

고성능 전동기 속도제어를 위한 관성추정 알고리즘

崔鐘宇[†], 李尙哲^{*}, 金興根^{**}

Inertia Identification Algorithm for High Performance Speed Control of Electric Motor

Jong-Woo Choi, Sang-Cheol Lee, and Heung-Geun Kim

요 약

본 논문에서는 전동기의 고성능 속도제어를 위해 필수적인 상수인 관성을 추정하는 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 속도관측기에서 발생하는 관성오차의 정보를 포함하고 있는 위치 오차신호를 관측하여 이를 비례적분 제어를 사용하여 정상상태 오차를 없게 제어함으로써 관성을 추정하므로 특히, 관측기 기반 속도추정법에 쉽게 구현이 가능하다. 모의실험과 실험결과를 제시하여 추정관성이 제안된 방법에 의하여 실제값에 수렴하였으며 이에 따라 관측된 속도 역시 실제 측정된 속도와 일치하게 되었으며, 속도제어기가 설계한 응답특성을 보임을 입증하였다.

ABSTRACT

This paper proposes an estimation algorithm to find the moment of inertia, which is essential to design high performance controller for motor drive system. The algorithm finds the moment of inertia observing the position error signal, which contains an error information of moment of inertia, generated by speed observer. Moreover, the proposed algorithm is easily realized in the observer-based speed detection method. The simulation and experimental results are also presented to confirm the performance of moment of inertia estimation method, which shows that the moment of inertia converges to the actual value within several seconds. The speed control responses and the designed speed controller performance match well.

Key Words : inertia identification, speed observer, motor speed control

1. 서 론

최근 짧은 샘플링시간 내에 고속의 정밀 연산을 수행할 수 있는 DSP(Digital Signal Processors)의 발달로 고속 응답 특성을 갖춘 서보전동기 시스템에 대한 요구가 증대되고 있다. 고성능의 속도제어 특성을 얻

기 위해서는 정확하고 빠른 속도추정과 고성능의 속도제어 알고리즘이 필수적이다. 기존에는 인코더에 의해 발생하는 펄스의 수와 펄스 사이의 시간을 측정함으로써 속도를 계산하는 M/T방식이 속도추정방법으로 많은 산업 응용분야에 적용되었다^[1,2]. 그러나 이 방식은 평균속도를 측정하는 방식으로 측정지연을 발생시켜 특히 저속영역에서 속도응답을 악화시키는 단점이 있다. 최근, 속도제어 성능을 향상시키기 위하여 관측기 이론 등의 제어이론을 적용한 속도추정방법이 많이 연구되었으며, 저속영역에서 기존의 M/T방식 보다 우수한 속도 추정 성능을 보여주는 것으로 보고되고 있다^[2-8].

[†]교신저자 : 정회원, 경북대 전자전기공학부 부교수

E-mail : jwchoi@ee.knu.ac.kr

^{*}정회원, 경북대 전자전기공학부 박사후 연구원

^{**}정회원, 경북대 전자전기공학부 교수

접수일자 : 2005. 3. 29 1차 심사 : 2005. 7. 12

2차 심사 : 2005. 8. 9 심사완료 : 2005. 8. 16

근래의 서보 드라이버는 속도 혹은 위치센서로 기존의 인크리멘탈 엔코더 대신에 시리얼 엔코드를 채택하고 있다. 시리얼 엔코더는 시리얼 통신을 통하여 구동장치에 위치 정보를 제공한다. 대부분의 시리얼 엔코더는 구동장치에 전체 위치 정보를 전송하기 위해서는 수십 μ s 정도가 소요된다. 그러므로 시리얼 엔코더가 위치 센서로 사용될 경우, 시리얼 엔코더는 출력펄스를 발생시키지 않기 때문에 기존의 M/T 방식으로 속도를 측정할 수 없다. 이 경우 제어이론을 이용한 속도측정법이 많이 사용될 것으로 전망된다. 제어이론을 기반으로 한 속도측정법에서 정확한 속도정보를 얻고, 속도제어기의 특성을 정확히 설계하기 위해서는 관성과 마찰계수와 같은 시스템 상수를 정확히 아는 것이 필요하다. 그 중에서 관성은 고성능 속도제어 성능을 얻기 위하여 가장 필수적인 상수이며, 관성추정에 관하여 많은 연구가 있어왔다^[10-14]. 대표적으로 최소자승 적응제어 기법^[10]은 단일주파수 성분의 속도 지령치를 가해준 경우에는 관성과 부하 토크 변화를 동시에 추정할 수 없는 단점이 있으며, 반복확장 최소자승법^[11]과 칼만필터 방법^[12]은 목적함수를 만족시키기 위한 계산을 매 구간 반복 수행해야 하므로 계산 부담이 증가하여 실 적용 어려운 단점이 있다.

