설계하기 위하여 먼저  $q$ 축 전류  $i_{qs}$ 를 아래 (2)와 같이 궤환 성분( $i_{qf}$ )과 적응 보상 성분( $i_{qa}$ )으로 나누자.

$$i_{qs} = i_{qf} + i_{qa} \quad (2)$$

여기서, 궤환 성분  $i_{qf}$ 는 기존의 PI 궤환 제어 입력에 해당하고 적응 보상 성분  $i_{qa}$ 는  $k_i$ 의 불확실성을 보상하기 위해 부가적으로 들어가는 입력 성분이다. 다음으로 오차방정식을 아래와 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= e_2, \\ \dot{e}_2 &= k_1 i_{qf} - k_2 \omega - k_3 T_L \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,  $e_1 = \int_0^t e_2 d\tau$ ,  $e_2 = \omega - \omega_d$ . 다음의 보조정리 1은 주요 결과를 유도할 때 이용될 것이다.

**보조정리 1** :  $i_{qa}^*$ 를 다음처럼 정의하자.

$$i_{qa}^* = \frac{1}{k_1} (k_2 \omega + k_3 T_L - \gamma e_2) \quad (4)$$

여기서,  $\gamma > 0$ 으로 설계변수이다.

그러면 아래 식 (5)를 만족하는 일정한 파라미터 벡터  $\xi^* = [\xi_1^*, \xi_2^*, \xi_3^*]^T$ 가 존재한다.

$$i_{qa}^* = \xi^{*T} h = \sum_{i=1}^3 \xi_i^* h_i \quad (5)$$

여기서,  $h = [h_1, h_2, h_3]^T = [\omega, \omega_d, 1]^T$ .

**증명 :** 식 (4)로부터  $\xi^*$ 가 아래와 같이 주어지면 식 (5)가 만족됨을 쉽게 확인할 수 있다.

$$\xi_1^* = \frac{(k_2 - \gamma)}{k_1}, \quad \xi_2^* = \frac{\gamma}{k_1}, \quad \xi_3^* = \frac{k_3}{k_1} T_L$$

### 3. 적응제어기 설계와 안정도 해석

본 장에서는 적응 제어시스템을 제안하고 전체 폐회로 시스템이 안정함을 해석적으로 증명한다. 궤환 성분( $i_{qf}$ )과 적응 보상 성분( $i_{qa}$ )을 다음과 같이 주어진다 고 하자.

$$\begin{aligned} i_{qf} &= -\delta\sigma \\ i_{qa} &= \xi_1 h_1 + \xi_2 h_2 + \xi_3 h_3 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서,  $\sigma = \gamma e_1 + e_2$ ,  $\delta > 0$ ,  $\gamma > 0$ ,  $\phi_i > 0$ ,  $\xi_i$ :  $\xi_i^*$ 의 추정치이며 다음의 적응규칙에 의해 갱신된다.

$$\dot{\xi}_i = -\frac{1}{\phi_i} \int_0^t \sigma(\tau) h(\tau) d\tau \quad (7)$$

그러면  $i_{qs}$ 가 아래와 같이 주어진다.

$$i_{qs} = -\delta\sigma + \sum_{i=1}^3 \xi_i h_i \quad (8)$$

적응속도제어기의 출력인  $q$ 축 전류( $i_{qs}$ ) (8)은 보조 정리 1에 의해서 다음의 식으로 변환될 수 있다.

$$i_{qs} = -\delta\sigma + \sum_{i=1}^3 \xi_i h_i = -\delta\sigma + \sum_{i=1}^3 \xi_i^* h_i - \sum_{i=1}^3 \tilde{\xi}_i h_i \quad (9)$$

여기서,  $\tilde{\xi}_i = \xi_i^* - \xi_i$ . 다음으로 Lyapunov 함수를 아래와 같이 정의한다.

$$V = \frac{1}{2} (\kappa e_1^2 + \sigma^2 + \sum_{i=1}^3 \zeta_i \tilde{\xi}_i^2) \quad (10)$$

여기서,  $\zeta_i = \phi_i k_1$ ,  $\kappa$ : 다음 조건을 만족하는 충분히 작은 양수이다.

