

속도 추정기를 이용한 전동기 구동 시스템의 정밀한 위치 및 순시 속도 관측기의 개발

論 文
48B - 11 - 6

Accurate Position and Instantaneous Speed Observer for Motor Drive System using Novel Speed Estimator

金 熙 昱* · 金 容 錫** · 薛 承 基***
(Heui-Wook Kim · Yong-Seok Kim · Seung-Ki Sul)

Abstract - In this paper, an accurate position control using new estimator which estimates the instantaneous speed and accurate position with a low precision shaft encoder is proposed. The overall performance of position control system is strongly depend on the accuracy of the position information and the performance of the speed controller in low speed range. In this paper the position and speed of the motor are obtained from Kalman filter which is an optimal full order estimator. This estimator has good performance even in very low speed range include standstill. The simulation and experimental results confirm the validity of the proposed estimation and control scheme.

Key Words : position control, speed control, speed estimator, Kalman filter

1. 서론

대부분의 서보 제어 시스템에는 위치 제어가 사용되고 있다. 정밀한 위치 제어를 위해서는 실제 값에 근사한 정확한 위치 정보와 저속 영역에서도 좋은 성능을 갖는 속도 제어가 필요하다. 이러한 정보를 얻기 위해서 비교적 검출 회로가 간단한 회전식의 증가형 엔코더가 널리 사용되고 있다. 전동기의 회전 위치 정보는 엔코더에서 발생하는 연속의 펄스를 계수하여 얻어진다. 이 정보에는 정량화에 따른 오차와 움셋에 의한 오차가 포함되어 있게 된다. 일반적으로 위치 정보의 정밀도는 1회전당 펄스수에 의해 결정된다. 전동기의 속도 정보는 주어진 주기 동안에 발생하는 엔코더의 펄스수로부터 계산된다[1]. 그러나 이 방식은 순시속도를 측정하는 것이 아니라 한 주기 동안의 평균값 구하는 것으로 필연적으로 측정에 따른 지연이 발생하게 된다. 특히 엔코더에서 발생하는 펄스의 간격이 측정 주기보다 더 커지게 되는 저속 영역에서는 문제가 더 심각하게 된다. 따라서 속도 정보 또한 이러한 오차를 내포하게 된다.

위에서 언급한 바와 같은 문제점을 해결하기 위해 많은 연구[2~4]가 진행되고 있는데 이 방법들은 정상 상태와 과도 상태에서 동시에 만족할 만한 특성을 구현하기 위한 적절한 이득이나 관측기 극점(pole)을 선정하는데 있어서 어려움이 있다.

본 논문에서는 정밀한 위치 제어를 위해서 최적 상태 관측기의 일종인 칼만 필터를 이용한 전동기의 속도 및 위치 추정에 관한 방안을 제안한다. 칼만 필터는 잡음이 있는 환경

에서 동적 시스템의 측정 불가능한 상태를 최적으로 추정하는 선형이며 치우침이 없고 오차 분산이 최소화 되는 알고리즘이다. 전동기 제어 시스템에 있어서 속도 및 위치 정보에는 예견할 수 없는 많은 오차가 존재하고 있다. 전동기 구동 시스템 또한 PWM(Pulse Width Modulation)에 의한 전류 리플이나 인버터 전압 발생 시 존재하는 데드타임(Dead-Time)에 의한 전압 오차 등에 의한 알 수 없는 잡음이 존재한다. 따라서 칼만 필터는 위와 같은 상황에서 전동기의 속도 및 위치 정보를 추정하는 데 있어서 가장 적당한 방안이 된다.

2000 ppr (pulse per revolution)의 저가형 엔코더를 사용함으로써의 실험과 실제 실험을 통해 제안한 추정기의 우수한 특성을 입증하였다.

2. 기계계의 수학적 모델

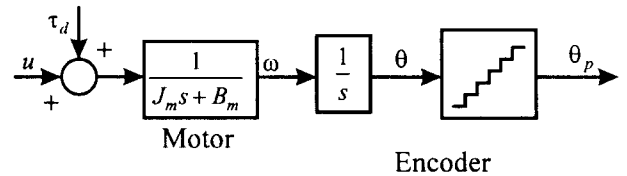


그림 1 기계계의 수학적 모델을 위한 블록도.