본 논문에서는 전동기의 고성능 속도제어를 위해 필수적인 상수인 관성을 추정하는 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 속도관측기에서 발생하는 관성 오차의 정보를 포함하고 있는 위치 오차 신호를 관측함으로써 관성을 추정한다. 관성추정기는 3차 고주파통과필터와 비례적분 제어기로 구성되므로 구현의 간편함과 강인성을 동시에 만족하는 방식이다. 본 알고리즘은 관측기 기반 속도측정법에 쉽게 구현이 가능하다. 모의실험과 실험결과를 제시하여 제안된 관성추정법의 특성을 보여준다.

2. 기계시스템의 모델링

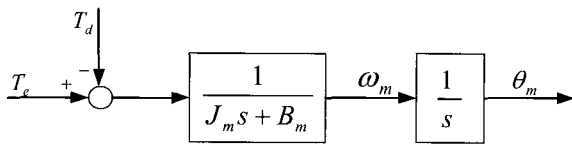


그림 1 기계시스템의 모델링
Fig. 1 Modelling of the mechanical system

그림 1에 표현된 기계시스템의 동적방정식은 다음과 같이 표현된다.

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

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

여기서 ω_m 은 기계각속도, T_e 는 구동토크, T_d 는 외란 부하토크, J_m 은 관성, B_m 은 마찰계수, θ_m 은 기계각위치를 각각 나타낸다. 속도제어가 이루어지는 기계시스템의 출력은 속도이나, 일반적으로 엔코더와 같은 위치센서가 부착되어 있으므로 필요한 속도정보는 식 (2)와 같이 위치를 미분함으로써 얻을 수 있다. 외란 부하토크의 변화가 제어기의 샘플링 주기에 비해 매우 작으므로 외란 토크는 일정하고, 그 미분은 '0'으로 가정한다. 그러므로

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

식 (1)~(3)으로 부터 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x \end{aligned} \quad (4)$$

여기서,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0],$$

$$\mathbf{x} = [\theta_m \ \omega_m \ T_d]^T, u = T_e, y = \theta_m.$$

상태변수는 기계각위치(θ_m), 기계각속도(ω_m), 외란 부하토크(T_d)이고, 입력변수는 구동토크(T_e), 출력변수는 기계각위치(θ_m)이다. 식 (4)는 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ T_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ T_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_e. \quad (5)$$

3. 전차원 상태관측기^[2,5,9]

식 (4)의 상태방정식과 상태관측이론을 사용하여 다

음과 같이 전차원 상태관측기를 구성할 수 있다.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{K}(\gamma - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \quad (6)$$

여기서, 상태변수의 추정치: $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\theta}_m \ \hat{\omega}_m \ \hat{T}_d]^T$, 비례 이득: $\mathbf{K} = [k_1 \ k_2 \ k_3]^T$. 식 (6)은 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} T_e \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta_m - \hat{\theta}_m) \quad (7)$$

적절한 비례이득을 설정함으로써 만족스러운 오차 특성을 얻을 수 있다. 오차의 동특성은 상태방정식 식 (4)와 추정기 식 (6)에서 구할 수 있다.

$$\frac{d\tilde{\mathbf{x}}}{dt} = (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})\tilde{\mathbf{x}} \quad (8)$$

실제 상태변수와 관측상태변수의 차인 오차변수는 $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ 으로 정의되며, 오차변수의 특성방정식은 다음과 같다.

$$\det[s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C})] = 0 \quad (9)$$

또는

$$s^3 + \frac{k_1 J_m + B_m}{J_m} s^2 + \frac{k_2 J_m + k_1 B_m}{J_m} s - \frac{k_3}{J_m} = 0 \quad (10)$$

