

확장 루엔버거 관측기를 이용한 전동기의 저속 성능 향상

李教範[†], 宋重鎬^{*}, 崔 翼^{**}, 柳志潤^{***}Improvement of Low Speed Operation of
Electric Machine Using ROELO for Inertia Identification

Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, and Ji-Yoon Yoo

ABSTRACT

A new scheme to estimate the moment of inertia in the motor drive system in very low speed is proposed in this paper. The simple estimation scheme, which is usually used in most servo system for low speed operation, is sensitive to the variation of the machine parameter, especially the moment of inertia. To estimate the motor inertia value, Reduced-Order Extended Luenberger Observer (ROELO) is applied. The effectiveness of the proposed inertia identification method using the ROELO is verified by simulation and experiment.

Key Words : Inertia identification, Electric machine, Low speed operation, Reduced Order Extended Luenberger Observer (ROELO)

1. 서 론

대부분의 서보 시스템에서 전동기의 속도는 회전축에 부착되어 있는 증분형 엔코더의 출력 펄스 신호로부터 검출하고, 보통 M/T 방식을 혼용해서 사용한다. M/T 방식은 엔코더 출력 펄스 신호로부터 트리거 시점을 기준으로 일정시간마다 엔코더의 펄스의 주파수를 측정하여 전동기의 회전속도를 계산하는 방식으로 비교적 정확하게 전동기의 회전속도를 측정할 수 있다. 전동기의 운전 영역이 저속으로 내려갈 경우, 엔코더의 출력 펄스의 주기가 제어주기보다 점점 더 커지게 되어 속도 제어 성능이 나빠지게 된다^[1]. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 다양한 형태의 순시 속도 관측기가 제안되었다^[2-5]. 제안된 대부분의 순시 속도 관측기는 전동기의 기계 방정식으로부터 유도된 것으로 기

계계 파라미터, 특히 관성계수에 민감하게 된다. 관성계수는 부하의 변동이나 속도 지령값의 변화에 따라 쉽게 가변하기 때문에, 고정밀 응답 특성이 요구되어지는 서보 시스템에서는 이와 같은 기계계 파라미터의 변동, 특히 관성계수 변동에 강인한 제어기를 설계해 주어야만 한다. 관성 계수를 추정하여 시스템의 응답 특성, 특히 순시 속도 추정기의 응답특성을 향상시키기 위해 Kalman Filter, RELS (Recursive Extended Least Square)를 적용한 많은 관성 계수 추정 기법들이 제안되었다^[3-4]. 제안된 기법들은 매 제어주기마다 복잡한 계산을 통하여 이득이 설정되고 관성이 추정되기 때문에 다소 복잡한 단점이 있다.

본 논문에서는 유도 전동기의 속도 추정기에 적용되어 적은 계산량에도 불구하고 향상된 추정 성능을 보였던 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 새로운 방식의 관성 추정 기법을 제안한다^[6]. 제안한 추정기는 그림 1의 블록도에서 보듯이 전 샘플링 시간에 순시 속도 관측기로부터 추정된 외란 토크 정보와 속도 정보를 이용하여 관성계수를 추정한다. 그림 1에서 T_e 는 구동 토크, θ_{m_ENC} 는 엔코더로부터 측정된 회전각의 각위치, $\hat{\theta}_m$, $\hat{\omega}_m$, \hat{T}_d 는 각각 순시 속도 관측

[†]교신저자 : 정희원, The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark (Post Doc.).

E-mail : kyl@iet.auc.dk

^{*}평의원, 서울산업대 전기공학과 교수

^{**}평의원, 광운대 정보제어공학과 교수

^{***}평의원, 고려대 공대 전기공학과 교수

접수일자 : 2003. 7. 7 1차 심사 : 2003. 8. 18

2차 심사 : 2004. 1. 7 심사완료 : 2004. 1. 31

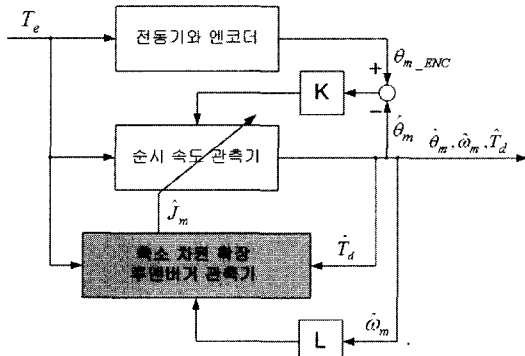


그림 1 전체 추정기 블록도
Fig. 1 Overall block diagram

기로 추정된 회전자의 각위치, 각속도, 부하외란을 나타내고, \hat{J}_m 은 제안하는 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용하여 추정한 관성계수를 나타낸다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 순시 속도 추정기가 사용되는 저속 영역에서 제안한 관성 추정 기법의 타당성을 보인다.

