

PMSM의 정밀 Robust 위치 제어 및 적응형 외란 관측기 적용 연구

論 文
49D-3-5

Experimental Results of Adaptive Load Torque Observer and Robust Precision Position Control of PMSM

高宗宣* · 尹星九**
(Jong-Sun Ko · Sung-Koo Youn)

Abstract - A new control method for precision robust position control of a PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) using asymptotically stable adaptive load torque observer is presented in the paper. Precision position control is obtained for the PMSM system approximately linearized using the field-orientation method. Recently, many of these drive systems use the PMSM to avoid backlashes. However, the disadvantages of the motor are high cost and complex control because of nonlinear characteristics. Also, the load torque disturbance directly affects the motor shaft. The application of the load torque observer is published in [1] using fixed gain. However, the motor flux linkage is not exactly known for a load torque observer. There is the problem of uncertainty to obtain very high precision position control. Therefore, a model reference adaptive observer is considered to overcome the problem of unknown parameter and torque disturbance in this paper. The system stability analysis is carried out using Lyapunov stability theorem. As a result, asymptotically stable observer gain can be obtained without affecting the overall system response. The load disturbance detected by the asymptotically stable adaptive observer is compensated by feedforwarding the equivalent current which gives fast response. The experimental results are presented in the paper using DSP TMS320c31.

Key Words : Precision position control, Load torque observer, PMSM, Adaptive torque observer

1. 서 론

최근 산업용 응용분야에서는 작고 강력한 구동기의 필요에 의해 직류 전동기는 영구자석 동기 전동기로 대체 되어가고 있다. 영구자석 동기 전동기를 사용상의 장점은 직류 전동기와 비슷한 속도-토크 특성을 가지고 있다는 것이다. 더구나, 같은 출력을 갖는 직류 전동기와 비교하여 낮은 관성능률, 적은 잡음과 크기가 작아진다는 장점을 가지고 있다[2]. 반면에 비선형 특성에 의해 복잡한 제어가 필요하고, 가격이 비싸다는 단점이 있다[3]. 제어방식에서는 구현이 간단한 P-I(Proportional-Integral) 제어가 일반적으로 많이 사용되고 있으나, 추적 제어기(tracking controller)에서 고성능을 얻기가 어렵다는 문제가 있다. 이 문제를 해결하기 위해 출력 오차를 사용한 상태 변수를 추가 케환함으로써 추적 제어기를 구현함이 잘 알려져 있다[4]. 이 방법은 P-I 제어기에서 시행착오 방법을 사용하는 것보다 최적 제어 이론을 사용하여 이득을 구하므로 더 효과적이다. 한편 실제 값을 알 수 없고, 찾아내기 어려운 입력에 대해서 관측기가 연구되어졌고[5], 외란 관측기와 퍼지 논리 제어기 또한 고정 이득을 사용한 제어기에서 사용된다[1][8]. 그러나

좀더 정밀한 위치제어를 위해서는 자속이 관련된 파라미터가 문제를 발생시킨다. 따라서 참고 문헌 [6]에서와 같이 모델 추종형 적응 관측기를 사용하여, 실제 값을 알 수 없는 파라미터와 외란 때문에 생기는 미소한 오차를 줄였다[6]. 그러나, 이 시스템은 BIBO(Bounded Input Bounded Output) 안정하다. 본 논문에서는 위치 오차를 줄여 점근적 안정한 새로운 알고리즘을 제안하고 Lyapunov 방법을 이용하여 수학적으로 증명한다. 아울러 그 결과를 DSP TMS320C31를 이용해서 실험하여 고정 이득을 사용하는 시스템과 새로 제안한 시스템의 특성을 비교하여 분석한다.