만약 행렬 $\mathbf{A} - \mathbf{K}\mathbf{C}$ 가 안정하고 충분히 빠른 고유값을 가지도록 벡터 \mathbf{K} 를 정한다면 오차 $\tilde{\mathbf{x}}$ 는 알려진 입력 $u(t)$ 와 초기값 $\tilde{\mathbf{x}}(0)$ 에 관계없이 '0'으로 감소하여 그 값을 유지하게 된다. 즉, 추정치 $\hat{\mathbf{x}}(t)$ 는 초기값 $\hat{\mathbf{x}}(0)$ 에 관계없이 실제값 $\mathbf{x}(t)$ 에 수렴함을 의미한다. 이득 벡터 \mathbf{K} 는 다음과 같이 정할 수 있다. 요구되는 추정기 오차의 극의 위치를 $s_i = \beta_1, \beta_2, \beta_3$ 라고 한다면 요구되는 추정기의 특성방정식은 다음과 같다.

$$s^3 - (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3)s^2 + (\beta_1\beta_2 + \beta_2\beta_3 + \beta_3\beta_1)s - \beta_1\beta_2\beta_3 = 0 \quad (11)$$

이득벡터 \mathbf{K} 는 식 (10)과 식 (11)의 계수를 비교함으로써 다음과 같이 구해진다.

$$k_1 = -(\beta_1 + \beta_2 + \beta_3) - \frac{B_m}{J_m} \quad (12)$$

$$k_2 = (\beta_1\beta_2 + \beta_2\beta_3 + \beta_3\beta_1) + (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3)\frac{B_m}{J_m} + \left(\frac{B_m}{J_m}\right)^2 \quad (13)$$

$$k_3 = \beta_1\beta_2\beta_3 J_m \quad (14)$$

그림 2는 전차원 상태관측기의 블록도이다.

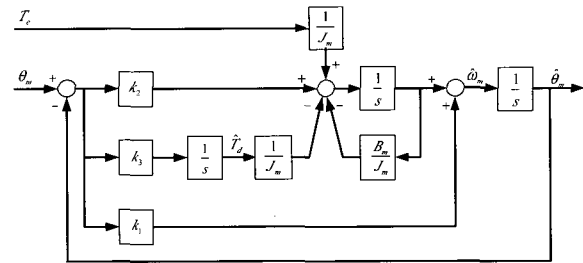


그림 2 위치, 속도 및 외란토크 관측기의 블록도
Fig. 2 Block diagram of the angel, speed and disturbance torque observer

4. 관성추정

제어기에서 알고 있는 관성 \hat{J}_m 은 실제의 관성 J_m 과 일반적으로 다르기 때문에 추정기 식 (7)은 수정되어야 한다. 마찰토크의 영향은 매우 적어서 마찰계수를 무시할 수 있다고 가정하면, 수정된 상태방정식과 전차원 상태관측기 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ T_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ T_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} T_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} T_e \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (\theta_m - \hat{\theta}_m) \quad (16)$$

실제상태변수와 관측상태변수의 차를 오차변수라 정의하면, $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$, $\Delta\omega_m = \omega_m - \hat{\omega}_m$, $\Delta T_d = T_d - \hat{T}_d$

이 된다. 초기값이 0인 조건에서 식 (15)와 식 (16)을 라플라스 변환하면 다음과 같은 식들을 얻을 수 있다.

$$s\Delta\theta_m(s) = \Delta\omega_m(s) - k_1\Delta\theta_m(s) \quad (17)$$

$$s\Delta\omega_m(s) = \left(\frac{1}{J_m} - \frac{1}{\hat{J}_m}\right)(T_e(s) - T_d(s)) - \frac{1}{\hat{J}_m}\Delta T_d(s) - k_2\Delta\theta_m(s) \quad (18)$$

$$s\Delta T_d(s) = -k_3\Delta\theta_m(s) \quad (19)$$

식 (17)에 라플라스 연산자 s 를 곱하고 식 (18)을 대입하면

$$s^2\Delta\theta_m(s) = \left(\frac{1}{J_m} - \frac{1}{\hat{J}_m}\right)(T_e(s) - T_d(s)) - \frac{1}{\hat{J}_m}\Delta T_d(s) - (k_2 + k_1s)\Delta\theta_m(s) \quad (20)$$