2. 기계계 시스템의 모델링

전동기에 엔코더를 부착한 기계계의 모델링은 그림 2와 같이 표현된다. 엔코더 부를 제외한 전동기에 해당하는 부분은 다음 식 (1)과 같이 표현된다.

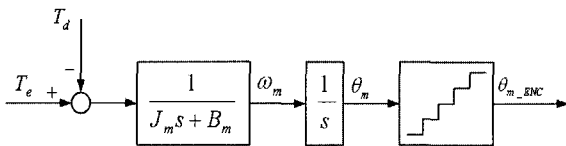


그림 2 기계계 시스템 모델링
Fig. 2 Dynamic model of mechanical system

$$T_e = J_m \frac{dw_m}{dt} + B_m w_m + T_d \quad (1)$$

여기서, w_m 은 회전자 속도, J_m 은 관성 모멘트, B_m 은 마찰계수, T_e 는 구동토크, T_d 는 부하외란을 나타낸다.

증가형 엔코더는 실제로 위치 검출기이므로 기계계 출력은 위치 정보이고 회전자의 속도는 회전자의 위치의 차이로부터 계산된다. 따라서 기계계의 출력인 위치로부터 속도는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d\theta_m}{dt} = w_m \quad (2)$$

여기서 θ_m 은 각 위치를 나타낸다.

외란 변화는 제어기의 제어 샘플링 주기에 비해 상당히 늦으므로 부하 외란의 변화율은 0 이라 볼 수 있다. 따라서 다음과 같이 외란을 상태변수로 도입할 수 있다.

$$\frac{dT_d}{dt} = 0 \quad (3)$$

식 (1)-(3)으로부터 그림 1의 기계계 시스템의 상태 방정식은 다음과 같게 된다.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu, \quad y = Cx \quad (4)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = [1 \ 0 \ 0], \quad x = \begin{bmatrix} \theta_m \\ w_m \\ T_d \end{bmatrix}, \quad y = \theta_m, \quad u = T$$

3. 순시속도 추정기

본 논문에서는 순시속도를 추정하기 위해서 식 (5)와 같이 앞 절에서 살펴본 기계계 시스템 모델링을 기반으로 한 전차원 관측기를 적용한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\theta}}_m \\ \dot{\hat{w}}_m \\ \dot{\hat{T}}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{w}_m \\ \hat{T}_m \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_e + K \left(\theta_m - [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{w}_m \\ \hat{T}_m \end{bmatrix} \right)$$

여기서 K 는 관측기 이득 행렬이다.

관측기 이득 행렬 K 는 극점 배치 기법을 사용하여

결정한다. 만약 추정기 오차의 근을 $s = \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 에 위치시키고 싶다면 추정기의 특성 방정식은 다음과 같이 된다.

$$(s - \alpha_1)(s - \alpha_2)(s - \alpha_3) = 0 \tag{6}$$

식 (6)의 계수와 식 (5)의 특성 방정식인 식 (7)과 계수를 비교함으로써 관측기 이득 행렬 K 를 선정할 수 있다.

$$\det[sI - (A - KC)] = s^3 + \frac{k_1 J_m + B_m}{J_m} s^2 + \frac{k_2 J_m + k_1 B_m}{J_m} s - \frac{k_3}{J_m} = 0 \tag{7}$$

식 (6)을 풀어쓰면 다음과 같다.

$$s^3 - (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3)s^2 + (\alpha_1\alpha_2 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_3\alpha_1)s - \alpha_1\alpha_2\alpha_3 = 0 \tag{8}$$

식 (7)과 식 (8)을 비교하여 관측기 이득 k_1, k_2, k_3 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} k_1 &= -(\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) - \frac{B_m}{J_m} \\ k_2 &= (\alpha_1\alpha_2 + \alpha_2\alpha_3 + \alpha_3\alpha_1) - \frac{B_m}{J_m} k_1 \\ k_3 &= \alpha_1\alpha_2\alpha_3 J_m \end{aligned} \tag{9}$$