$$0 < \kappa < 4\gamma\delta k_1 \quad (11)$$

오차방정식 (3)을 이용하여  $\dot{V}$ 는 다음처럼 주어짐을 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \kappa e_1 \dot{e}_1 + \sigma \dot{\sigma} - \sum_{i=1}^3 \zeta_i \tilde{\xi}_i \dot{\xi}_i \\ &= \kappa e_1 e_2 + k_1 \sigma i_{qs} - k_1 \sigma \sum_{i=1}^3 \xi_i^* h_i + \sum_{i=1}^3 \frac{\zeta_i}{\phi_i} \tilde{\xi}_i h_i \sigma \\ &= -\kappa \gamma e_1^2 + \kappa e_1 \sigma - k_1 \delta \sigma^2 - k_1 \sigma \sum_{i=1}^3 \tilde{\xi}_i h_i + \sigma \sum_{i=1}^3 \frac{\zeta_i}{\phi_i} \tilde{\xi}_i h_i \\ &= -\begin{bmatrix} e_1 \\ \sigma \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \kappa \gamma & -0.5\kappa \\ -0.5\kappa & k_1 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ \sigma \end{bmatrix} = -x^T Q x \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{여기서, } \dot{\xi}_i = -\frac{1}{\phi_i} \sigma h_i, \quad x = \begin{bmatrix} e_1 \\ \sigma \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} \kappa \gamma & -0.5\kappa \\ -0.5\kappa & k_1 \delta \end{bmatrix}.$$

따라서 조건 (11)을 만족하면  $Q$ 는 양한정 (Positive-Definite)이다. 즉, 이것은 다음 관계를 의미한다.

$$x \in L_2 \cap L_\infty, \quad \xi_i \in L_\infty \quad (13)$$

다음으로 속도 오차( $e_2$ )에 대한 안정도를 정립하기 위해서,  $e_1$ 으로부터  $\sigma$ 로의 전달함수  $H_{e_1\sigma}(s)$ 를 구해보자.  $\sigma = \gamma e_1 + e_2 = \gamma e_1 + \dot{e}_1$ 의 관계식을 이용하여  $H_{e_1\sigma}(s)$ 가 아래 식 (14)처럼 주어짐을 보일 수 있다.

$$H_{e_1\sigma}(s) = \frac{1}{s + \gamma} \quad (14)$$

여기서,  $s$ : 라플라스(Laplace) 변수. 결과적으로 전달함수  $H_{e_1\sigma}(s)$ 는 strictly positive real이므로, [6]-[8]으로부터 속도 오차( $e_2$ )는 0으로 수렴함을 알 수 있다. 결국 다음의 정리 1을 얻을 수 있다.

**정리 1 :** 오차방정식 (3)과 적응제어기 (7)과 (8)의 폐회로 시스템을 고려하면 속도 오차  $e_2$ 는 0으로 수렴하고 파라미터 추정값  $\xi_i$ 는 유한하다.

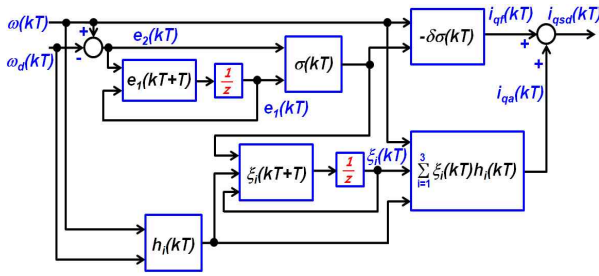


그림 2 제안된 적응속도제어기의 블록 다이어그램  
Fig. 2 Block diagram of the proposed adaptive speed controller

#### 4. 이산화 된 적응제어기

본 장에서는 식 (8)과 같이 연속시간으로 주어진 적응속도제어기의 출력인  $q$ 축 전류 지령치( $i_{qsd}$ )를 DSP를 이용한 디지털 구현을 위하여 이산화 하고자 한다. 식 (8)은 아래와 같이 다시 쓰여 질 수 있다.

$$i_{qsd}(t) = i_{qf}(t) + i_{qa}(t) \quad (15)$$

$$i_{qf}(t) = -\delta\sigma, \quad i_{qa}(t) = \sum_{i=1}^3 \xi_i h_i, \quad \sigma(t) = \gamma e_1 + e_2$$