2. 제어 알고리즘

2.1 영구자석 동기 전동기의 수학적 모델

영구자석 동기 전동기는 비선형 특성을 나타내는데, 벡터 제어의 일종인 자속 기준 제어(Field-oriented control)에 의해 i_{as} 를 0으로 만들 수 있고[3], 영구자석 동기 전동기의 시스템 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{2} \frac{1}{J} \left(\frac{p}{2} \right)^2 \lambda_m i_{as} - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{p}{2J} T_L \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \lambda_m i_{as} \quad (2)$$

$$= k_t i_{as} \quad (3)$$

$$\dot{y} = \omega_r \quad (4)$$

* 正 會 員 : 圓 光 大 工 大 電 子 工 學 科 助 教 授 · 工 博

** 正 會 員 : 圓 光 大 工 大 電 子 工 學 科 碩 士 課 程

接 受 日 字 : 1999年 10月 4日

最 終 完 了 : 2000年 2月 3日

- p : 극수
- J : 관성 [Kgm^2]
- B : 점성마찰계수 [Kgm^2/sec]
- k_t : 토오크 상수 [Nm/A]
- λ_m : 자속 [$Wb-Turn$]
- T_L : 부하 토오크 [Nm]
- T_e : 전동기 토오크 [Nm]
- i_{qs} : q-상 고정자 전류 [A]
- ω_r : 회전자 각속도 [rad/s]

자속 기준을 수행하기 위해서 각 3상 전류 명령치는 독립적으로 만들어져야 한다. 이 전류 명령은 회전자 기준의 제어 전류 명령치를 고정자 기준으로 바꿔 구할 수 있다.

2.2 제어 알고리즘

추적 제어에서 목표 값은 계단 함수이다. 시스템 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax(t) + Bu(t) \\ \dot{y} &= cx(t) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 행렬 A, B, c는 $n \times n$, $n \times 1$, $1 \times n$ 행렬이다. 일반적으로 최적제어는 상태 변수를 케환해서 레귤레이터 문제를 푸는데 사용한다. 새로운 상태를 $\dot{z} = y - \hat{y}$ 로 정의하고, 추가된 상태변수를 포함하여 최적제어를 구현하면 이것은 추적 제어가 된다. 여기서 y_r 은 회전자 위치 목표값이고[7], 제어 입력 $u = -kx - k_1z$ 이다. 상태 케환의 제어기 이득 Q, R은 최적 제어 법칙에서 구한다. 외란에 의한 오차를 빨리 줄이는데 큰 케환 이득이 필요하게 되는데, 이것은 아주 큰 전류를 만들게 된다.

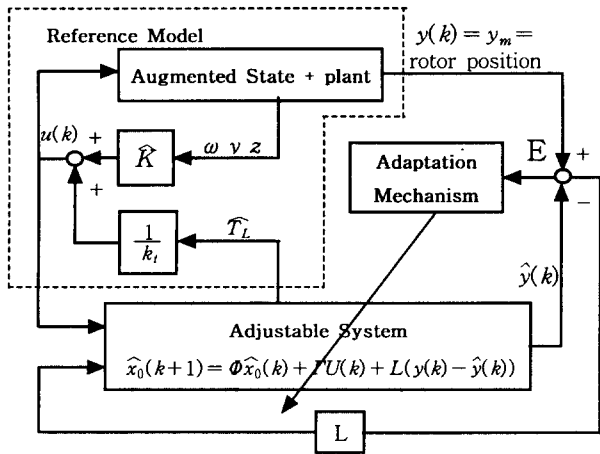


그림 1 모델 추종 적응형 외란 관측기의 구성도
Fig. 1 Configuration of the Model Reference Adaptive Load Torque Observer

만일 부하 토오크 T_L 을 알게 되면, $T_L = k_t i_{qc2}$ 에 의하여 등가 전류 i_{qc2} 를 구할 수 있다. 그래서 제어 입력 i_{qc} 는 위치 제어기 출력 i_{qc1} 과 등가 전류 i_{qc2} 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상 전류로 정제한(feed-forward)하여 보상한다. 일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정(estimation)을 할 수 있다. 그러나, 실제 시스템에서 많은 경우에 약간의 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘든 경우이다. 그래서 0-관측기를 사용한다. T_L 을 알 수 없고, 상수라고 가정하면 관측기의 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{y}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{p}{2} \frac{1}{J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} k_t \frac{p}{2} \frac{1}{J} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_{qs} + L \left(y - (0 \ 1 \ 0) \begin{pmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{y} \\ \hat{T}_L \end{pmatrix} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