Fig. 1 The block diagram for mathematical model of mechanical system

그림 1은 기계계의 수학적 모델을 위한 블록도이며 그 수식은 다음과 같다.

$$J_m \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega = \mu + \tau_d \quad (1)$$

여기서, ω : 회전자의 기계적 각속도

J_m : 회전자 관성 모멘트

* 正 會 員 : (주)페어차일드 코리아 半 導 體 先 任 研 究 員

** 正 會 員 : 서울대 大 學 院 電 氣 工 學 部 博 士 課 程

*** 正 會 員 : 서울대 工 大 電 氣 工 學 部 · 副 教 授

接 受 日 字 : 1998年 12月 3日

最 終 完 了 : 1999年 10月 12日

- B_m : 마찰 계수
- μ : 구동 토오크
- τ_d : 외란

증가형 엔코더는 속도 검출기가 아닌 위치 검출기이다. 따라서 기계계의 출력은 위치 정보가 되며 전동기의 속도는 다음 수식에서와 같이 이를 미분하여 얻을 수 있다.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \tag{2}$$

여기서, θ : 회전각

3. 속도와 위치 검출 방식

3.1 M/T 방식[1]을 이용한 속도 및 위치 측정 방법

일반적으로 사용되는 디지털 방식의 속도 측정 방법의 기본 원리는 그림 2에 나타낸 바와 같다.

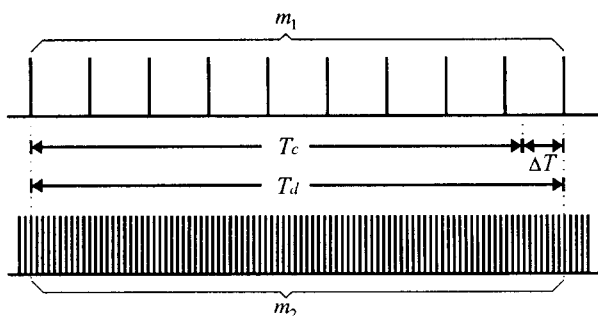


그림 2 일반적인 디지털 속도 측정 원리.

Fig. 2 General principle of digital speed-measurement

실제 검출 시간 T_d 는 주어진 검출 주기 T_c 이후에 발생하는 첫번째 펄스에 동기되어 결정된다. 전동기의 속도 N_f 는 식(3)에서와 같이 실제 검출 시간 동안의 회전각 X 에 의해 계산 된다.

$$N_f = \frac{60X}{2\pi T_d} = \frac{60X}{2\pi(T_c + \Delta T)} \tag{3}$$

1회전당 펄스수가 P ppr 인 엔코더에서 T_d 시간동안 발생된 펄스수가 m_1 개라면 회전각 X rad 은 다음 식과 같이 된다.

$$X = \frac{2\pi m_1}{P} \tag{4}$$

실제 검출 시간 $T_d = T_{d+} + \Delta T$ 는 주파수가 f_c hertz인 펄스를 계수하여 구하게 되는데 그 펄스 수를 m_2 라고 하면 실제 검출 시간 T_d 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$T_d = \frac{m_2}{f_c} \tag{5}$$

식(4) 와 (5)를 식(3)에 대입하면 측정하고자 하는 전동기의 속도 N_f 는 다음과 같이 된다.

$$N_f = \frac{60f_c m_1}{Pm_2} \tag{6}$$

이 방식의 원리는 계수기를 이용하여 정수 m_1 과 m_2 를 구하고 식(6)을 마이크로프로세서를 이용해 계산함으로써 속도를 측정하는 것이다. 이 방식은 M/T 방식이라 불리워지며 Ohmae에 의해 제안되었다[1].

이 방식은 디지털 회로와 마이크로프로세서를 이용해서 간

단하게 구현 할 수 있어 일반적인 속도 영역에서 증가형 엔코더를 이용해 속도를 측정하는 대부분의 전동기 구동 시스템에 널리 사용되고 있다. 그러나 이 방식은 몇 가지 문제점을 갖고 있다. 순시 속도가 아닌 검출 시간 T_d 동안의 평균 속도를 구하는 것으로 필연적으로 검출하는데 따른 지연이 존재한다. 더군다나 저속 영역에서는 ΔT 가 더욱 커지게 되므로 지연 시간은 더욱 증가하게 된다. 속도 검출에 있어서의 지연 시간은 저속으로 갈수록 증가하게 되고 이에 따라 속도 제어 시스템이 불안정해 지게 된다[2]. 주어진 검출 시간 간격은 엔코더의 정밀도에 의해 제한된다. 2000 ppr 의 엔코더를 이용하여 1 msec마다 최소한 한개 이상의 펄스를 얻기 위해서는 전동기의 회전 속도는 30 rpm이상이 되어야만 한다. 0.1 μ sec 의 경우에는 당연히 문제가 더욱 심각해지게 되어 최소한의 전동기 속도는 300 rpm이 된다. 다시 말해 3 rpm 정도의 저속 운전을 하기 위해서는 검출 시간 간격이 10 msec 이상이 되어야만 하는데, 이는 검출 주기가 최대 100 Hz로 제한됨을 의미한다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 관측기 이론을 적용한 연구들이 진행되어 왔다[2~4]

이 연구들은 외란 토오크 검출기를 사용하는데 이는 시스템 모델에 구동 토오크 및 검출된 평균 속도를 입력으로 하여 구성되고 추정 속도를 얻는다. 이 방식들은 정상 상태와 과도 상태에서 동시에 타당한 추정값을 얻기 위한 적절한 관측기 극점이나 이득을 선정하는 데 있어서 문제점을 갖고 있다.