이득 설정의 간편화를 위해서 $\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$ 라 설정한다면 관측기의 이득은 다음과 같이 α 값의 설정에 따라 결정될 수 있다.

$$\begin{aligned} k_1 &= -3\alpha - \frac{B_m}{J_m} \\ k_2 &= 3\alpha^2 - \frac{B_m}{J_m} k_1 \\ k_3 &= \alpha^3 J_m \end{aligned} \tag{10}$$

4. 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 관성계수 추정

정확한 관성 계수를 알지 못하는 경우에 외란으로

그 영향이 나타난다. 전차원 관측기에서 알고 있는 관성 계수를 J_{obs} 이라 하고 실제 전동기의 관성 계수를 J_m , 그 차이를 ΔJ_m 이라 하면 $J_m = J_{obs} + \Delta J_m$ 의 관계를 갖게 된다. 이를 전동기 시스템 모델링 식인 식 (1)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_e &= J_m \frac{dw_m}{dt} + B_m w_m + T_d \\ &= J_{obs} \frac{dw_m}{dt} + B_m w_m + T_{d,obs} \end{aligned} \tag{11}$$

여기서, $T_{d,obs} = T_d + \Delta J_m \frac{dw_m}{dt}$ 이다.

식 (11)에서 보면 모델링의 오차가 부하 외란과 같이 나타나기 때문에 관성계수와 부하 외란을 같은 시스템의 식에서 추정하게 되면 추정된 외란에 관성의 오차가 포함되어 있게 되어 부하 외란의 정확한 추정이 어렵게 될 뿐 아니라 추정된 외란 중에 어느 정도가 관성계수의 오차인지 알 수가 없게 된다. 식 (5)에 식 (12)의 관성계수를 상태변수로 도입하여 부하 외란과 관성계수를 동시에 표현하는 4차의 시스템 상태 방정식을 만들고, 이와 같은 하나의 시스템에서 관성계수와 부하 외란을 동시에 추정할 경우 식 (11)에서 본 바와 같이 추정기의 수렴성 및 각각의 추정 성능을 보장할 수 없다.

따라서 전동기의 관성계수를 알고 있다는 가정 하에 전차원 관측기를 이용한 순시 속도 추정기를 구성하여 속도 및 외란을 추정하고, 관성을 추정하기 위한 시스템에서는 순시 속도 추정기의 출력값인 속도, 부하외란을 입력으로 하여 관성만을 추정하도록 설계한다.

관성계수가 제어기 샘플링 주기에 비해 느리게 변화한다고 가정하면 다음과 같이 상태변수로 도입할 수 있다.

$$\frac{dJ_m}{dt} = 0 \tag{12}$$

식 (1)의 전동기 모델식과 식 (12)의 미분방정식을 이용하여 관성을 추정하기 위한 시스템을 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{x} = f(x) + Hu, \quad y = Gx \tag{13}$$

여기서,

$$x = \begin{bmatrix} \hat{w}_m \\ J_m \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} \hat{w}_m - \frac{1}{J_m} \hat{T}_d \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 \\ J_m \\ 0 \end{bmatrix}, G = [1 \ 0], y = \hat{w}_m, u = T_e$$

식 (13)의 시스템 방정식은 비선형이므로 해석 및 설계의 편의를 위하여 자코비안 선형화 기법을 이용하여 선형화하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + Hu \\ &\approx f(\bar{x}) + \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x=\bar{x}} (x - \bar{x}) + Hu \\ &= \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x=\bar{x}} x + Hu \\ &\quad + f(\bar{x}) - \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x=\bar{x}} \bar{x} \\ &= A(\bar{x})x + Hu + h(\bar{x}) \end{aligned} \tag{14}$$

여기서,

$$A(\bar{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m^2} (T_e - B_m \hat{w}_m - \hat{T}_d) \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$h(\bar{x}) = \begin{bmatrix} \frac{2}{J_m} T_e - \frac{B_m}{J_m} \hat{w}_m - \frac{2}{J_m} \hat{T}_d \\ 0 \end{bmatrix},$$

\bar{x} 는 Δt 시간 전의 상태값 $x(t - \Delta t)$ 를 나타낸다.