전체 시스템 응답 시간보다 빠른 부하 토오크 계산을 하고, 과도 응답에서 부하 토오크 보상을 위해서 dead-beat 관측기를 사용한다. Cayley-Hamilton 정리에서 $\phi_c = \hat{\phi} - L\hat{c}$ 의 $\phi_c^n = 0$ 를 이용한다. 케환 이득은 $L = P(\phi) W_0^{-1} [0 \ 0 \ \dots \ 1]$ 의 Ackermann 공식을 이용하여 극점을 지정하여 얻는다. 관측기의 케환 이득은 일반적인 파라미터 값을 이용하여 얻고, 여기에는 확실한 값과 자속과 같은 확실하지 않은 값도 포함되어 있다. 이러한 이유로 적용 관측기를 사용하게 된다[8]. 이 시스템은 추가 상태 변수 케환 제어기(augmented state variable feedback controller)를 포함한 실제 플랜트를 기준 모델로 하고, 적용형 외란 관측기를 가변 시스템으로 해석한다. 식 (7)은 다음과 같이 나누어 생각할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= Ax_1 + B_1 u - B_2 \hat{T}_L \\ \dot{z} &= c_1 x_1 - y_r \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, 제어 입력 $u = -K_1 x_1 - k_2 z + k_3 \hat{T}_L$ 이고, K_1 은 $1 \times n$ 벡터, k_2 와 k_3 는 스칼라 양이다. 같은 방식으로 식 (7)을 적용형 토오크 관측기로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{\hat{x}}_1 = A\hat{x}_1 + \hat{B}_1 u - B_2 \hat{T}_L + L_1(c_1 x_1 - c_1 \hat{x}_1) \quad (10)$$

$$\dot{\hat{T}}_L = l_3(c_1 x_1 - c_1 \hat{x}_1) \quad (11)$$

여기서 $\hat{\cdot}$ 는 추정값을 나타낸다.

2.3 Lyapunov 이론을 이용한 안정도 해석

적용 제어 구조를 알고자 Lyapunov 이론을 이용하여, 식 (8)에서 (10)을 통해, 회전자 속도와 회전자 위치의 추정 오차는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= (A - L_1 c) e_1 + (B_1 - \hat{B}_1) u - B_2 (T_L - \hat{T}_L) \\ &= G e_1 + (B_1 - \hat{B}_1) u - B_2 (T_L - \hat{T}_L) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$, $G = A - L_1 c$ 이다. 새로운 Lyapunov 함수 후보자 V 를 다음과 정의한다.

$$\begin{aligned} V &= e_1^T P e_1 + \frac{1}{\alpha} (B_1 - \hat{B}_1)^T (B_1 - \hat{B}_1) \\ &\quad + \frac{1}{\beta} (T_L - \hat{T}_L)^2 \end{aligned} \quad (13)$$

위 식에서 P 는 양의 행렬이고, α 는 양의 상수이다. 위 식을 시간에 대해서 미분하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1^T \left((A - L_1 c)^T P + P(A - L_1 c) \right) e_1 \\ &\quad + 2 \left(e_1^T u + \frac{1}{\alpha} \Delta \hat{B}_1^T \right) \Delta B_1 - 2 \left(e_1^T B_2 + \frac{1}{\beta} \Delta \hat{T}_L \right) \Delta T_L \end{aligned} \quad (14)$$

된다. 여기서 $\Delta B_1 = B_1 - \hat{B}_1$, $\Delta T_L = T_L - \hat{T}_L$ 이다. 식 (14)에서 두 번째 값은 다음과 같이 영으로 만들고,

$$\dot{\hat{B}}_1^T = -\alpha e_1^T u \quad (15)$$

세 번째 값은 다음과 같이 놓으면 0이 되어, 점근적으로 안정한 조건을 만족하게 할 수 있다.

$$\dot{\hat{T}}_L = -\beta e_1^T B_2 = -\beta (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (16)$$

여기서 $\beta = \frac{p}{2j} \beta > 0$ 이다. 이상의 결과들로부터 다음과 같은 새로운 적응형 토오크 관측기를 얻을 수 있다.

$$\dot{\hat{T}}_L = l_3 (c_1 x_1 - c_1 \hat{x}_1) - \beta (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (17)$$

만일, 최적 이론에 의해 관측기 이득 행렬 L_1 을 결정하면, 식 (14)의 첫 번째 값은 음의 값으로 된다. 식 (18)을 만족하는 양의 행렬 R 이 존재한다고 가정하면,

$$G^T P + P G = -R \quad (18)$$

Lyapunov 함수 후보자의 미분 함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{V} = -e_1^T (R) e_1 \leq 0 \quad (19)$$

이상으로 e_1 은 점근적 안정하다. 따라서, e_1 이 영으로 수렴하도록 L_1 을 정하고, 추정된 부하 토오크 오차가 적도록 하면 최대 위치 오차는 감소된다.

