

외란관측기와 파라미터 보상기를 이용한 PMSM의 정밀위치제어

高宗宣[†], 李泰勳^{*}

Precision Position Control of PMSM using Load Torque Observer and Parameter Compensator

Jong-Sun Ko, and Tae-Hoon Lee

요 약

본 논문은 데드비트 외란 관측기를 사용한 외부 부하 외란 보상과 파라미터 추정기에 의한 보상 이득의 조정을 나타내고 있다. 결론적으로 PMSM의 응답은 지표 시스템을 따른다. 부하 토크 보상 방법은 데드비트 관측기로 구성된다. 노이즈 영향을 감소시키기 위해 MA 처리에 의해 구현된 후단 필터를 적용하였고, RLSM 파라미터 추정기를 가진 파라미터 보상기가 주어진 실제 시스템의 이득 계산시 사용된 파라미터로 가상 동작하여 이득이 오차가 없는 것처럼 동작하게 한다. 제안된 추정기는 문제를 풀기 위해 고성능 외란 관측기와 조합하여 사용한다. 제안된 제어 시스템은 부하토크와 파라미터 변화에 대해 강인하고 정밀한 시스템이 된다. 이상의 제안된 시스템의 안정성과 유용함이 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인되었다.

ABSTRACT

This paper presents a new method of external load disturbance compensation using deadbeat load torque observer and gain compensation by parameter estimator. The response of the permanent magnet synchronous motor(PMSM) follows the nominal plant. The load torque compensation method is composed of a deadbeat observer. To reduce the noise effect, the post-filter implemented by moving average(MA) process is adopted. The parameter compensator with recursive least square method(RLSM) parameter estimator is suggested to make the new system work as same as the name plate system which in used to take gains. The proposed estimator is combined with a high performance load torque observer to resolve the problems. As a result, the proposed control system has a robust and precise system against the load torque and the parameter variation. A stability and usefulness are verified by computer simulation and experiment.

Key Words : PMSM, Precision position control, RLSM parameter estimator, Parameter compensator

1. 서 론

최근 자성체, 반도체 전력소자, 제어이론 등의 향상으

로 중-소용량 영역에서 영구자석 동기 전동기(PMSM)를 이용한 동작 제어(motion control)의 응용은 매우 중요한 부분이 되어졌다. DC 전동기는 브러시(bush)와 정류자(commutator) 구조에 의해 전동기 성능, 수명 및 유지 보수에 단점이 있으며, 유도 전동기는 손실이 많고 속도 제어회로의 복잡성 및 제어 범위의 제약 등으로 성능 향상의 한계가 있다. 이러한 단

[†]교신저자 : 정회원, 단국대 전기전자 및 컴퓨터 공학부 교수
E-mail : jsko@dku.edu

*정회원, 슈나이더일렉트릭코리아(주) 대리
접수일자 : 2003. 5. 6 1차 심사 : 2003. 5. 13
2차 심사 : 2003. 9. 17 심사완료 : 2003. 10. 27

점을 보완한 영구자석형 동기 전동기는 직류전동기 및 유도전동기에 비해 정격속도 내에서는 선형적 속도제어 및 위치제어가 가능하며 간단한 구조와 높은 자속 밀도, 낮은 관성능률, 적은 잡음과 고출력 등의 장점을 가진다^{[1][2]}. 이러한 이유로 CNC나 엘리베이터 등의 중-소형 정밀 모터에 많이 이용되고 있으며 또한 최근 산업용 응용 분야에서는 작고 강력한 구동기의 필요에 의해 DC 모터가 영구자석형 동기 전동기로 대체되어 가고 있다. 반면에 이 모터는 비선형 특성에 의해 복잡한 제어가 필요하고, 가격이 비싸다는 단점이 있다^[3].

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 정밀 위치 제어의 방법으로 외란 관측기를 이용한 외란 보상방법과 파라미터 추정에 의해 보상기의 이득을 조절하도록 함으로서, 외란이 없는 등가 지표시스템(normal system)의 응답 특성을 추정하는 시스템을 제안하였다. 외란 관측기에 의한 보상방법은 잘 알려진 데드비트 외란 관측기를 이용하였으며^[4] 잡음에 약한 데드비트 관측기의 단점을 보완하기 위하여 후단필터로서 MA 처리를 통하여 잡음에 대한 영향을 줄이도록 하였다. 또한 관측기의 파라미터와 실제 시스템의 파라미터의 차이로 발생하는 외란 추정 오차를 줄이고자 실제 시스템과 파라미터 보상기로 구성된 등가 시스템이 지표 시스템이 되도록 구성하였다. 시스템에 사용된 RLSM 파라미터 추정기는 외란에 의하여 편향된 추정 특성을 가진다. 이러한 파라미터 추정문제에 대하여 파라미터 추정기가 외란 관측기의 보상 입력을 포함하도록 함으로써 외란에 의한 문제를 해결하였다. 이와 같이 제안된 제어기는 외란 및 파라미터 변화를 갖는 시스템에서 강인한 고정밀 제어를 할 수 있으며, 이의 안정성과 효용성을 컴퓨터를 이용한 모의실험과 실제 실험을 통하여 보였다.