자코비안 선형화 기법을 이용하여 선형화된 시스템 방정식인 식 (14)는 한 제어 샘플링 주기 동안은 선형 시불변 시스템이라 볼 수 있으므로, 전 샘플링 주기의 값을 이용해서 다음 샘플링 주기에 모르는 상태를 추정하는 식 (15)와 같이 전차원 확장 루엔버거 관측기를 설계한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= A(\bar{x})\hat{x}(t) + Hu(t) + h(\bar{x}) \\ &\quad + L\{y(x) - C\hat{x}(x)\} \\ &= \{A(\bar{x}) - LC\}\hat{x}(t) \\ &\quad + Hu(t) + Ly(t) + h(\bar{x}) \end{aligned} \tag{15}$$

식 (14)의 상태방정식에서 2개의 상태 중, 전동기 속

도는 순시속도 추정기로부터 구해지는 값이므로 나머지 모르는 상태인 관성계수만을 추정하는 축소차원의 형태로 관측기를 구성할 수 있다. 식 (15)에서 구한 전차원 관측기를 알고 있는 상태 x_n 과 모르는 상태 x_p 로 나누어서 축소 차원 관측기의 형태로 변형하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_n \\ \dot{x}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ x_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \\ y &= [I \ 0] \begin{bmatrix} x_n \\ x_p \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{16}$$

위의 식 (16)을 풀어쓰면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \dot{x}_n = A_{11}x_n + A_{12}x_p + H_1u + h_1 \\ \dot{x}_p &= A_{21}y + A_{22}x_p + H_2u + h_2 \end{aligned} \tag{17}$$

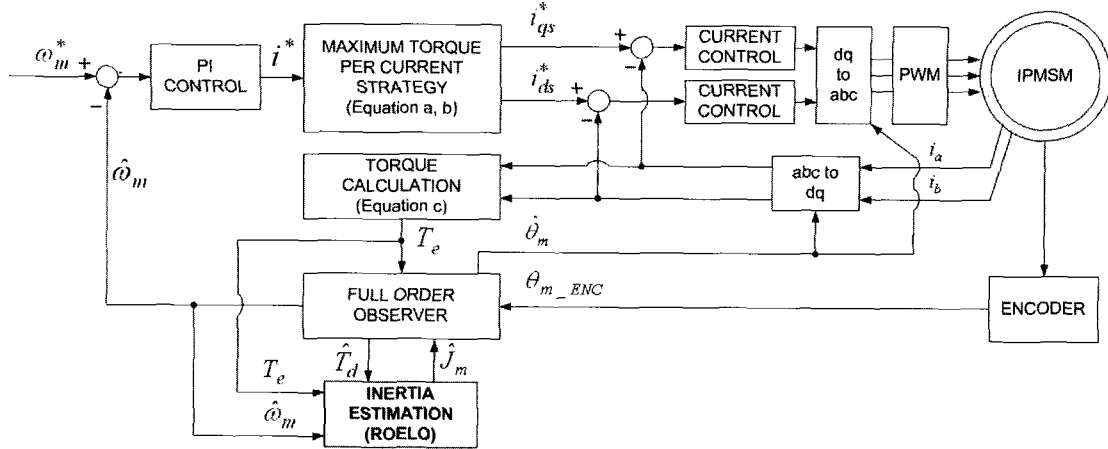
다음과 같이 \bar{u} 와 w 를 정의하면 식 (19)와 같은 축소 차원 시스템을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{u} &= A_{21}y + H_2u + h_2 \\ w &= A_{12}x_p = \dot{y} - A_{11}y - H_1u - h_1 \\ \dot{x}_p &= A_{22}x_p + \bar{u} \\ w &= A_{12}x_p \end{aligned} \tag{18}$$

위 시스템으로 다음과 같은 관측기를 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_p &= A_{22}\hat{x}_p + L(w - A_{12}\hat{x}_p) + \bar{u} \\ &= (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_p + Lw + \bar{u} \\ &= (A_{22} - LA_{12})\hat{x}_p \\ &\quad + L(\dot{y} - A_{11}y - H_1u - h_1) \\ &\quad + A_{21}y + H_2u + h_2 \end{aligned} \tag{20}$$

식 (20)에 포함된 출력, y 의 미분치는 잡음의 증폭과 같은 좋지 않은 영향을 줄 수 있으므로 이를 제거하기 위해 다음과 같이 벡터, z 를 정의한다.