이번에는 식 (20)에 라플라스 연산자 s 를 곱하고 식 (19)를 대입하면

$$s^3\Delta\theta_m(s) = \left(\frac{1}{J_m} - \frac{1}{\hat{J}_m}\right)s(T_e(s) - T_d(s)) + \left(\frac{k_3}{J_m} - k_2s - k_1s^2\right)\Delta\theta_m(s) \quad (21)$$

식 (21)에 $T_e(s) - T_d(s) = J_m s \omega_m(s) = J_m s^2 \theta_m(s)$ 를 대입하여, $\Delta\theta_m$ 과 θ_m 의 상태변수로 다시 쓸 수 있다.

$$s^3\Delta\theta_m(s) = \left(\frac{1}{J_m} - \frac{1}{\hat{J}_m}\right)J_m s^3\theta_m(s) + \left(\frac{k_3}{J_m} - k_2s - k_1s^2\right)\Delta\theta_m(s) \quad (22)$$

식 (22)를 정리하여 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\Delta\theta_m(s) = \theta_{m,hpf}(s) \cdot \left(1 - \frac{J_m}{\hat{J}_m}\right) \quad (23)$$

여기서,
$$\theta_{m,hpf}(s) = \frac{s^3}{s^3 + k_1s^2 + k_2s - \frac{k_3}{J_m}} \theta_m(s)$$

즉, $\theta_{m,hpf}(s)$ 는 각위치 θ_m 을 알고 있는 계수로 3차 고주파 통과 필터를 적용한 값이다. 그러므로, 식 (23) 은 만약 각위치 오차와 각위치를 알고 있다면 실제의 관성을 구할 수 있음을 나타낸다. 추정관성이 실제관성과 일치하는 경우 위치 오차는 항상 '0'이 됨을 의미

하고, 추정관성과 실제관성이 다른 경우에는 위치오차가 발생함을 의미한다. 식 (24)의 양변에 $\theta_{m,hpf}(s)$ 을 곱하게 되면 $\Delta\theta_m \theta_{m,hpf}$ 은 추정관성과 실제관성의 차를 표현하는 신호가 된다.

$$\Delta\theta_m(s)\theta_{m,hpf}(s) = \theta_{m,hpf}(s)^2 \cdot \left(1 - \frac{J_m}{\hat{J}_m}\right) \quad (24)$$

식 (24)를 '0'으로 제어함으로써 관성을 추정할 수 있다. 그림 3은 관성추정기의 블록도이다. 오차신호 $\Delta\theta_m \theta_{m,hpf}$ 를 PI 제어기를 사용하여 '0'으로 제어함으로써 관성을 구할 수 있다. 그림 4는 제안된 관성추정기를 포함한 속도제어를 나타낸다.

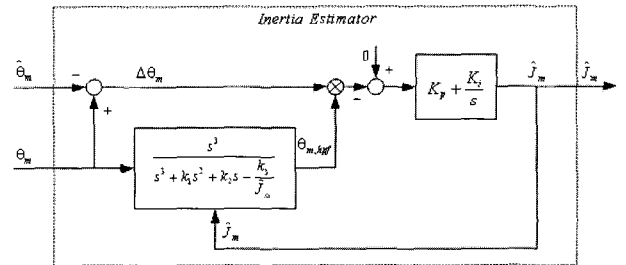


그림 3 관성추정기
Fig. 3 Moment of inertia estimator

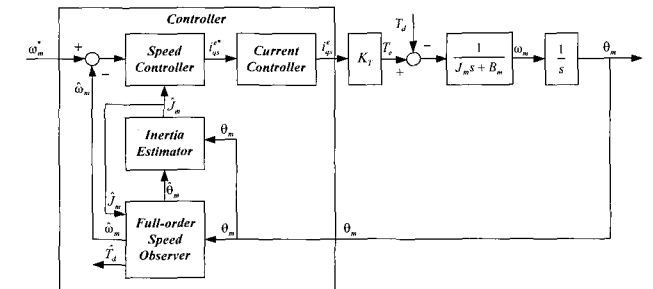


그림 4 관성추정기와 전차원 상태관측기를 포함한 속도제어기
Fig. 4 Speed controller with moment of inertia estimator and full state observer

5. 모의실험 및 실험결과

제안된 추정기의 실현가능성을 검증하기 위하여 PI 제어기를 이용한 관성추정 알고리즘을 매트랩-시뮬링크(matlab/simulink)를 이용하여 모의실험을 실시하였다. 속도제어기의 주파수 영역이 $\omega_{sc} = 100[\text{rad/sec}]$ 으로 PI 제어기 이득을 각각 $K_{p_sc} = \omega_{sc} \times J_m$,

$K_{i_sc} = 10 \times \omega_{sc} \times J_m$ 로 설정하였다. 전차원 상태관측기의 극점은 삼중근 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 200[\text{rad/sec}]$ 으로 설정하였다. 그리고, 관성추정기의 PI 제어기 이득은 각각 $K_p = 0.02, K_i = 20$ 로 설정하였다.