2. 제어 알고리즘

2.1 영구자석 동기 전동기와 부하 모델

영구자석 동기 전동기는 비선형 특성을 나타낸다. 그러나 벡터 제어의 일종인 자속 기준 제어(field-oriented control)에 의해 i_{qs} 를 0으로 만들 수 있고^[2], 이 제어방법에 의한 영구자석 동기 전동기의 시스템 방정식은 다음과 같은 선형방정식으로 쓸 수 있다.

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

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

$$\dot{y} = \omega_r \quad (3)$$

여기서 $k_t = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2}\right) \lambda_m$

p : 극수

J : 관성 [Kgm^2]

B : 점성마찰계수 [Kgm^2/sec]

k_t : 토오크 상수 [Nm/A]

λ_m : 자속 [Wb]

T_L : 부하 토오크 [Nm]

T_e : 전동기 토오크 [Nm]

i_{qs} : q-상 고정자 전류 [A]

ω_r : 회전자 각속도 [rad/s]

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

2.2 상태 궤환 제어 알고리즘

PMSM의 추적 제어를 위해서 추가 상태를 식 (4)과 같이 정의하면 PMSM의 추가 상태 시스템 방정식은 식 (5)(6)과 같으며 위치 제어기의 출력 i_{ac1} 에 해당되는 제어 규칙은 식 (7)과 같이 정할 수 있다.

$$z = \theta - \theta_r \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} \quad (5)$$

$$- \begin{bmatrix} \frac{p}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_L - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \theta_r$$

$$y = [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \omega \\ \theta \\ z \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$u = -(k_1\omega + k_2\theta + k_3z) \quad (7)$$

디지털 제어를 위해서 “A/D, D/A 변환기는 완전히 동기, 변환 시간은 무시될 정도로 작음, 샘플링 시간 사이의 값은 일정, 샘플링 시간은 일정”과 같은 가정을 만족하면 식 (8)(9)와 같이 이산 상태 방정식으로 표현할 수 있다^{[3][4]}.

$$x(kh + h) = \Phi x(kh) + \Gamma u(kh) \quad (8)$$

$$y(kh) = cx(kh) \quad (9)$$

여기서,

$$\Phi = e^{Ah} = \begin{bmatrix} e^{-\frac{B}{J}h} & 0 & 0 \\ \frac{1}{B}(1 - e^{-\frac{B}{J}h}) & 1 & 0 \\ \frac{1}{B}\left(\frac{1}{B}e^{-\frac{B}{J}h} - \frac{1}{B} + h\right) & h & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\Gamma = \int_0^h e^{As} ds B = k_t \frac{h}{2} \frac{1}{J} \begin{bmatrix} -\frac{1}{B}e^{-\frac{B}{J}h} + \frac{1}{B} \\ \frac{1}{B}\left(h + \frac{1}{B}e^{-\frac{B}{J}h} - \frac{1}{B}\right) \\ \frac{1}{B}\left(-\left(\frac{1}{B}\right)^2 e^{-\frac{B}{J}h} - \frac{1}{B}h + \frac{1}{2}h^2 + \left(\frac{1}{B}\right)^2\right) \end{bmatrix} \quad (11)$$

위 방정식에서 상태변수 궤환 시스템의 이득은 식 (12)와 같은 성능지수를 이용하여 최적 제어에 의해 얻는다^{[3][4]}.

$$J = \lim_{N \rightarrow \infty} \{ \hat{X}_k^T Q \hat{X}_k + u_k^T R u_k \} \quad (12)$$

위 식에서 가중행렬 Q 는 $diag[q_{11} \ q_{22} \ q_{33}]$ 이고, R 은 1이다. LQC 이론에서 정상 상태 해는 식 (13)(14)에서 얻을 수 있다^{[3][4]}.