3.2 칼만 필터를 이용한 속도 및 위치 추정기

외란 토오크를 상태변수로 추가하여 설정할 때, 외란 토오크의 변화보다 제어기의 연산 주기가 매우 빠르다면 한 연산 주기에 있어서 외란 토오크는 변하지 않는다고 가정할 수 있고 따라서 다음 식과 같이 그 미분값을 영으로 하여 외란 토오크를 상태변수로 추가 할 수 있다.[5]

$$\frac{d\tau_d}{dt} = 0 \tag{7}$$

식 (1), (2) 와 (7)로부터 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{8}$$

여기서,

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -B_m/J_m & 0 & 1/J_m \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1/J_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C &= [0 \ 1 \ 0], x = [\hat{\omega} \ \hat{\theta} \ \hat{\tau}_d]^T \end{aligned} \tag{9}$$

여기에서 입력 변수는 토오크 기준값 u 이며, 상태 변수로는 기계적 각속도 $\hat{\omega}$, 기계각 위치 $\hat{\theta}$ 와 외란 토오크 $\hat{\tau}_d$ 가 되며, 출력 변수는 기계각 위치 $y = \hat{\theta}$ 가 된다. 시스템 잡음 행렬 r 를 갖는 시스템의 잡음 ξ_k 와 측정 잡음 η_k 를 시스템 모델에 포함시켜 시스템의 상태 방정식을 이산형으로 표현하면 다음과 같이 표현된다.[6~7]

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A_k x_k + B_k u_k + \Gamma_k \xi_k \\ y_k &= C_k x_k + \eta_k \end{aligned} \tag{10}$$

여기서, A_k, B_k, C_k, Γ_k 는 식(9)의 시스템 행렬들과

시스템 잡음 행렬 Γ 의 이산형이다. ξ_k 와 η_k 는 평균값이 영인 백색 가우시안(zero-mean white Gaussian) 잡음 입력이라 가정하고, Q_k 과 R_k 는 각각의 공분산 행렬이다.

Γ, ξ 와 η 는 다음과 같다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & u_{max} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\xi = [u_{noise} \quad \tau_{noise}]^T, \eta = \theta_{noise} \quad (12)$$

여기서, u_{max} : 최대 토크 제어 입력.

u_{noise} : 토크 제어 입력에서의 시스템 잡음.

τ_{noise} : 외란 토크에서의 시스템 잡음.

θ_{noise} : 측정 잡음.

시스템 잡음이 발생하는데는 몇가지 이유가 있다. 먼저 모델링에서 발생하는 오차가 있다. 모터 상수는 정확히 알 수가 없을 뿐더러 동작 환경에 따라 변하는 특성이 있어 토크 상수 K_T , 마찰 계수 B_m 그리고 회전자 관성 모멘트 J_m 이 모델링 오차를 발생 시키게 된다. 또다른 시스템 잡음 발생 원인으로 이상적이지 못한 전류 제어기가 있다. 전류 제어기는 전류 리플과 측정 오차로 인해 완벽할 수 없다. 측정 잡음은 완벽하지 못한 엔코더와 측정에서 발생하는 오차에 기인한다. 이로부터 공분산 행렬 Q 와 R 을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Q = \begin{bmatrix} q_{00} & 0 \\ 0 & q_{11} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$R = [\gamma_{00}]$$

여기서, q_{00} : 토크 기준값의 공분산값

q_{11} : 외란 토크의 공분산값

γ_{00} : 측정치의 공분산값

실제로는 행렬 Q 에 있어서 제어 입력과 외란 토크에서의 시스템 잡음이 서로 연관되어 있다. 그러나, 사용하는 데 있어서 그 연관도가 극히 적으므로 행렬 Q 의 비대각 요소들 영이라 가정하여도 무방하다. 이러한 사실은 시뮬레이션과 실험을 통해 입증하였다. 이 시스템에 대한 칼만 필터의 처

리 순서는 다음과 같다.