Equation a. $i_{ds}^* = \frac{\lambda_f - \sqrt{\lambda_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 i^{*2}}}{4(L_q - L_d)}$

Equation b. $i_{qs}^* = \text{sign}(i^*) \sqrt{i^{*2} - i_{ds}^{*2}}$

Equation c. $T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \{ \lambda_f i_{qs}^* + (L_d - L_q) i_{ds}^* i_{qs}^* \}$

그림 3 전체 제어 시스템의 블록도
Fig. 3 Block diagram of the proposed control system

$$z = \hat{x}_p - Ly \tag{21}$$

식 (21)을 식(20)에 대입하면 다음과 같은 축소 차원 확장 루엔버거 관측기 (ROELO)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{z} &= (A_{22} - LA_{12})(z + Ly) + (A_{21} - LA_{12}) \\ &\quad - L(H_1 u + h_1) + h_2 \\ &= (A_{22} - LA_{12})z \\ &\quad + \{(A_{22} - LA_{12})L + (A_{21} - LA_{12})\}y \\ &\quad - L(H_1 u - h_1) + H_2 u + h_2 \end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned} \dot{z} &= -L \frac{1}{J_m} (B_m \hat{w}_m + \hat{T}_d)z \\ &\quad + \left\{ -L \frac{1}{J_m} (B_m \hat{w}_m + \hat{T}_d)L + L \frac{B_m}{J_m} \right\} \hat{w}_m \\ &\quad - L \left\{ \frac{1}{J_m} T_e - \frac{B_m}{J_m} \hat{w}_m - \frac{2}{J_m} \hat{T}_d \right\} \end{aligned} \tag{23}$$

식 (22)로부터 얻은 z를 이용, 식 (21)의 역변환을 통하여 얻고자 하는 상태 변수 x_p 를 구한다.

$x_n \equiv \hat{w}_m$ 이고, $x_p \equiv J_m$ 라 놓으면, 관성계수는 축

소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용하여 다음 식 (23), (24)와 같이 구해질 수 있다.

$$\hat{J}_m = z + L\hat{w}_m \tag{24}$$

여기서 \hat{J}_m 은 확장 축소 차원 루엔버거 관측기로 추정된 관성계수, J_m 은 전 샘플링 주기에서 구한 관성계수 값, \hat{w}_m , \hat{T}_d 는 순시 속도 추정기로부터 구한 속도 및 부하의란 추정값, T_e 는 토크 지령값을 나타낸다.

식 (23)에서 마찰계수 B_m 이 비교적 작기 때문에 $B_m \approx 0$ 로 가정한다면, 식 (23)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{z} &= -L \frac{1}{J_m} \hat{T}_d z - L^2 \hat{w}_m \frac{1}{J_m} \hat{T}_d \\ &\quad - \frac{L}{J_m} (T_e - 2\hat{T}_d) \end{aligned} \tag{25}$$

식 (25)로부터 전동기의 관성계수가 순시 속도 추정기에서 구해진 값을 이용하여 간단한 산술식으로 구해진다. 식 (24), (25)를 마이크로프로세서를 이용하여 구

현하기 위해 이산화된 형태로 변환하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z(k) = z(k-1) + t_{sp} \frac{L}{J_m(k-1)} \left\{ -\frac{1}{J_m(k-1)} \hat{T}_d z(k-1) - \frac{L\hat{\omega}_m}{J_m(k-1)} \hat{T}_d - (T_e - 2\hat{T}_d) \right\} \quad (26)$$

$$J_m(k) = z(k) + L\hat{\omega}_m \quad (27)$$

여기서 t_{sp} 는 제어기의 샘플링 시간을 나타낸다.

5. 시뮬레이션 및 실험

제안한 관측기의 타당성을 보이기 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 시뮬레이션 및 실험에는 400[W], 220[V], 4극, 관성계수는 $0.179e-3[kgm^2]$, 1024 펄스의 엔코더가 부착된 매입형 영구 자속 동기 전동기 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor; IPMSM)가 사용되었다. 순시 속도 추정기와 ROELO를 이용한 관성 추정기, 구동부가 되는 IPMSM로 구성된 전체 시스템의 블록도는 그림 3과 같다. 그림 3에서 보듯이 IPMSM의 구동을 위해서 단위 전류당 최대 토크 제어 기법이 사용되었다^[7]. 그림 4는 IPMSM, ASIPM을 이용한 전력회로부, TMS320CV33을 탑재한 주제어기부, EPLD를 이용한 PWM 신호 발생부로 구성된 전체 실험 장비를 나타낸다. 속도 제어기를 샘플링 시간은 $500[\mu s]$ 로 하였고 전류 제어기의 샘플링 시간은 $50[\mu s]$ 로 하였다. 모든 시뮬레이션과 실험은 동등한 조건에서 수행되었다.