2.4 이산 제어를 위한 모델

이산 제어를 위해서 식 (7)을 이산치 형태로 표현하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{\omega}(k+1) \\ \hat{y}(k+1) \\ \hat{T}_L(k+1) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 \\ a_3 & 1 & a_4 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\omega}(k) \\ \hat{y}(k) \\ \hat{T}_L(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \end{pmatrix} i_{ac}(k) \\ &\quad + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{pmatrix} \left(y(k) - \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\omega}(k) \\ \hat{y}(k) \\ \hat{T}_L(k) \end{pmatrix} \right) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 l_1, l_2, l_3 은 L 의 원소이며, $a_1 = e^{-\frac{B}{J}h}$, $a_2 = -\frac{p}{2} J \left(-\frac{1}{B} e^{-\frac{B}{J}h} + \frac{1}{B} \right)$, $a_3 = \frac{1}{B} (1 - e^{-\frac{B}{J}h})$, $a_4 = -\frac{p}{2} J \left(h + \frac{1}{B} e^{-\frac{B}{J}h} + \frac{1}{B} \right)$, $b_1 = \frac{p}{2} J \left(-\frac{1}{B} e^{-\frac{B}{J}h} + \frac{1}{B} \right) k_i$, $b_2 = \frac{p}{2B} \left(h + \frac{1}{B} e^{-\frac{B}{J}h} + \frac{1}{B} \right) k_i$ 이다. 식 (20)에서 전동기 방정식의 이산치 형태는 다음과 같다.

$$y(k+1) = a_3 \omega_r(k) + y(k) + b_2 i_{ac}(k) \quad (21)$$

$$\omega_r(k) = a_1 \omega(k-1) + b_1 i_{ac}(k-1) \quad (22)$$

속도와 회전자 위치와의 관계는 다음과 같이 된다.

$$\omega_r(k) = \frac{1}{h} (y(k) - y(k-1)) \quad (23)$$

이상의 수식을 통해 ARMA(Auto Regressive Moving Average) 모델로 표현하면 다음 식과 같다.[6]

$$\begin{aligned} y(k+1) &= y(k) + \frac{a_1 a_3}{h} y(k-1) - \frac{a_1 a_3}{h} y(k-2) \\ &\quad + b_2 i_{ac}(k) + a_3 b_1 i_{ac}(k-1) \\ &= [y(k) \ y(k-1) \ y(k-2)] [A_1 \ A_2 \ A_3]^T \\ &\quad + [u(k) \ u(k-1)] [B_1 \ B_2]^T \end{aligned} \quad (24)$$

여기서 A_1, A_2, A_3, B_1, B_2 는 $1, a_1 a_3/h, -a_1 a_3/h, b_2, a_3 b_1$ 이다. 위 경우에서 B_1, B_2 은 λ_m 이 포함되어 있으므로 정확한 값을 얻을 수 없어서 가상 값으로 표현한다.

새로운 가상 출력 Y 를 정의함으로써 추정된 행렬의 차수를 줄일 수 있다. 가상 출력 Y 와 모델 출력 Y_m 은 실제 출력 y 와 알고 있는 값의 차에서 구할 수 있다.