1kW 영구자석 동기전동기를 대상으로 제안된 관성추정기의 성능을 확인하기 위하여 실험을 행하였다. 그림 5는 실험장치 구성도를 나타내며, TMS320VC33 DSP 제어보드와 3상 IPM 인버터로 구성되어 있다. 기계각 검출을 위한 엔코더는 전동기에 부착되어 있으며 실제 속도측정은 MT방법으로 구현하여 관측속도와 비교하였다. 그리고, 표 1은 사용된 영구자석 동기전동기의 정격 및 각종 상수를 정리하였다.

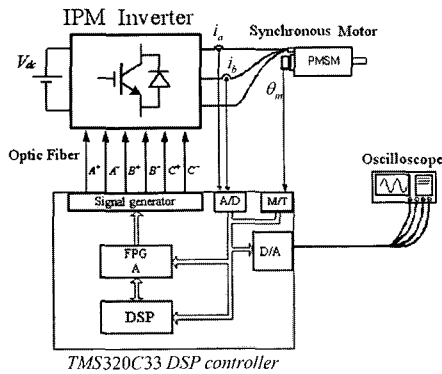


그림 5 실험장치 구성도
Fig. 5 Experimental system setup

표 1 영구자석 동기전동기의 정격 및 상수
Table 1 Ratings and parameters of permanent magnet synchronous motor

정격 출력	1[kW]
정격 전류	6.74[A _{rms}]
극수(P)	8
토크 상수(K _T)	1.02975[Nm/A]
관성(J _m)	0.00156[kgm ²]
고정자 저항(R _s)	0.704[Ω]
고정자 인덕턴스(L _s)	7.996[mH]

그림 6은 초기 추정관성값이 각각 -75%와 +300% 오차를 가질 경우에 기준속도를 1000↔1000rpm으로 운전하였을 때의 관성 추정 특성과 속도 응답 및 속도 오차를 나타내는 파형이다. 초기 관성값에 -75%와

+300% 오차가 있기 때문에 각각 2초와 3.5초 정도에 최종적으로 실제 관성값에 수렴하는 것을 볼 수 있으며, 추정 구간 동안은 속도 응답에 각각 오버슈트 혹은 언더슈트가 생겨 속도제어가 불안정하다는 것을 볼 수 있다. 하지만, 실제 관성값을 추정하고 있을 시점에는 속도 응답 파형이 언더슈트 혹은 오버슈트 없이 속도 지령을 추정하여 속도 오차가 현저히 감소한다. 두 경우 모두 추정된 관성값은 실제값(0.00156[kgm²])에 수 초 이내에 수렴함을 볼 수 있으나, 초기 추정관성값이 실제관성값 보다 작은 경우가 큰 값일 경우보다 추정관성 수렴속도가 빠름을 보여준다. 하지만, 추정속도와 측정속도의 차이인 속도오차의 크기는 반대가 됨을 확인할 수 있다. 그리고, 그림 7은 모의실험과 동일한 조건으로 실시한 실험결과 파형으로 그림 6의 모의 실험 결과와 비교해 보면 유사한 응답특성을 보임을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문은 관성오차의 정보를 포함하고 있는 위치오차 신호를 관측함으로써 관성을 추정하는 알고리즘을 제안하였으며, 이를 모의실험과 실험결과를 제시하여 특성을 확인하였다. 관성추정기는 3차 고주파통과필터와 비례적분 제어기로 구성되므로 구현의 간편함과 강인성을 동시에 만족하는 방식으로 +300%와 -75%의 초기 관성 오차에 대해서도 수초 이내에 실제 관성을 온라인으로 추정하였으며 이에 따라 속도제어기 설계한 응답특성을 보여주었다. 제안된 알고리즘은 속도관측기에서 발생하는 위치오차 값으로부터 관성 추정을 함으로 관측기 기반 속도측정법에 쉽게 구현이 가능하다. 또한, 위치에 따라 관성이 변화하는 로봇제어 시스템과 같이 온라인 관성 추정이 요구되는 분야에 확대 적용이 가능하리라고 예상된다. 향후 마찰계수에 의한 영향을 고려하여 일반화된 관성추정 알고리즘의 연구가 필요할 것으로 생각한다.