그리고 충분히 작은 샘플링 시간  $T$ 를 정의하면, 샘플링 순간  $kT$ 에서  $\sigma(kT)$ 는 다음의 규칙을 이용하여 계산된다.<sup>[8]</sup>

$$\begin{aligned} \sigma(kT) &= \gamma e_1(kT) + e_2(kT) \\ &= \gamma e_1(kT) + [\omega(kT) - \omega_d(kT)] \end{aligned} \quad (16)$$

또한 적분 성분  $\xi_i(kT)$ ,  $e_1(kT)$ 는 다음의 규칙에 의해 갱신된다.

$$\xi_i(kT+T) = \xi_i(kT) - \frac{T}{\phi_i} \sigma(kT) h_i(kT) \quad (17)$$

$$e_1(kT+T) = e_1(kT) + T[\omega(kT) - \omega_d(kT)]$$

따라서  $q$ 축 전류( $i_{qs}$ )의 이산치는 다음 방정식으로 계산되며, 그림 2는 제안된 적응속도제어기의 블록 다이어그램을 보여준다.

$$i_{qsd}(kT) = -\delta\sigma(kT) + \sum_{i=1}^3 \xi_i(kT) h_i(kT) \quad (18)$$

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( $\lambda_m$ )	0.0792[V·sec/rad]
등가 관성( $J$ )	0.0012[kg·m <sup>2</sup> ]
접성 마찰 계수( $B$ )	0.0003[N·m·sec/rad]
부하토크( $T_L$ )	0.8[N·m]

#### 5. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 적응속도제어기의 성능을 검증하기 위하여 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션한 후, TI TMS320F28335 DSP를 사용하여 실험하였다. 표 1은 시뮬레이션과 실험을 위해 사용된 표면부착형 PMSM의 파라미터를 보여준다.

표 1에서 주어진 모터 파라미터를 이용하면 속도에 대한 동적인 방정식을 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\dot{\omega} = 3539.6i_{qs} - 0.2484\omega - 4968.8T_L \quad (19)$$

식 (18)에서 주어진 적응속도제어기 변수들이  $\delta=0.4$ ,  $\phi_1=5000$ ,  $\phi_2=100000$ ,  $\phi_3=10$ ,  $\gamma=5$ 으로 선정하였으며, PI 전류제어기 이득의 주파수 대역폭은 1000[rad/sec]으로 설정하였다. 따라서 적응속도제어기의 출력인  $q$ 축 전류 지령치( $i_{qsd}$ )는 다음과 같이 구해진다.

$$i_{qsd}(kT) = -0.8\sigma(kT) + \sum_{i=1}^3 \xi_i(kT) h_i(kT) \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서, } \sigma(kT) &= 5e_1(kT) + [\omega(kT) - \omega_d(kT)], \\ \xi_i(kT+T) &= \xi_i(kT) - \frac{1}{\phi_i} \sigma(kT) h_i(kT), \\ h(kT) &= [\omega(kT), \omega_d(kT), 1]^T. \end{aligned}$$

그림 3은 제안된 적응 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램을 보여준다. 그림 3에서 보는 바와 같이 제안된 적응속도제어기의 성능을 검증하기 위하여 기존의 PI 전류제어기가 함께 사용되었다. 또한 구동시스템은 PMSM, 증가형 엔코더, 부하토크를 위한 브레이크, TI TMS320F28335 DSP, 그리고 3상 PWM 인버터를 구성하고 있다. 본 논문에서는 스위칭 손실과

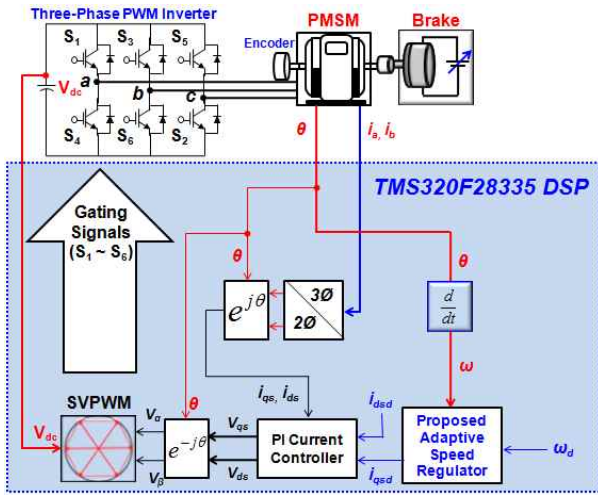


그림 3 제안된 적응 제어시스템의 전반적인 블록 다이어그램  
Fig. 3 Overall block diagram of the proposed adaptive control system