$$s = \Phi - \Gamma K^T s \Phi - \Gamma K + Q + K^T R K \quad (13)$$

$$K = -(R + \Gamma^T s \Gamma)^{-1} \Gamma^T s \Phi \quad (14)$$

위 식에서 s 와 $R + \Gamma^T s \Gamma$ 는 양의 값이므로 정상 상태 오차는 다음 제어 입력에 의해 제어되어진다.

$$u(k) = -Kx(k) \quad (15)$$

그러나, 외란에 의한 오차를 빨리 줄이기 위해서는 큰 궤환 이득이 필요하게 되며, 이것은 매우 큰 전류를 만들게 된다. 만일 부하 토크 T_L 을 알게 되면,

$T_L = k_t i_{qc2}$ 에 의하여 등가 전류 i_{qc2} 를 구할 수 있으며 외란의 보상 입력을 생성할 수 있다. 따라서 제어 입력 i_{qc} 는 위치 제어기 출력 i_{qc1} 과 등가 전류 i_{qc2} 로 구성된다. 외부 외란의 영향은 등가의 q-상 전류로 정제환(feed-forward)하여 보상한다.

2.3 외란 관측기 및 MA필터

일반적으로 시스템의 모든 입력을 알면 상태 추정(estimation)을 할 수 있다. 그러나, 실제 시스템에서 많은 경우에 몇몇 입력은 정확한 값을 알 수 없거나 찾아내기 힘든 경우가 있다. 빠른 샘플링에 의해 외란은 구간상수로 가정할 수 있으므로 다음과 같은 식 (16),(17)의 0차 관측기에 의해 추정 가능하다^[4]. 디지털 구현을 위해 라플라스 변환법을^{[3][4]} 이용하여 이 식을 이산 방정식으로 바꾸어서 사용하였다.

$$\hat{T}_L = 0 \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{\theta}} \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{P}{2J} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\theta} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_t \frac{P}{2J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{qs} + L \left(\theta - [0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\theta} \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right) \quad (17)$$

이때 L 은 3×1 의 피드백 행렬이다. 전체 시스템 응답 시간보다 빠르게 부하 토크를 계산하고 과도 응답에서 부하토크 보상을 위해 데드비트 관측기를 사용한다. 데드비트의 극점 정의에 의해 극점을 z 도메인의 0점에 정의하여 궤환 이득은 $L = P(\Phi) W_0^{-1} [0 \ 0 \dots 1]^T$ 의 Ackermann공식에 의해 얻을 수 있다. 또한 데드비

트 관측기의 단점인 잡음 증폭문제는 정보 저감이 적은 후단 필터를(post-filter) 사용하였고 여기에 MA처리를 하여 고주파 잡음을 저감하였다.

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z^{-k} \quad (18)$$

식 (18)은 MA필터의 전달 함수이며 N은 데이터의 수를 나타내고 z^{-1} 는 단위 지연을 나타낸다. 여기서 N개 임의의 수를 선택할 수 있으나 큰수를 적용할 경우 고주파 잡음저감의 효과가 큰 대신 신호를 왜곡시키고 작을수를 적용할 경우는 이와 반대로 신호의 왜곡은 작아지지만 고주파 저감 효과가 떨어진다. 여기서는 N의 값으로 2를 선택하고 관측기에 의해서 추정된 외란을 입력으로 하면 신호 왜곡이 적으며 고주파 잡음을 저감한 외란을 식 (19)에 의해서 얻을 수 있다.

$$\hat{T}_L(k) = \frac{1}{2} (\hat{T}_L(k) + \hat{T}_L(k-1)) \quad (19)$$

여기서, \hat{T}_L 은 잡음을 저감시킨 외란이며 \hat{T}_L 은 데드비트 관측기에 의해 추정된 잡음을 포함한 외란이다. 후단 필터로 사용했기 때문에 전체 시스템의 동특성까지는 고려하지 않았고, 샘플링 시간이 0.2ms 이고 두 스텝이면 0.4ms로 전체 시스템에 큰 영향을 주지 않는다