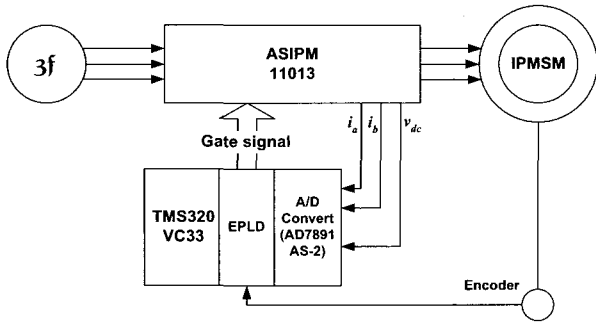
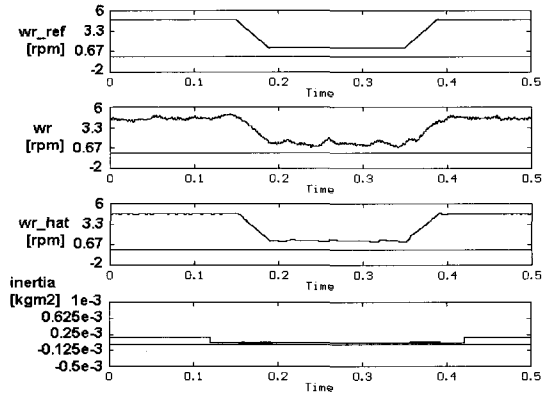
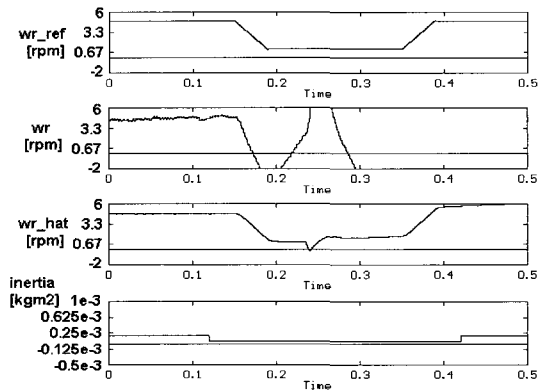


그림 4 실험 장비 구성
Fig. 4 Experimental setup



(a) ROELO를 이용하여 관성 추정을 한 경우
(a) With ROELO

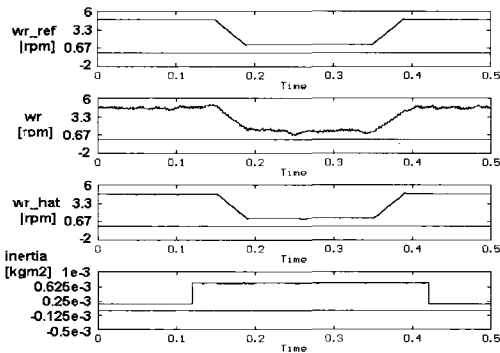


(b) 관성 추정을 하지 않은 경우
(b) Without ROELO

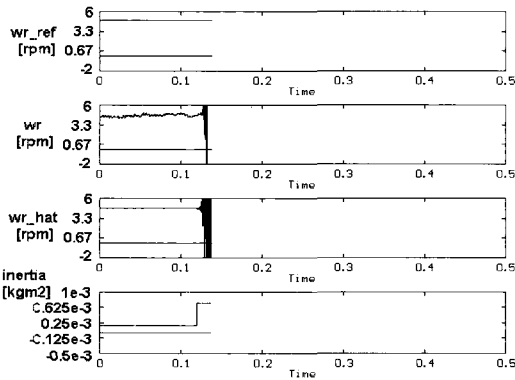
그림 5 속도 응답 및 관성 추정 응답 (관성계수 변화, $0.25 \cdot J_m$): 지령값, 실제값, 추정값, 관성계수값 (시뮬레이션 결과)

Fig. 5 Speed and inertia estimation response (parameter variation, $0.25 \cdot J_m$): reference, real, estimated speed and moment of inertia (Simulation results)