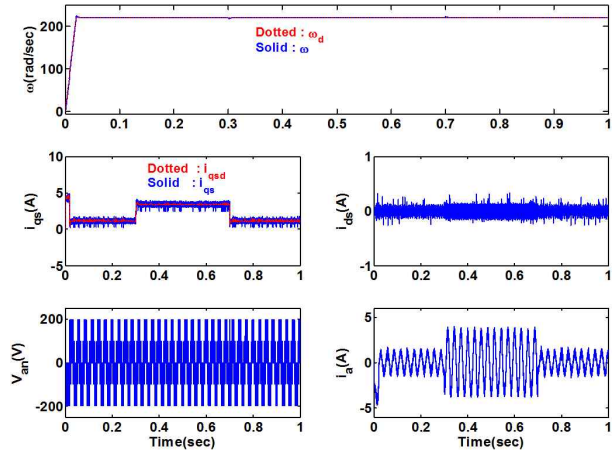


그림 5 제안된 제어방식에 대한 전동기 파라미터 중 ( $J, B, T_L$ )가 300% 변동시의 시뮬레이션 결과  
Fig. 5 Simulation results about the proposed control method under 300% variation of some parameters ( $J, B, T_L$ )

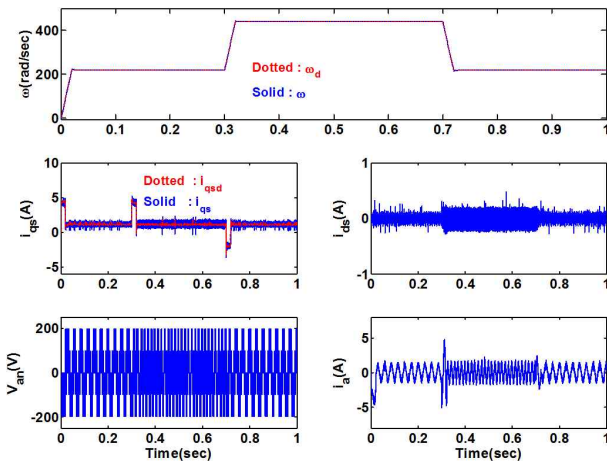


그림 4 제안된 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과  
Fig. 4 Simulation results about the proposed control method under no parameter variation

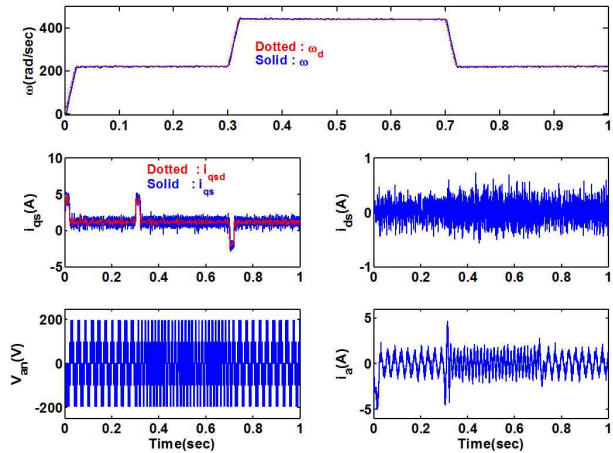


그림 6 PI 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과  
Fig. 6 Simulation results about the PI control method under no parameter variation

전류 리플을 고려하여 5[kHz]의 스위칭 및 샘플링 주파수( $1/T$ )가 선정되었으며, 또한 공간전압벡터 PWM 방식이 사용되었다.