$$P_{0,0} = \text{Var}(x_0)$$

$$P_{k,k-1} = A_{k-1} P_{k-1,k-1} A_{k-1}^T + \Gamma_{k-1} Q_{k-1} \Gamma_{k-1}^T$$

$$G_k = P_{k,k-1} C_k^T (C_k P_{k,k-1} C_k^T + R_k)^{-1}$$

$$P_{k,k} = (I - G_k C_k) P_{k,k-1}$$

$$\hat{x}_{0|0} = E(x_0) \quad (14)$$

$$\hat{x}_{k|k-1} = A_{k-1} \hat{x}_{k-1|k-1} + B_{k-1} u_{k-1}$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + G_{k-1} (y_k - C_k \hat{x}_{k|k-1})$$

여기서, $P_{k,l}$: 추정 분산 행렬

$\text{Var}(x)$: 난수 x 의 분산

$E(x)$: 난수 x 의 기대값

$G(x)$: 칼만 이득 행렬

$Q_k = \text{Var}(\xi_k)$: 난수 벡터 ξ_k 의 분산 행렬

$R_k = \text{Var}(\eta_k)$: 난수 벡터 η_k 의 분산 행렬

그림 3은 제안한 순시 속도와 위치 추정기가 포함된 위치 제어 시스템의 블럭도를 나타내고 있다.

추정된 속도 $\hat{\omega}$ 은 속도제어기에서 레환치로 사용되고, 추정된 각 $\hat{\theta}$ 는 위치 제어기에서 레환을 위한 정보로 사용된다.

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션과 실험에 사용된 전동기 상수를 표 1에 나타내었다.

표 1 시뮬레이션과 실험에 사용된 전동기 상수
Table 1 Motor parameters used in the simulation and the experiment

종 류	영구자석 동기전동기
정 격	2.2 kW, 8 극, 2000 rpm
회 전 자 관 성 모 멘 트	0.007 kg·m ²
마 찰 계 수	0.6e-3 kg·m ² /sec
토 오 크 상 수	0.67 N·m/A
엔 코 더 분 해 능	2,000 ppr

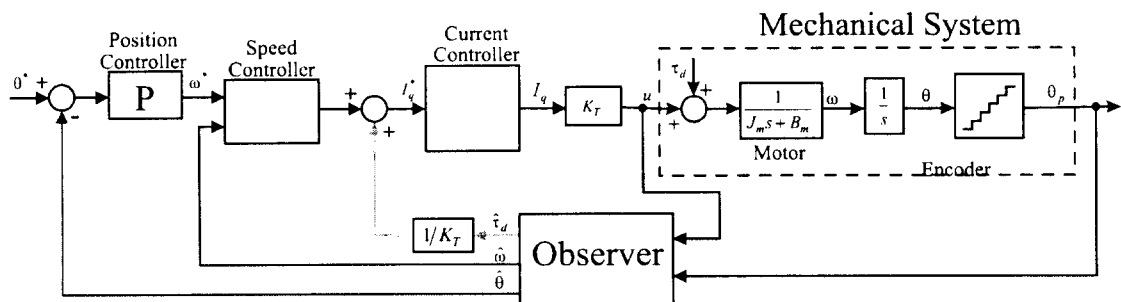


그림 3 제안된 위치, 순시 속도, 외란 추정기가 포함된 위치 제어시스템의 블럭도.

Fig. 3 The block diagram of position control system including position, instantaneous speed and disturbance load torque observer using proposed estimator.