이 논문은 2005년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (R08-2003-000-10906-0)

참 고 문 헌

[1] T. Ohmae, T. Matsuda, K. Kamiyama, and M.

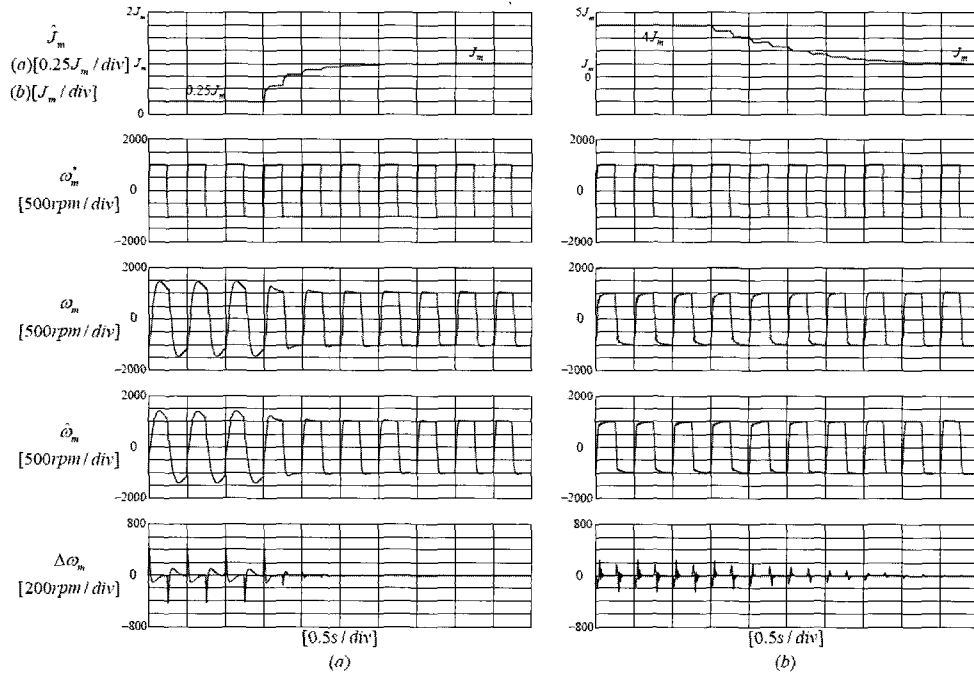


그림 6 초기관성 추정오차 (a) -75%와 (b) +300%를 가질 경우 모의실험결과
(상단부터 : 추정관성값, 속도지령, 측정속도, 추정속도, 추정속도오차)

Fig. 6 Simulation results in case of (a)-75% and (b)+300% initialmoment of inertia errors
(From the top : estimated moment of inertia, reference speed, real speed, estimated speed, estimated speed error)