먼저 제안된 적응속도제어기는 2 가지 조건하에서 Matlab/Simulink로 구현되었다. 즉, 첫 번째는 파라미터 무변동시의 속도 응답, 그리고 두 번째는 정속 운전 시 전동기 파라미터 중 ( $J, B, T_L$ )가 300% 변동시의 과도 응답을 보여준다. 이때 첫 번째 경우는 속도 지령치( $\omega_d$ )는 219.91[rad/sec]에서 439.82[rad/sec]로 증

가 한 후, 다시 219.91[rad/sec]로 감소하며, 이때 부하토크( $T_L$ )는 0.8[N·m]로 일정하다. 그리고 두 번째의 경우는 속도는 157.07[rad/sec]로 일정하며, 전동기 파라미터 중 ( $J, B, T_L$ )가 갑자기 200% 증가한다.

그림 4는 제안된 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과를 보여주고 있다. 그림 5는 제안된 적응제어기의 강인성을 검증하기 위하여 정속 운전 시 전동기 파라미터 중 ( $J, B, T_L$ )가 300% 변동시의 시뮬레이션 결과를 보여준다.

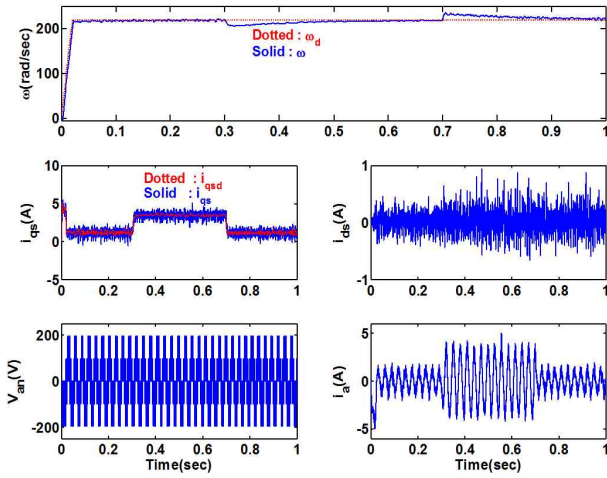
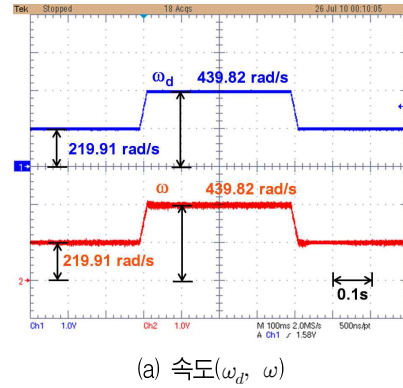


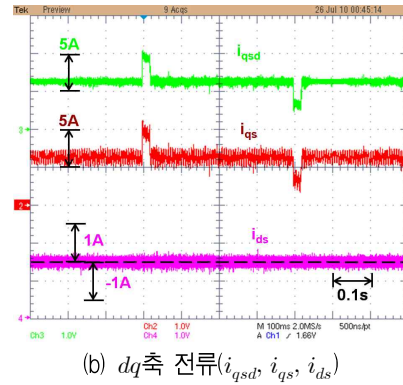
그림 7 PI 제어방식에 대한 전동기 파라미터 중 ( $J, B, T_L$ ) 가 300% 변동시의 시뮬레이션 결과  
 Fig. 7 Simulation results about the PI control method under 300% variation of some parameters ( $J, B, T_L$ )

본 논문에서는 제안된 적응제어기의 성능을 비교하기 위하여 기존의 PI 제어기에 대한 시뮬레이션 결과도 보여준다. 그림 6과 7은 기존의 PI 제어 방식에 대한 시뮬레이션 결과를 보여주며, 본 논문에서 PI 제어기의 이득은 다음과 같이 선정하였다. 즉, 전류제어기 이득의 주파수 대역폭은 1000[rad/sec]으로 설정하였으며, 속도제어기 주파수 대역폭은 100[rad/sec]으로 설정하였다. 그림 6은 PI 제어방식에 대한 파라미터 무변동시의 시뮬레이션 결과를 보여주며, 그림 7은 PI 제어방식에 대한 정속 운전 시 전동기 파라미터 중 ( $J, B, T_L$ )가 300% 변동시의 시뮬레이션 결과를 보여준다.