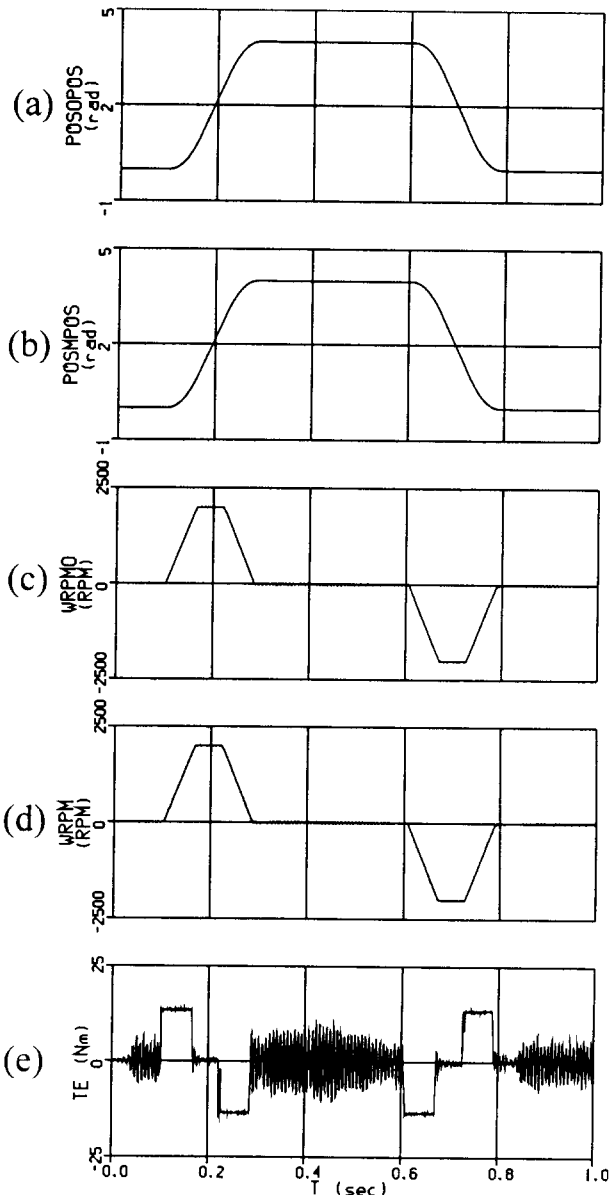


그림 4 기존 위치 제어기의 시뮬레이션 결과
(위치 지령치 : 4π rad.)

Fig. 4 The simulation results of the conventional position control system.
(The position command is 4π rad.)
(a) 실제 위치 (b) 추정 위치 (c) 실제 속도
(d) 추정 속도 (e) 실제 토오크

기존의 위치 제어기와 제안된 위치 제어기에 대해서 위치 지령치를 0에서 4π rad으로 스텝 변화 시켰을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 4와 5에 각각 나타내었다. 시뮬레이션시 공분산 행렬 Q 의 비대각 요소들은 0으로 놓고 수행하였다. 이 비대각 요소는 제어 입력과 외란 토오크에 대한 시스템 잡음이 상호 연관된 것을 나타내는 것으로서 이를 0으로 놓더라도 원하는 시스템의 특성을 얻는 데는 문제가 없었다. 또한, 속도 제어기의 대역폭을 제외한 모든 시뮬레이션 조건은 같게 하였다.

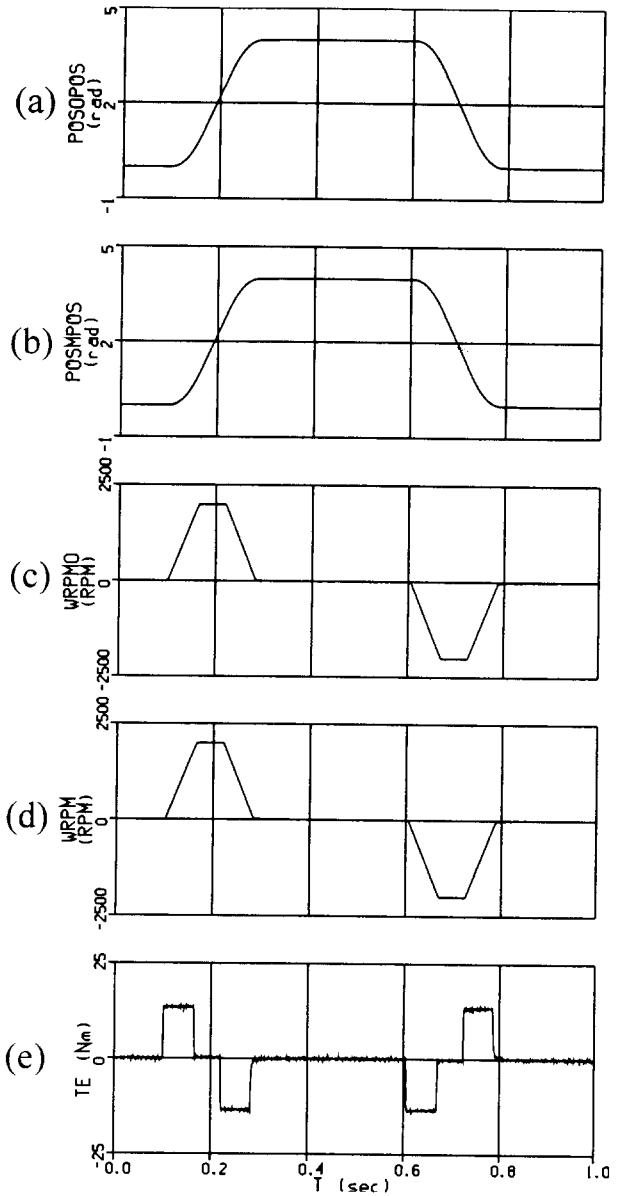


그림 5 제안된 위치 제어기의 시뮬레이션 결과
(위치 지령치 : 4π rad.)