$$Y(k+1) = (y(k+1) - \Phi_1 \Theta_1) = \Phi_2 \hat{\Theta}_2 \quad (25)$$

$$Y_m(k+1) = b_2 i_{qc}(k) + a_3 b_1 i_{qc}(k-1) \quad (26)$$

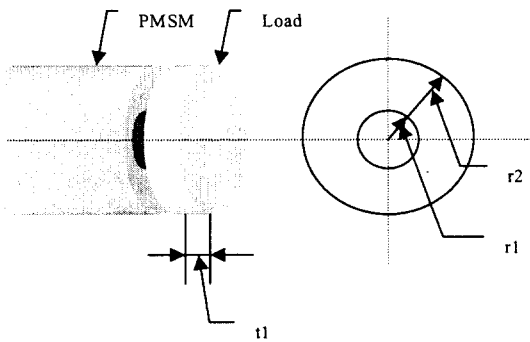
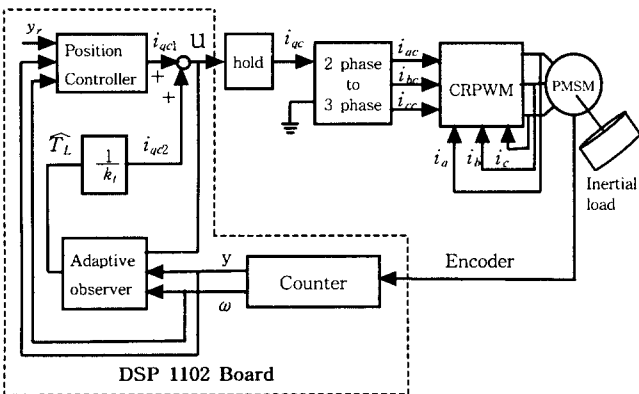
$E = Y(k+1) - Y_m(k+1)$ 을 사용하여 Gradient를 구할 수 있다.

$$\dot{\hat{\Theta}}_2(k+1) = \hat{\Theta}_2(k) - h \begin{pmatrix} \alpha_1 & i_{qc}(k) \\ \alpha_2 & a_3 i_{qc}(k-1) \end{pmatrix} E \quad (27)$$

여기서 α_1 과 α_2 는 α 의 원소이다. 적응형 외란 관측기의 구조를 그림 1에 나타냈다.

3. 전체 시스템 구성

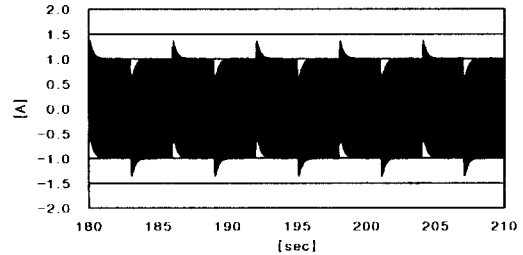
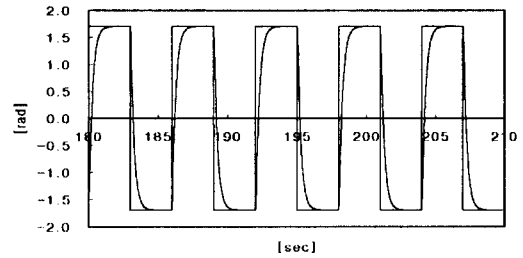
제안한 시스템의 블록선도는 그림 2에 나타냈다. 여기서



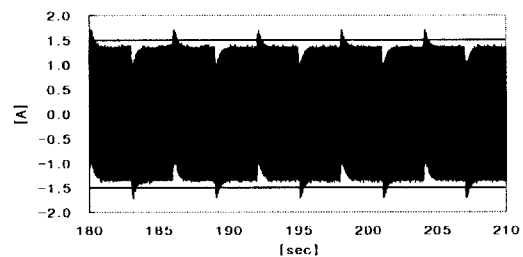
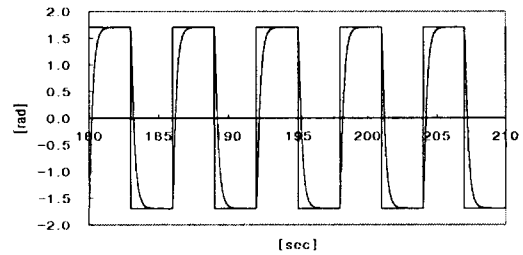
$r1 : 7.1 \text{ mm} \quad r2 : 35.0 \text{ mm} \quad t1 : 19.3 \text{ mm}$

그림 2 제안한 정밀 위치 제어 시스템의 블록선도
Fig. 2 Block diagram of the proposed precision position control system

제어기는 위치 제어기와 외란 관측기의 두 부분으로 구성된다. 위치 제어기는 추가 상태 궤환(augmented state feedback)으로 이루어진다. 추가 상태 $z(k+1)$ 의 실현을 위해 이산치 형태는 평행사변형 방식을 이용하였다. 디지털 제어기는 DSP TMS320C31를 사용하고, 전동기 시스템은 선형 시스템을 만들기 위해서 벡터 제어기로 구동한다. 또한 외란 관측기 부분에서는 추정된 토오크는 위치 오차를 보상하는데 사용한다. 실험에서는 그림 2에서와 같이 관성 부하를 사용하였다.