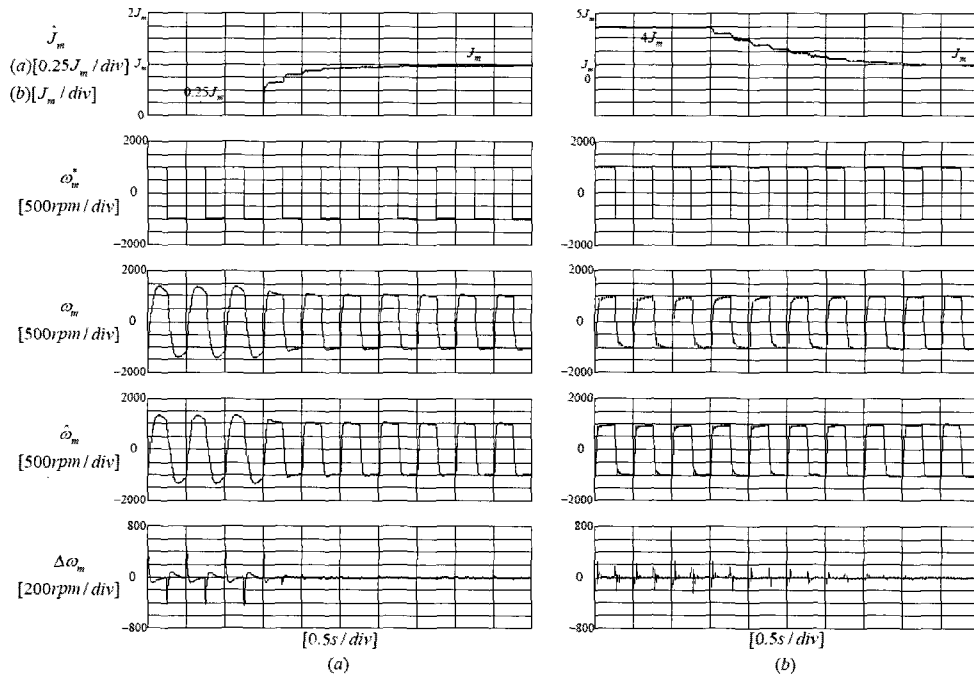


그림 7 초기관성 추정오차 (a) -75%와 (b) +300%를 가질 경우 실험결과
(상단부터 : 추정관성값, 속도지령, 측정속도, 추정속도, 추정속도오차)

Fig. 7 Experimental results in case of (a)-75% and (b)+300% initialmoment of inertia errors
(From the top : estimated moment of inertia, reference speed, real speed, estimated speed, estimated speed error)

Tachikawa, "A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 29, No. 3, pp. 207-211, Aug., 1982.

[2] 설승기, 전기기기제어론, 도서출판 브레인코리아, 2002, pp. 96-104.

[3] Robert D. Lorenz and Keith W. Van Patten, "High-Resolution Velocity Estimation for All-Digital, ac Servo Drives," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, No. 4, pp. 701-705, July/Aug., 1991.

[4] Kouetsu Fujita and Katsumasa Sado, "Instantaneous Speed Detection with Parameter Identification for ac Servo Systems," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28, No. 4, pp. 864-872, July/Aug., 1992.

[5] Heui-Wook Kim and Seung-Ki Sul, "A new motor speed estimator using Kalman filter in low speed range," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 43, No. 4, pp. 498-504, Aug., 1996.

[6] Seung-Ho Song and Seung-Ki Sul, "An instantaneous speed observer for low speed control of AC machine," APEC'98, 1998, pp. 581-586.

[7] Taeg-Joon Kweon and Dong-Seok Hyun, "High-performance speed control of electric machine using low precision shaft encoder," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 14, No. 5, pp. 838-849, Sep., 1999.

[8] Sheng-Ming Yang and Shuenn-Jenn Ke, "Performance evaluation of a velocity observer for accurate velocity estimation of servo motor drives," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 36, No. 1, pp. 98-104, Jan./Feb., 2000.

[9] Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, 3rd edition, Addison Wesley, pp. 515-527.

[10] Ichiro Awaya, Yoshiki Kato, Iwao Miyake, and Masami Ito, "New motion control with inertia identification function using disturbance observer," IECON'92, 1992, pp. 77-81.

[11] Nam-Joon Kim, Hee-Sung Moon, and Dong-Seok Hyun "Inertia identification for the speed observer of the low speed control of induction machines," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 32, No. 6, pp. 1371-1379, Nov./Dec., 1996.

[12] Seok-Joon Hong, Heui-Wook Kim, and Seung-Ki Sul, "A novel inertia identification method for speed control of electric machine," IECON'96, 1996, pp. 1234-1239.

[13] Yujie Guo, Lipei Huang, Yang Qiu, and Masaharu Muramatsu, "Inertia Identification and Auto-Tuning of Induction Motor Using MRAS," PIEMC 2000, Vol. 2, 2000, pp. 1006-1011.

[14] K.B. Lee, J.Y. Yoo, J.H. Song, and I. Choy, "Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using ROELO," IEE Proceedings, Electric Power Applications, Vol. 151, No. 1, pp. 116-120, Jan., 2004.

저 자 소 개



최종우(崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기공학부 부교수. 당 학회 편집위원.



이상철(李尙哲)

1970년 4월 23일생. 1994년 포항공대 전자전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기공학부 박사후 연구원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기공학부 교수.