Fig. 5 The simulation results of the proposed position control system
(The position command is 4π rad.)
(a) 실제 위치 (b) 추정 위치 (c) 실제 속도
(d) 추정 속도 (e) 실제 토오크

기존 제어기의 대역폭은 75 Hz 이고 제안된 제어기의 대역폭은 100 Hz이다. 대역폭이 넓을수록 토오크 리플은 심해지는데도 불구하고 기존의 제어기보다 더 넓은 대역폭을 가진 제안된 제어기가 오히려 토오크 리플이 적었다. 이것은 제안된 방법으로 추정된 전동기의 위치와 속도가 기존의 제어기보다 실제값에 더욱 근사했기 때문이다. 제안된 방법의 시뮬레이션에서 식 (13)에 쓰인 추정치의 공분산값 γ_{00} 는 0.01로 선택하고 토오크 기준값의 공분산값 q_{00} 는 10, 외란

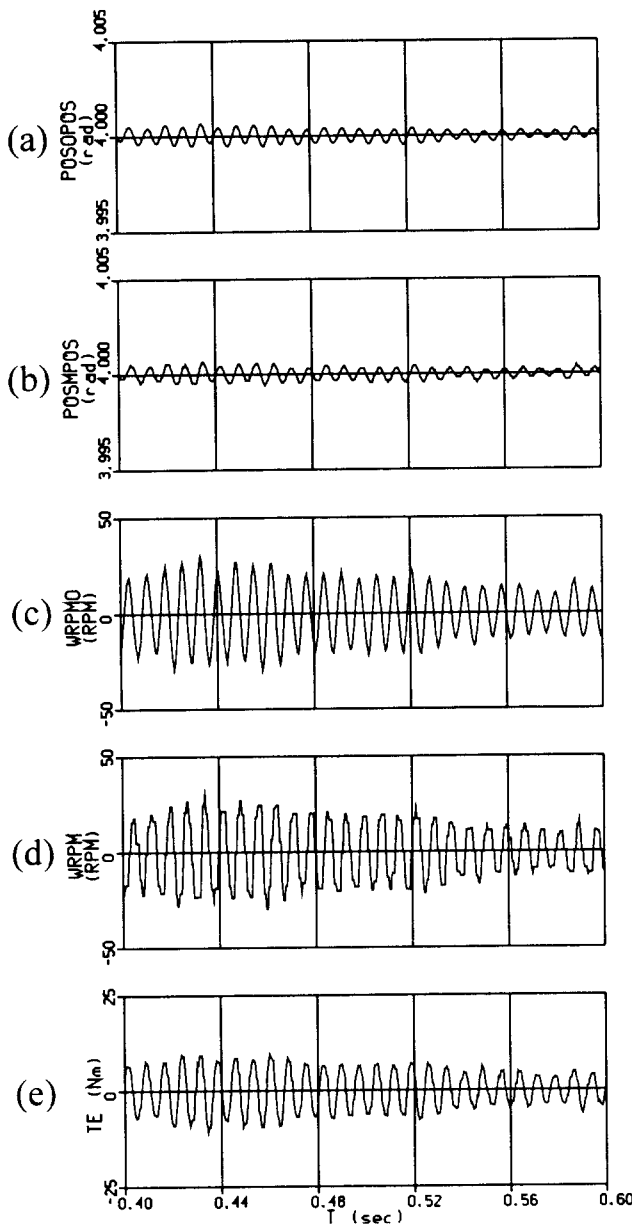


그림 6 기존 위치 제어기의 시뮬레이션 결과
(상세도 : 시간=0.4~0.6초) (위치 지령치 : 4π rad.)
Fig. 6 The simulation results of the conventional position control system.
(detailed view : time=0.4~0.6 sec)
(The position command is 4π rad.)
(a) 실제 위치 (b) 추정 위치 (c) 실제 속도
(d) 추정 속도 (e) 실제 토크

토크의 공분산값 q_{11} 는 10,000으로 하였다. 이 값들은 시뮬레이션 결과로부터 결정되었으며 실험시 그대로 사용되었다. 그림 4와 5의 시간 0.4초 ~ 0.6초 사이의 확대 파형을 그림 6과 7에 나타내었다. 이 그림의 결과에서 알 수 있듯이 제안된 위치 제어기는 기존의 제어기보다 더 나은 성능을 발휘하였다.