(a) Dead beat 관측기 (부하가 있는 경우)
(a) Dead beat observer with load



(b) 적응형 관측기 (부하가 있는 경우)
(b) Adaptive observer with load

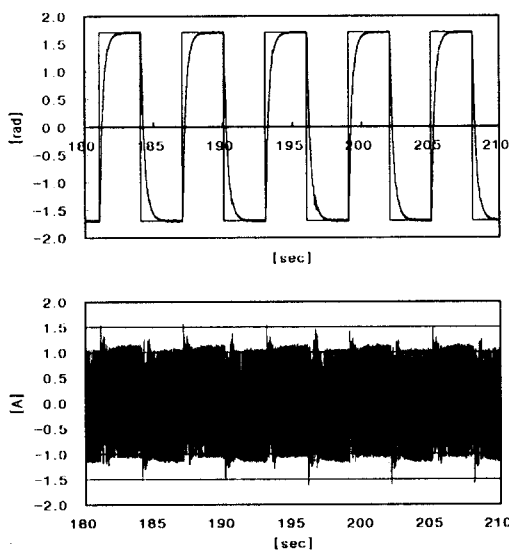
그림 3 회전자 위치와 q-상 전류명령의 시뮬레이션 결과
Fig. 3 Simulation results of the rotor position and q-phase current command

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

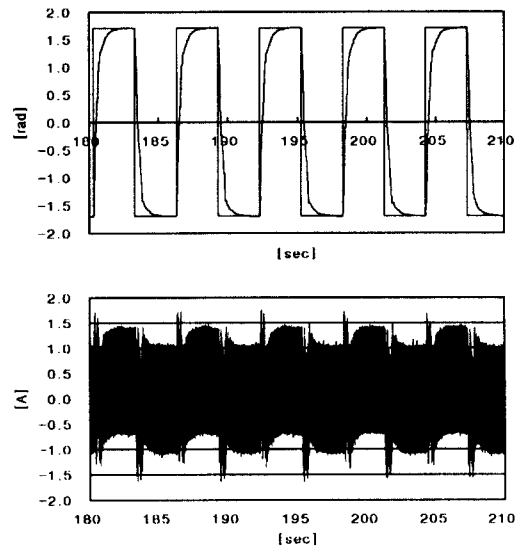
시뮬레이션과 실험에서 사용한 영구자석 동기 전동기의 파라미터는 다음과 같다.

- 전력 : 400 watt
- 관성 : $0.363 \times 10^{-4} \text{ Kg m}^2$
- 시정수 : 0.5 ms
- 토오크 상수 : 0.4802 Nm
- 정격 전류 : 2.7 A
- 고정자 저항 : 1.07 Ω/phase
- 정격 토오크 : 1.3 Nm
- 점성마찰계수 : 0.0725 Kgm^2/sec

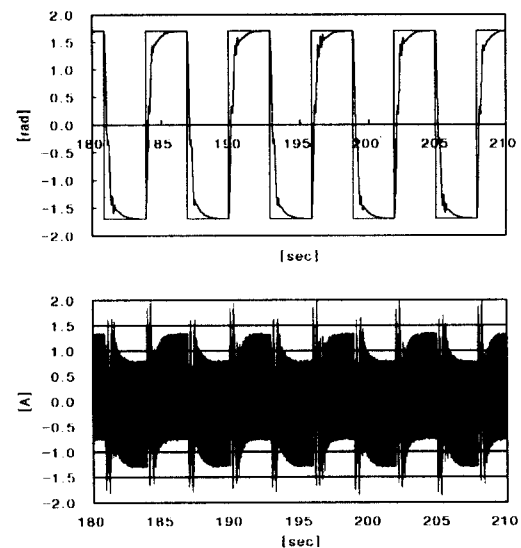
시뮬레이션에서 사용한 히스테리시스 간격은 0.05 [A]이고, 샘플링 주기 T_s 는 0.1[ms]이다. 가중 행렬(weighting matrix)은 $Q = \text{diag}[0.1 \ 60 \ 1000]$, $R = 1$ 로 선택하고, 최적 이득 행렬을 구하면 $k = [0.0598 \ 2.0810 \ 7.3540]$, Dead beat 관측기 이득 $L = [21762 \ 2.8187 \ -1000.2]$ 이 된다. 적응 메커니즘에서 적응 비율 α_1 , α_2 , β 는 0.004, 0.002, 0.025와 같이 얻는다. 그림 3은 시뮬레이션 결과를 나타내며, (a)는 Dead beat 관측기에서 (b)는 적응형 관측기에서 회전자 위치와 q-상 전류 명령치를 나타낸다. 실험 결과는 그림 4, 그림 5, 그림 6에 나타냈다. 그림 4(a)는 Dead beat 관측기의 결과로 시뮬레이션과 비슷하게 좋은 결과를 얻음을 알 수 있다. 그림 4(b)는 적응형 관측기로서 아주 작은 위치 오차를 가짐을 알 수 있고, 전류는 위치 응답에 따라 변함을 알 수 있다. 그림 4(c)는 부하가 있는 경우로 회전 관성 부하의 영향을 줄이는 효과를 나타내고 있다.