그림 7과 8은 시스템의 관성계수 변동에 따른 저속 영역에서의 실험결과를 나타낸다. 속도의 지령값은 $5[rpm]$ 에서 $2[rpm]$ 으로 변하고 관성계수는 시뮬레이션과 마찬가지로 각각 1/4배와 4배로 변화시켰다. 제안한 관성 추정기를 사용하게 되면 그림 7(a)와 같이 관성계수 변화에 속도 응답이 거의 영향을 받지 않아 $2[rpm]$ 이상의 저속에서 만족할만한 속도 제어 성능을 보이는 반면에, 관성계수 추정기를 사용하지 않으면 관성계수의 변화 후에 순시 속도 추정기의 속도 추정 응답 특성이 저하되며, 그에 따라 엔코더로부터 측정된 실제 속도도 지령값에 따라가지 못하고 진동한다.



1) 제안한 기법을 이용하여 관성 추정을 한 경우
1a) With ROELO



(b) 관성 추정을 하지 않은 경우
(b) Without ROELO

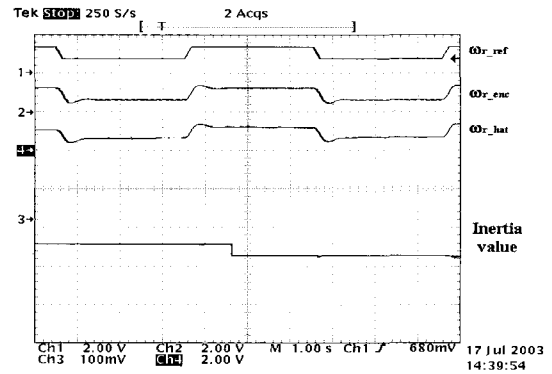
그림 6 속도 응답 및 관성 추정 응답 (시뮬레이션 결과): 지령값, 실제값, 추정값, 관성계수값 (관성계수 변화, 4*Jm)

Fig. 6 Speed and inertia estimation response (parameter variation, 4*Jm): reference, real, estimated speed and moment of inertia (Simulation results)

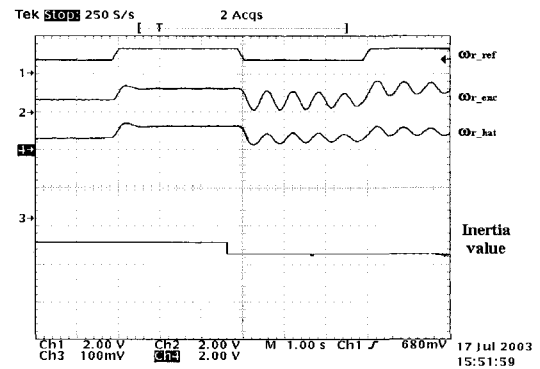
그림 8의 실험결과에서처럼 관성계수가 4배 변화되었을 경우, 관성계수 변화에 의해 순시 속도 추정기가 제대로 동작하지 않게 되어 속도 제어기가 제대로 동작하지 않게 된다. 실험결과도 마찬가지로 관성계수 변화에 대해 제안한 추정기가 잘 동작하고 있음을 볼 수 있고 그에 따라 저속 영역에서 순시 속도 추정기의 성능도 향상되었음을 알 수 있다.

6. 결론

서보 시스템에서는 급격한 부하의 인가나 혹은 속도의 가변으로 인해 관성계수가 가변되는 현상이 발생한다



(a) ROELO를 이용하여 관성 추정을 한 경우
(a) With ROELO

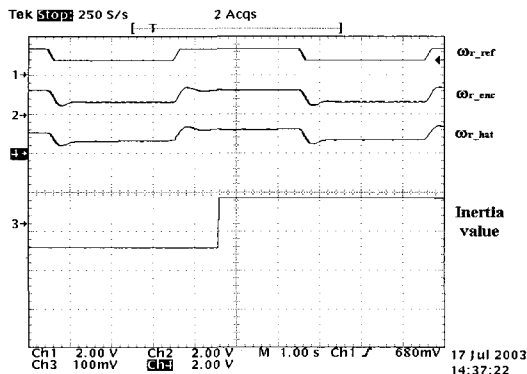


(b) 관성 추정을 하지 않은 경우
(b) Without ROELO

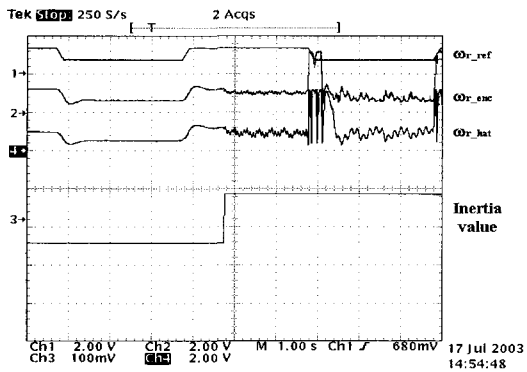
그림 7 속도 응답 및 관성계수 (실험 결과): 지령값, 실제값, 추정값, 관성계수값 (관성계수 변화, 0.25*Jm)