2.4 파라미터 보상기와 파라미터 추정기

추가 상태 궤환 제어기와 외란 관측기를 이용한 외란 보상기는 고정 이득을 사용하기 때문에 파라미터 변화에 대하여 동일한 성능을 얻을 수 없으며, 외란 관측기는 파라미터 변화에 의해 과도 응답 특성을 갖는다 실제 시스템의 파라미터 변화 혹은 정확하지 않은 파라미터를 이용한 고정이득설정은 시스템의 성능 변화를 가져오게 된다. 따라서 등가 지표시스템으로 보상하여 파라미터의 변화에 의한 성능 변화를 제거할 수 있다. 영구자석 동기 전동기의 이산방정식은 다음과 같다

$$i(k+1) = \alpha\omega(k) + \beta\theta(k) + \gamma i_{qs}(k) + \delta T_L(k) \quad (20)$$

$$\text{여기서, } \alpha = \frac{I}{B} (1 - e^{-\frac{B}{J}h}) \quad (21)$$

$$\beta = 1 \quad (22)$$

$$\gamma = k_i \frac{P}{2J} \frac{I}{B} \left(h - \frac{I}{B} + \frac{I}{B} e^{-\frac{B}{J}h} \right) \quad (23)$$

$$\delta = \frac{P}{2J} \frac{I}{B} \left(\frac{I}{B} - h - \frac{I}{B} e^{-\frac{B}{J}h} \right) \quad (24)$$

파라미터의 변화를 등가 지표시스템으로 보상하기 위하여 부하토크의 영향이 없다고 가정하고, 보상기의 이득을 각각 C_1, C_2, C_3 , 라 정의하면 보상기를 통한 제어명령은 식 (25)과 같다.

$$i_{qc}^*(k) = C_1\omega(k) + C_2\theta(k) + C_3i_{qc}(k) \quad (25)$$

파라미터 보상기에 의해 보상된 시스템과 등가 지표시스템의 응답이 같다고 가정하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha\omega(k) + \beta\theta(k) + \gamma(C_1\omega(k) + C_2\theta(k) + C_3i_{qc}(k)) \\ = \alpha_n\omega(k) + \beta_n\theta(k) + \gamma_n i_{qs}(k) \end{aligned} \quad (26)$$

여기서 α, β, γ 와 $\alpha_n, \beta_n, \gamma_n$ 은 각각 시스템의 실제 파라미터와 명판에 주어진 등가 지표파라미터이다. 따라서 보상기의 이득은 식 (26)로 부터 다음과 같이 간단히 얻을 수 있다.

$$C_1(k) = (\alpha_n - \alpha)/\gamma \quad (27)$$

$$C_2(k) = (\beta_n - \beta)/\gamma \quad (28)$$

$$C_3(k) = \gamma_n/\gamma \quad (29)$$

파라미터 추정을 위하여 영구자석 동기전동기의 이산 방정식을 파라미터 벡터와 측정 벡터로 구분하면 다음과 같다.

$$\theta(k+1) = \alpha\omega(k) + \beta\theta(k) + \gamma i_{qs}(k) = \theta^T \phi(k) \quad (30)$$

$$\text{여기서, } \theta^T = \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\phi(k)^T = \begin{bmatrix} \omega(k) & \theta(k) & i_{qs}(k) \end{bmatrix} \quad (32)$$

파라미터 추정 알고리즘으로 RLSM을 사용하며, 외란에 의한 추정 오차를 제거하기 위해 외란 보상기를 포함한 시스템의 입출력을 측정 벡터로 사용하면 다음식에 의해 파라미터 추정을 할 수 있다.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + F(k+1) \tilde{\phi}(k) E(k+1) \quad (33)$$

$$F(k+1) = F(k) - \frac{F(k) \tilde{\phi}(k) \tilde{\phi}(k)^T F(k)}{1 + \tilde{\phi}(k)^T F(k) \tilde{\phi}(k)} \quad (34)$$

$$E(k+1) = y(k+1) - \hat{\theta}(k)^T \tilde{\phi}(k) \quad (35)$$

여기서, $\hat{\theta}^T = [\hat{\alpha} \quad \hat{\beta} \quad \hat{\gamma}]$,

$$\tilde{\phi}(k)^T = \left[\omega(k) \quad \theta(k) \quad i_{qs}(k) - \frac{\hat{T}_L}{k_t} \right],$$

$F(0) = \frac{1}{\delta} I$ ($0 < \delta \ll 1$)이다.

제어 입력 i_{qc} 는 추가된 상태 궤환에서 i_{qc1} 과 데드비트 외란 관측기의 출력 i_{qc2} 를 합해서 구하게 된다. 이상의 알고리즘 블록선도를 그림 1에 나타내었다.

3. 전체 시스템 구성

제안한 시스템의 구성은 그림 2에 나타냈다. 여기서 제어알고리즘은 위치제어기, 외란 관측기 및 파라미터 보상기로 구성된다. 위치 제어기는 추가 상태 궤환(augmented state feedback)으로 이루어지며, 추가 상태 $z(k+1)$ 의 구현은 평행사변형 방식을 이용하였다.