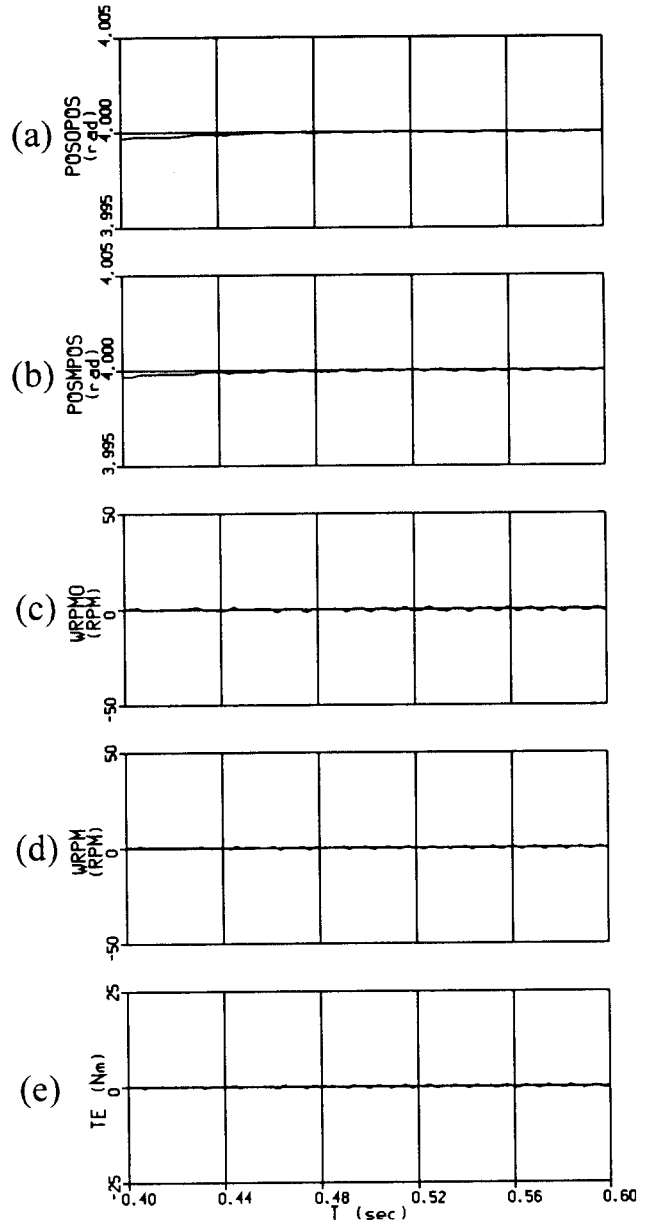


그림 7 제안된 위치 제어기의 시뮬레이션 결과
(상세도 : 시간=0.4~0.6초) (위치 지령치 : 4π rad.)
Fig. 7 The simulation results of the proposed position control system.
(detailed view : time=0.4~0.6 sec)
(The position command is 4π rad.)
(a) 실제 위치 (b) 추정 위치 (c) 실제 속도
(d) 추정 속도 (e) 실제 토크

5. 실험

그림 8에 실험 시스템의 구성도를 나타내었다. 전력회로부는 전압원 방식의 PWM IGBT 인버터와 2.2 kW 영구자석동기전동기 그리고 부하 실험을 위한 다이내모 시스템으로 구성되어있다. 속도 제어기의 샘플링 주기는 0.6 ms이다. 빠른 부하 토크 응답을 위해 속도 제어기의 대역폭 ω_{sc} 는

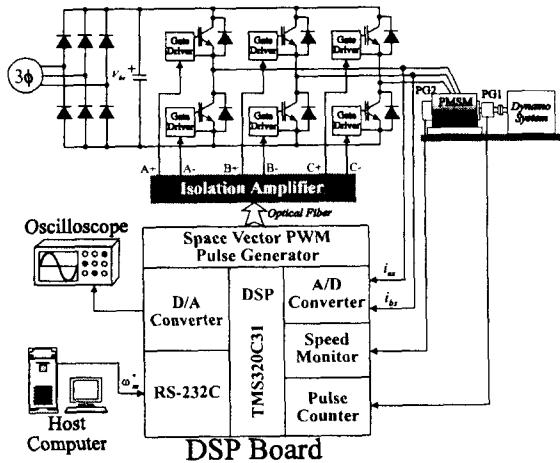


그림 8 실험 시스템 구성도
 Fig. 8 Configuration of experimental system.

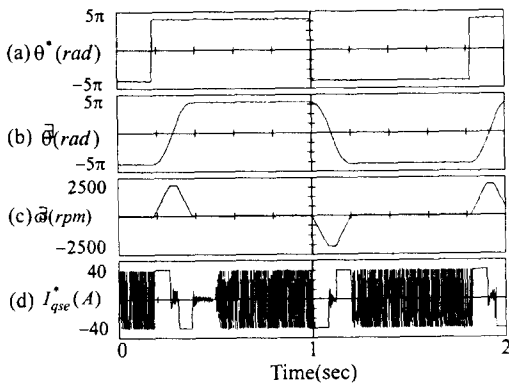


그림 9 기존 위치 제어기의 실험 결과
 (위치 지령치 : $\pm 4\pi$ rad.)
 Fig. 9 The experimental results of the conventional position control system. (The position command is $\pm 4\pi$ rad.)
 (a) 위치 지령 (b) 측정 위치
 (c) 측정 속도 (d) q 축 전류 지령치