Fig. 7 Speed response and inertia value (parameter variation, 0.25*Jm): reference, real, estimated speed and moment of inertia (Experimental results)

다. 이러한 관성계수의 변화는 기계계 시스템을 기반으로 설계된 추정기를 사용할 경우 시스템의 응답 특성에 더 크게 영향을 미친다. 본 논문에서는 축소 차원 확장 루엔버거 관측기 (ROELO)를 이용한 전동기의 새로운 관성 추정 기법을 제안한다. 제안한 추정 시스템은 저속 영역의 속도 응답 특성 향상을 위한 순시 속도 관측기와 관성을 추정하기 위한 ROELO로 구성되어 있다. 부하 외란을 관성계수 변동에 의한 성분과 그렇지 않은 성분으로 구분함으로써 관성계수 변화에 인한 순시 속도 관측기를 설계하고, 시스템의 응답 특성을 향상시킨다. 제안한 추정기는 순시 속도 관측기로부터 구하여진 부하 외란 값과 속도 값을 입력으로



(a) 제안한 기법을 이용하여 관성 추정을 한 경우
(a) With ROELO



(b) 관성 추정을 하지 않은 경우
(b) Without ROELO

그림 8 속도 응답 및 관성계수 (실험 결과): 지령값, 실제값, 추정값, 관성계수값 (관성계수 변화, $4 \cdot J_m$)
Fig. 8 Speed response and inertia value (parameter variation, $4 \cdot J_m$): reference, real, estimated speed and moment of inertia (Experimental results)

하여 관성계수를 추정한다. 제안한 방법은 기존의 방법에 비해 계산량이 적어 구현이 간단할 뿐 아니라 기계계 시스템 모델링을 기반으로 설계된 순시 속도 추정기가 속도 응답에 크게 영향을 미치는 저속 영역에서도 만족할 만한 성능을 보인다.

참고 문헌

[1] Kenjo Kubo, Masahiko Watanabe, Fusaki Kozawa, and Kyouchi Kawasaki, "Disturbance Torque Compensated Speed Observer for Digital Servo System," *Proceedings of IEEE IECON'90*, pp. 1182~1187, 1990.

[2] Shin-Ichiro Sakai, and Yoichi Hori, "Ultra-low Speed Control of Servomotor using Low Resolution Rotary Encoder," *Proceedings of IEEE IECON'95*, pp. 615~620, 1995.
[3] Taeg-Joon Kwon, and Dong-Seok Hyun, "High-Performance Speed Control of Electric Machine Using Low-Precision Shaft Encoder," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 838~849, Sep., 1999.
[4] Seok-Joon Hong, Heui-Wook Kim, and Seung-Ki Sul, "A Novel Inertia Identification Method for Speed Control of Electric Machine," *Proceedings of IEEE IECON'96*, pp. 1234~1239, 1996.
[5] Seung-Ho Song, and Seung-Ki Sul, "An Instantaneous Speed Observer for Low Speed Control of AC Machine," *Proceedings of IEEE APEC'98*, pp. 581~586, 1998.
[6] Jooho Song, Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, and Kwang-Bae Kim, "Sensorless Vector Control of Induction Motor Using A Novel Reduced-Order Extended Luenberger Observer," *Proceedings of IAS2000*, CD format, 2000.
[7] M. Zordan, P. Vas, M. Rashed, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Field-weakening in high-performance PMSM drives: a comparative analysis," *Proceedings of IAS2000*, CD format, 2000.

저자 소개



이교범(李教範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~현재 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark(Post Doc).



송중호(宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1995년~1996년 University of Wisconsin-Madison Visiting Scholar. 1985년~2002년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 2002년~현재 서울산업대 전기공학과 교수.



최 익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1982년~2003년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 2003년~현재 광운대 정보제어공학과 교수.



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수.