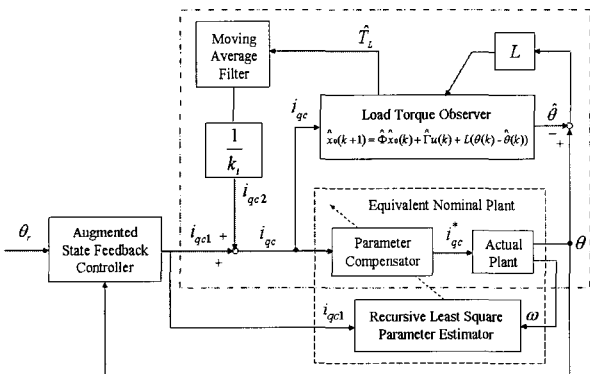


그림 1 제안된 알고리즘의 블록선도
Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

파라미터 변화를 위해 그림 3의 관성부하를 모델링하여 사용하였으며 이를 실험에 적용하였다. 실험에서 부하는 모터에 직접 연결된 황동으로 구현하였다. 이때 t_1 은 30mm, r_1 은 7.5mm, 그리고 r_2 는 32mm이다.

4. 모의실험 및 실험 결과

모의실험과 실험에서 사용한 영구자석 동기 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

히스테리시스 간격은 0.05[A]이고, 샘플링 주기 T_s 는 0.2 [ms]이다. 원하는 목표 도달시간과 과도응답이 없는 가중 행렬(weighting matrix)은 $Q = \text{diag}[0.1 \ 60 \ 100 \ 0]$, $R = 1$ 로 선택하여 최적 이득 행렬을 구하면 $k = [0.0771 \ 3.2321 \ 11.4195]^T$ 이 되며, Dead beat 관측기 이득 $L = [9623.9 \ 2.7000 \ -275.00]^T$ 이 된다.[4] 그림 4는 무부하인 경우의 시뮬레이션 결과로 외란 관측기를 갖는 제어기와 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기 모두 안정된 응답을 보이고 있다.

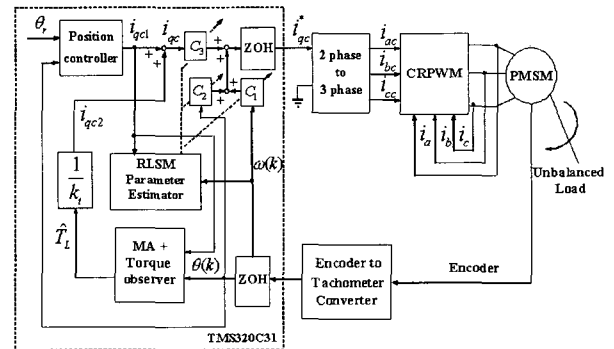


그림 2 제안된 제어 시스템의 블록선도
Fig. 2 block diagram of the proposed control system

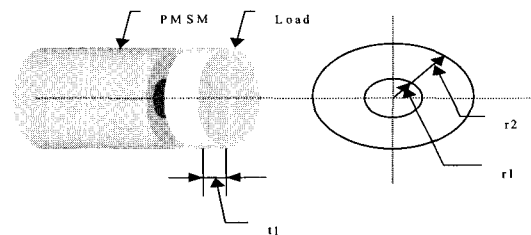
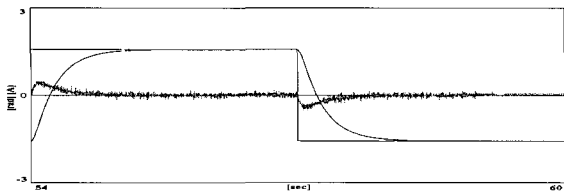


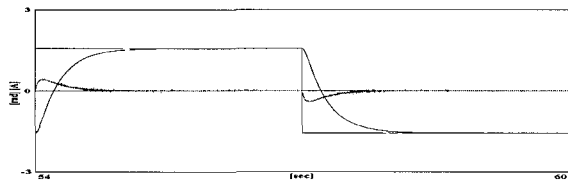
그림 3 파라미터 변화를 위한 관성부하
Fig. 3 inertia load for parameter variation

표 1 모터 파라미터
Table 1 Motor parameter

Power : 400 Watt	Inertia : $0.363 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$
Rated torque : 1.3 Nm	Stator resistance : 1.07 Ω
Rated current : 2.7 A	Phase inductance : 4.2 mH
Motor pole : 8 poles	Torque constant :
Rated speed : 3000 RPM	4.9 kgfcm/A(rms) $\pm 10\%$