(a) Dead beat 관측기 (부하가 있는 경우)
(a) Dead beat observer with load



(b) 적응형 관측기 (부하가 없는 경우)
(b) Adaptive observer with no load



(c) 적응형 관측기 (부하가 있는 경우)
(c) Adaptive observer with load

그림 4 회전자 위치와 q-상 전류 명령의 실험 결과

Fig. 4 Experimental results of the rotor position and q-phase current command

그림 5는 위치 오차를 확대한 그림으로 (a)는 아주 작은 떨림(chattering)이 있음을 알 수 있다. 이는 파라미터의 불확실성에 의한 것이고, (b)는 떨림이 감소하였음을 보여주고 있다. 그림 6은 적응 과정을 나타내는 것으로, 그림 5(a)의 고정된 이득에서 출발하여, 약 3분 후에는 파라미터 불확실성에 의한 위치 오차를 줄여서 이 제어기를 사용할 수 있음을 나타낸다.

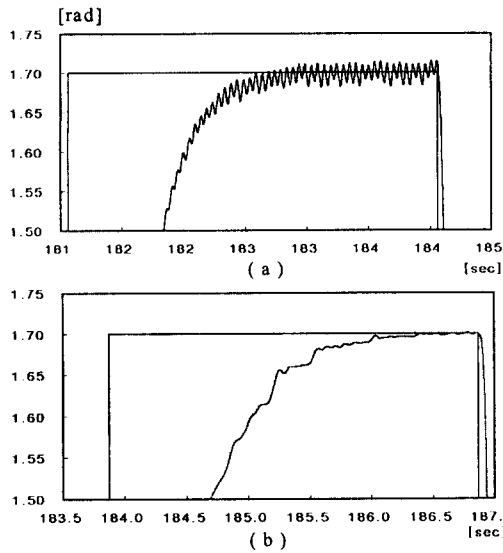


그림 5 Dead beat 관측기와 적응형 관측기의 성능 비교
Fig. 5 Performance comparison with dead beat and adaptive observer

5. 결 론

모델 추종 적응형 외란 관측기(model reference adaptive load torque observer)를 사용한 시스템이 영구자석 동기 전동기의 정밀 위치 제어 시스템에서 더 좋은 특성을 나타내는 것을 보였다. 또한, 추가 상태 변수 궤환은 디지털 제어에서 최적 이득(Optimal gain)과 함께 사용하였다. 앞에서 비교를 통해 고정된 이득을 사용하는 경우보다 적응형 외란 관측기를 사용한 경우의 시스템 응답이 더 좋음을 보였다. 이 부하 토크 관측기는 다양한 마찰과 부하 토크 등의 외부 외란에 의해 발생하는 위치 오차를 정상 상태와 과도 상태에서 정제환을 이용하여 제거한다. 또, Lyapunov 안정도 판별 이론을 이용하여 본 시스템이 점근적 안정임을 보였고, 이를 통해 새로운 적응형 토크 관측기를 제안한다. 시뮬레이션과 실험 결과에서 불확실한 파라미터에 의해서 생기는 회전자 위치 오차는 단계적으로 줄어들고 있음을 보였다. 이상의 시스템은 DS1102(TMS320C31)를 이용하여 0.1[ms]의 샘플링 시간에서 z-domain에서 최적 이득을 사용하여 디지털 시스템으로 구현하였다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(981-0905-016-1) 지원으로 수행되었음.