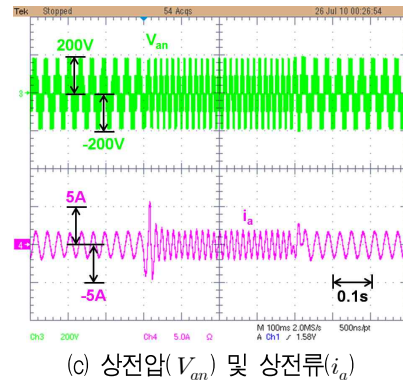
그림 8은 그림 4와 같은 조건하에서의 실험결과를 보여준다. 그림 4 ~ 8은 속도 지령치( $\omega_d$ ), 속도 측정치( $\omega$ ),  $q$ 축 전류 지령치( $i_{qsd}$ ),  $dq$ 축 전류( $i_{qs}, i_{ds}$ ), 모터 상전압( $V_{an}$ ) 및 상전류( $i_a$ )를 보여준다. 위에서 보여준 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 본 논문에서 제안된 적응제어기는 기존의 PI 제어기에 비해 정상상태 오차가 작으며, 일정 속도 하에서 전동기 파라미터 및 부하토크가 급변하더라도 속도 변화가 없이 매우 안정적인 임을 알 수 있다. 따라서 제안된 적응속도제어기는 기존의 전류제어기와 함께 사용하면 모터 파라미터 및 부하토크 변동 시에도 PMSM의 속도를 정확히 제어할 수 있으므로 기존의 PI 제어기에 비해 우수한 성능을 가짐을 확인하였다.



(a) 속도( $\omega_d, \omega$ )



(b) dq축 전류( $i_{qsd}, i_{qs}, i_{ds}$ )



(c) 상전압( $V_{an}$ ) 및 상전류( $i_a$ )

그림 8 제안한 제어방식에 대한 실험 결과  
 Fig. 8 Experimental results of the proposed control method

## 6. 결 론

본 논문에서는 영구자석 동기전동기를 위한 적응속도제어기를 제안하였다. 제안된 속도제어기는 모터 파라미터와 부하토크의 정확한 정보를 필요로 하지 않는다. 따라서 제안된 제어기는 시스템 파라미터 및 부하변동에 매우 둔감한 특성을 갖는다. 또한 본 연구에서

는 제안된 제어시스템의 안정성을 해석적으로 증명하였다. 시뮬레이션 및 실험결과로부터 제안된 적응속도 제어기는 기존의 전류제어기와 함께 사용하면 강인하고 정밀하게 속도를 제어할 수 있음을 확인하였다.

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2010-0015428)

### 참 고 문 헌

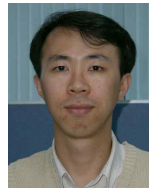
- [1] K. Y. Cho, S. S. Hong, D. S., Oh, and M. J. Youn, "Speed control of permanent magnet synchronous motor using boundary layer state observer", *Electron. Lett.*, Vol. 26, No. 25, pp. 2081-2083, 1990.
- [2] K. H. Kim and M. J. Youn, "A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 49, No. 3, pp. 524-535, 2002.
- [3] 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.
- [4] Y. Zhang, C. M. Akujubi, 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.
- [5] 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.
- [6] K. J. Astrom and B. Wittenmark, *Computer-Controlled Systems - Theory and Design*, Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1990.
- [7] C. A. Desoer and M. Vidyasagar, "Feedback Systems: Input-Output Properties", Academic Press, New York, NY, 1975.
- [8] J. J. E. Slotine and W. Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1991.

### 저 자 소 개



#### 최영식(崔永植)

1982년 3월 3일생. 2009년 8월 동국대 전기공학과 졸업. 2009년~현재 동 대학원 전자전기공학부 석·박사통합과정.



#### 유동녕(劉炯寧)

1969년 8월 18일생. 1991년 2월 한양대 전기공학과 졸업. 1993년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년~2008년 삼성전기 전자부품개발팀 수석연구원. 2008년~2010년 한국IBM Energy&Utility 부문 컨설턴트. 2009년~현재 동국대 대학원 전자전기공학부 박사과정.



#### 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(공박). 1997년~2000년 LG전자 Digital Appliance 연구소 연구원. 2005년~2008년 삼성SDI 중앙연구소/PDP개발팀 책임연구원. 2008년~현재 동국대 전자전기공학부 조교수.