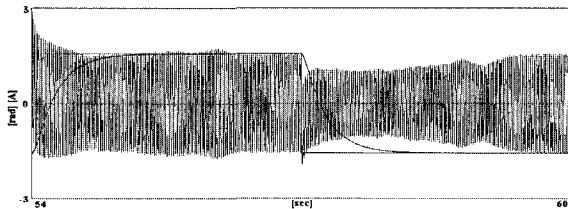
(a) 외란 관측기를 갖는 제어기
(a) using disturbance observer algorithm



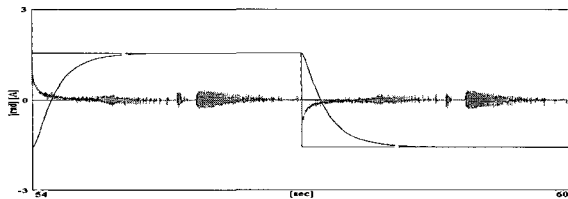
(b) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기
(b) using disturbance observer and parameter compensator algorithm

그림 4 무부하에 대한 회전자 위치, q상 전류 명령의 모의실험 결과

Fig. 4 simulation results of the rotor position, q phase current command for no load



(a) 외란 관측기를 갖는 제어기
(a) using disturbance observer algorithm



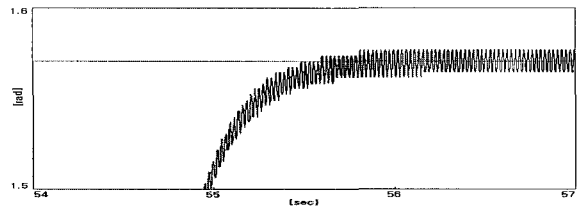
(b) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기
(b) using disturbance observer and parameter compensator algorithm

그림 5 관성부하와 30배의 관성 파라미터, R과 L의 변화에 대한 위치 및 q상 전류 명령의 모의실험 결과

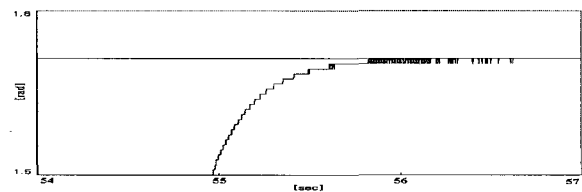
Fig. 5 simulation results of the rotor position, q phase current command for inertia load, inertia parameter of 30 times and variation of R and L

그림 5는 관성 파라미터의 100배에 해당하는 관성부하를 갖고 모터의 R과 L이 각각 2배의 값을 갖으며 30배의 관성 파라미터 변화를 갖는 경우이다. 외란 관측기를 갖는 제어기는 파라미터 변화로 인해 매우 큰 전류 명령을 발생하고 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기에서는 파라미터 추정을 통해 이득을 조절하여 안정된 전류 명령을 발생하고 있다.

그림 6은 파라미터 변화가 있는 경우의 시뮬레이션 결과를 0.1[rad]의 스케일로 확대하여 두 제어기의 성능을 비교한 것이다. 외란 관측기는 파라미터 변화로 인한 오차가 발생됨을 알 수 있고 제안된 제어기는 외란 관측기를 갖는 제어기의 오차를 현격히 제거하여 마치 파라미터 변화가 없는 것처럼 오차가 보상됨을 알 수 있다. 그림 7은 관측기 이득을 30% 줄인 관성 부하에 대한 실험 결과로 회전자의 위치와 q상 전류 명령이다. 시간 축이 0~3초까지만 나타나는 것은 실험에서 사용한 변수의 변화를 그래픽 적으로 보이게 해주는 trace 프로그램에서 목표 값이 상승 예지 일 때부터 3초간 저장해서 화면에 주사하기 때문이다.



(a) 외란 관측기를 갖는 제어기
(a) using disturbance observer algorithm

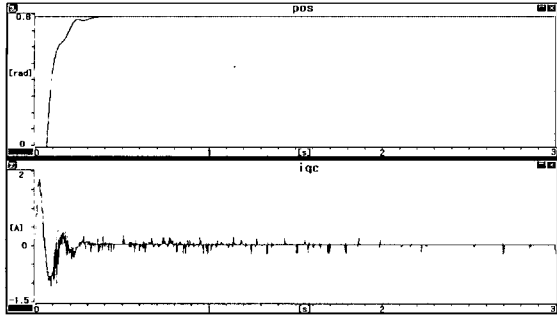


(b) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기
(b) using disturbance observer and parameter compensator algorithm