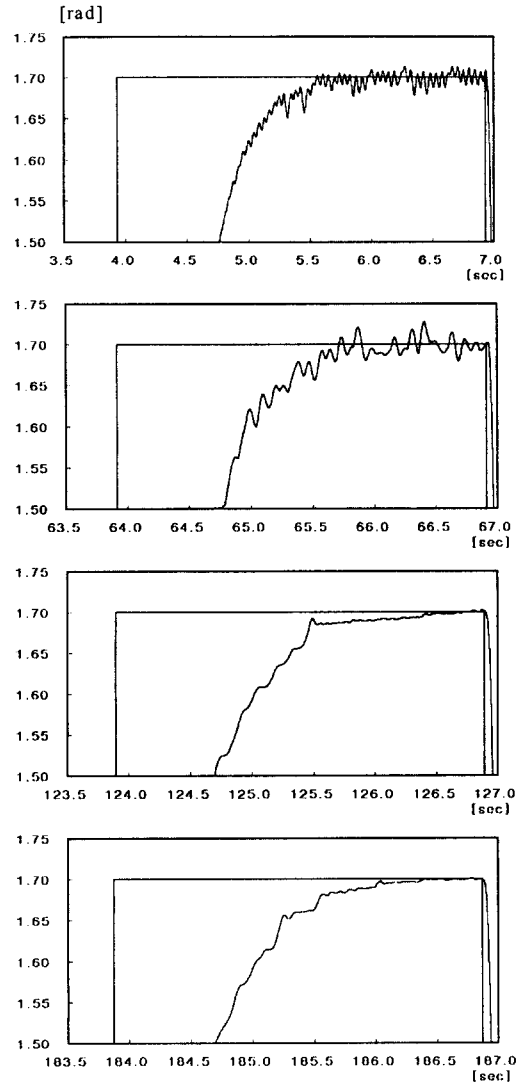


그림 6 적응 과정 (부하가 있는 경우)
Fig. 6 Process of successive adaptation with load

참 고 문 헌

- [1] J. S. Ko, J. H. Lee, S. K. Chung, and M. J. Youn, "A robust position control of brushless DC motor with dead beat load torque observer", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 5, pp. 512-520, 1993.
- [2] A. Kusko and S. M. Peeran, "Brushless DC motors using unsymmetrical field magnetization", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 2, pp. 319-326, 1987.
- [3] D. W. Novotny and R. D. Lorentz, "Introduction to field orientation and high performance AC drives", IEEE-IAS Tutorial Course, 1986.
- [4] K. J. Åström and B. Wittenmark, Computer controlled system, Prentice Hall, pp. 198-212, 1984.

- [5] J. S. Meditch and G. H. Hostetter, "Observer for systems with unknown and inaccessible inputs", Int'l. J. Control, Vol. 19, No. 3, pp. 473-480, 1974.
- [6] J. S. Ko, Y. S. Jung, and M. J. Youn, "MRAC load torque observer for position control of brushless DC motor", International Journal of Electronics, Vol. 80, No. 2, pp. 201-209, 1996.
- [7] E. J. Davison, "The output control of linear time-invariant multivariable systems with unmeasurable arbitrary disturbances", IEEE Trans. on Automatic Control, AC-17, No. 5, pp. 621-630, 1972.
- [8] Y. D. Landau, Adaptive control : the model reference approach, Marcel Dekker, Inc., pp. 18-30, 1979.

저 자 소 개



고 종 선 (高宗宣)

1960년 3월 20일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업, 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박).

1983년-1995년 삼성전자 생산기술센터 선임 연구원. 1995년-1996년 삼성그룹 삼성경영기술대 사내 교수(부장). 1996-현재 원광대 공대 전기전자공학부 조교수

Tel : 0653-850-6713, Fax : 0653-850-6713-**

E-mail : jsko@wonms.wonkwang.ac.kr



윤 성 구 (尹星九)

1973년 5월 17일생. 1998년 원광대 공대 전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 전자공학과 석사과정. 컴퓨터 및 제어시스템 전공

E-mail : wildwood@blue.nownuri.net