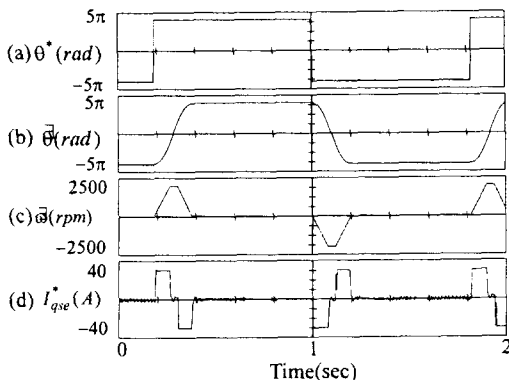


그림 10 제안된 위치 제어기의 실험결과
 (위치 지령치 : $\pm 4\pi$ rad.)
 Fig. 10 The experimental results of the proposed position control system. (The position command is $\pm 4\pi$ rad.)
 (a) 위치 지령 (b) 추정 위치
 (c) 추정 속도 (d) q 축 전류 지령치

100 Hz 정도로 높게 결정하였다. 위치 제어기에서의 샘플링 주기는 5 ms 이며 비례제어기(Proportional controller)가 사용되었다.

고성능의 DSP를 사용하여 시스템을 구성하였기 때문에 제안한 추정방식과 전류제어 그리고 위치 추정 알고리즘을 수행하는데 있어서 약 75 ms 정도의 계산 시간이 소모되는 데 인버터의 스위칭 주파수가 5 kHz 일 때 3상 대칭 공간 변조법을 사용한 전류제어기의 샘플링 주기가 100 ms가 되므로 이 시간에 모든 알고리즘을 충분히 수행 할 수 있게 된다. 기존의 방식과 제안된 추정 방식의 성능 비교를 실험을 통해 검증하였다.

위치 지령치를 $\pm 4\pi$ rad으로 스텝 변화 시켰을 때의 실험 결과를 기존의 위치 제어기와 제안된 위치 제어기 별로 그림. 9 와 10 에 각각 나타내었다. 실험에서의 모든 조건은 시뮬레이션시와 동일하다.

실험 결과에서도 시뮬레이션에서와 같이 제안된 제어기가 우수함을 확인 할 수 있었다.

6. 결론

본 논문에서는 낮은 정밀도의 엔코더를 사용하더라도 순시 속도와 정밀한 위치를 추정하는 추정기를 사용한 정밀한 위치 제어기를 제안하였다. 제안된 추정기는 정지 상태를 포함한 저속에서도 우수한 성능을 나타내었으며 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 위치 제어기의 성능을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] T.Ohmae et al., "A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-29, no. 3, Aug. 1982.
- [2] Kenji Kubo, Masahiko Watanabe, Fusaaki Kozawa, Kyouichi Kawasaki, "Disturbance Torque Compensated Speed Observer for Digital Servo Drives," Proc. of IECON'90, vol. 2, pp. 1182-1187, 1990.
- [3] Robert D. Lorenz, "High-Resolution Velocity Estimation for All-Digital, ac Servo Drives," IEEE Trans. IA, vol.27, no.4, Aug. 1991.
- [4] Ichiro Awaya, Yoshiki Kato, Iwao Miyake and Masami Ito, "New Motion Control with Inertia Identification Function Using Disturbance Observer," Proc. of IECON'92, vol.1, pp. 77-81, 1992.
- [5] Gene F. Franklin, J. David Powell, Michael Workman, Digital Control of Dynamic Systems, 3rd edition, pp328~329, Addison Wesley, 1998.
- [5] C.K.Chui and G.Chen, Kalman filtering with Real-Time Applications, Springer-Verlag, pp20-28, 1987.
- [7] S.M.Bozic, Digital and Kalman Filtering, Edward Arnold, pp. 109-124, 1979.

저 자 소 개



김희욱(金熙昱)

1965년 8월 3일생. 1988년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업(학사). 1990년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동대학원 전기공학부 졸업(공학박). 현재 (주) 페어차일드 코리아 반도체 선임연구원.



김용석(金容錫)

1969년 9월 25일생. 1996년 서울대학교 공과대학 전기공학부 졸업(학사). 1998년 동대학원 전기공학부 졸업(석사). 현재 동대학원 전기공학부 박사과정.

설승기(薛承基)

전기학회논문지 48B권 제9호 참조

Tel : 880-7243

E-mail : sulsk@plaza.eepel.snu.ac.kr