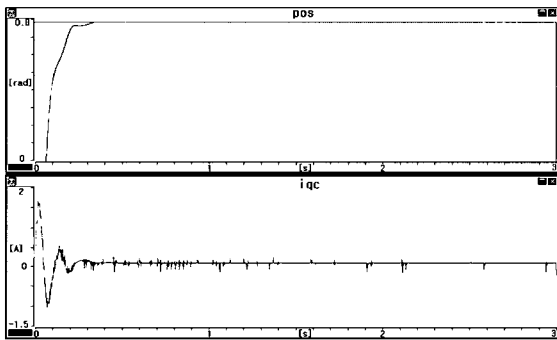
그림 6 파라미터 변화에 대한 두 제어기의 성능 비교
Fig. 6 Performance comparison of two controller for parameter variation

그림 7(a)의 외란 관측기를 갖는 제어기의 경우 정상 상태에서 진동이 있는 것을 볼 수 있다. 그림 7(b)는 제안된 제어기의 1분 후 실험 파형으로 외란 관측기와 비교시 과도 상태에서 약간의 보상과 정상 상태에

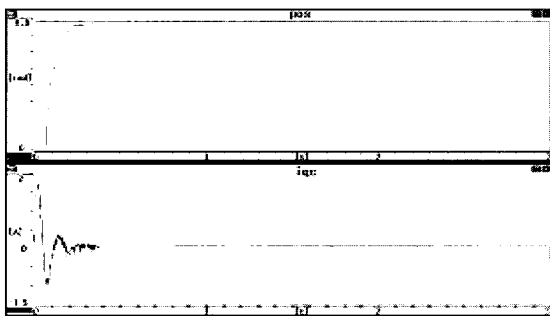
서의 진동이 더 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 그림 7(c)는 20분 후의 제안된 제어기로 제어기가 실제 시스템의 이득에 적응하여 정상 상태에서 진동이 없음을 알 수 있다.



(a) 외란 관측기를 갖는 제어기
(a) using disturbance observer algorithm

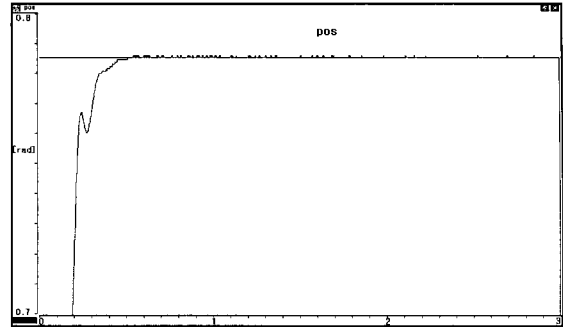


(b) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기(1분후)
(b) using disturbance observer and parameter compensator algorithm(after one minute)

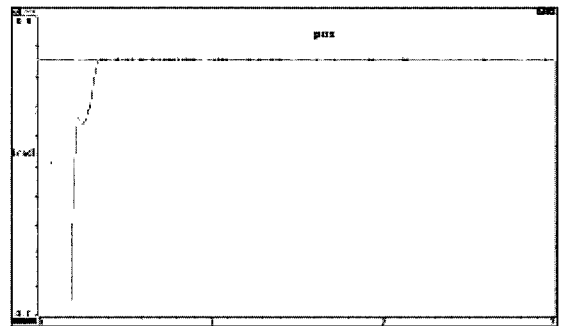


(c) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기(20분후)
(c) using disturbance observer and parameter compensator algorithm(after twenty minute)

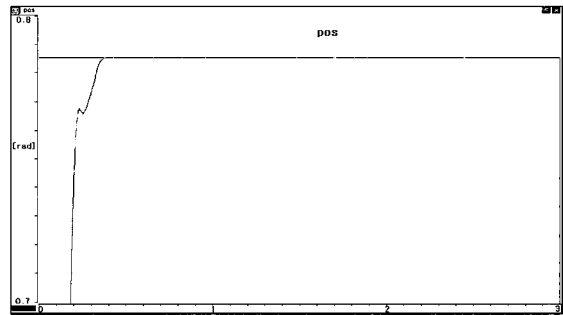
그림 7 관성하에 대한 회전자의 위치, q상 전류 명령의 실험 결과
Fig. 7 experiment results of the rotor position, q phase current command for inertia load



(a) 외란 관측기를 갖는 제어기
(a) using disturbance observer algorithm



(b) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기(1분후)
(b) using disturbance observer and parameter compensator algorithm(after one minute)



(c) 외란 관측기와 파라미터 보상기를 갖는 제어기(20분후)
(c) using disturbance observer and parameter compensator algorithm(after twenty minute)

그림 8 관성 부하에 대한 회전자 위치 확대의 실험 결과
Fig. 8 experiment results of zoom in the rotor position for inertia load

그림 8은 그림 7의 결과 중에서 회전자 위치를 0.1rad (0.7rad~0.8rad) 스케일로 확대한 그림으로 제안된 제어기가 외란 관측기의 과도 상태의 보상과 정상상태의 진동을 시간이 지남에 따라서 확연하게 개선함을 보여준다.

5. 결 론

일반적으로 알려주는 명판 데이터 값은 20% 정도 부정확하여 사용 환경과 부하 영향으로 그 이상 파라미터 값이 변하기도 한다. 따라서 주어진 그 값을 근거로 구한 이득은 정상상태에서는 문제가 없으나 과도상기에는 문제를 야기한다. 본 연구에서는 파라미터 보상기로, 마치 실제 시스템이 이득을 구한 파라미터로 동작 하도록 하여 위치제어 오차를 줄였다.

외란과 파라미터 변화에 강인한 위치 제어를 위해 외란 관측기와 파라미터 보상기를 이용하는 방법을 제시하였다. 또한 외란 관측기에 의한 보상 입력을 포함하도록 함으로써 파라미터 추정기에 사용된 RLSM 파라미터 추정방법의 단점인 외란에 의한 편향특성을 제거하였다. 이상의 제안된 알고리즘을 모의실험과 실험을 통하여 기존 시스템과 성능을 비교하여 더욱 우수한 특성을 나타내고 있음을 보였다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력공학공동연구소(과제관리번호 03-중-06)주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

- [1] D. W. Novotny and R. D. Lorentz "Introduction to field orientation and high performance AC drives" *IEEE-IAS Tutorial Course*, 1986.
- [2] P. C. Krause, *Analysis of electric machinery*, Mc Graw-Hill, 1984.
- [3] K. J. Åström and B. Wittenmark *Computer controlled system*, Prentice Hall, International, 1997.
- [4] 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 Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 5, pp. 512~520, 1993.
- [5] C. T. Chen, *Linear System Theory and Design*, Holt, Rinehart and Winston, Inc., 1984.
- [6] C. Y. Huang, T. C. Chen, C. L. Huang "Robust Control of Induction Motor with A Neural-Network Load Torque Estimator and A Neural-Network Identification" *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5, pp. 990~998, 1999.
- [7] J. D. Landau, *System Identification and Control Design*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1990.
- [8] G. C. Goodwin, K. S. Sin, *Adaptive Filtering Prediction and Control*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-

Hall, 1984.

- [9] J. S. Ko and S. K. Youn, "A Study of Adaptive Load Torque Observer and Robust Precision Position Control of BLDD Motor", *Transaction on KIPE*, Vol. 4. No. 2, pp. 138~143, 1999.
- [10] J. S. Ko and Y. J. Lee, "Precision Speed Control of PMSM Using Neural Network Disturbance Observer and Parameter Compensator", *Transaction on KIEE*, Vol. 51B. No. 10, pp. 573~580, 2002.
- [11] J. S. Ko, T. H. Lee, B. L. Park, and C. W. Jeon "Precision Speed Control of PMSM for Stimulation of the Vestibular System Using Rotatory Chair" *Transaction on KIPE*, Vol. 5. No. 5, pp.459-466, 2000.
- [12] J. S. Ko, T. H. Lee, C. W. Jeon, S. S. Lee "Precision Speed Control of PMSM Using Disturbance Observer and Parameter Compensator", *Transaction on KIPE*, Vol. 6. No. 1, pp.98-106, 2001.

저 자 소 개



고종선(高宗宣)

1960년 3월 20일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1983년~1995년 삼성전자 생산기술센터 선임연구원. 1995년~1996년 삼성그룹 삼성경영기술대 사내 교수(부장). 1999년 2월~2000년 1월 미국 Tennessee 주립대(UT) Post-Doc. 1996년~2003년 7월 원광대 전기전자 및 정보공학부 조교수. 2003년 8월~현재 단국대 전기전자 컴퓨터공학부 교수. 당 학회 편집이사.



이태훈(李泰勳)

1975년 5월 4일생. 2002년 원광대 전자공학과 졸업. 2003년 동 대학원 전자공학과 컴퓨터 및 제어시스템 전공 졸업 (석사). 2003년 12월~현재 슈나이더일렉트릭코리아(주) 근무.