

유도전동기 저속 운전 특성 개선을 위한 순시 속도 및 기계관성모멘트 추정

Instantaneous Speed and Mechanical Inertia Moment Estimation for the improvement of the Low Speed Control Characteristics of Induction Machines

玄東石, 金南俊

(Dong-Seok Hyun, Nam-Joon Kim)

Abstract -The purpose of this paper is the improvement of the speed control characteristics of induction machines suited the low resolution incremental-type encoder in a low speed region. In order to improve the control characteristics in a low speed range, we propose that the instantaneous speed control method by the instantaneous speed detection which is implemented by the disturbance torque observer. Also, in case of the speed control by the instantaneous speed detection, the simple estimation method of the mechanical inertia moment is proposed. We will carry out the mathematical verification of the proposed theory by the theoretic advisement connected with the convergence relationship of the estimated inertia moment to the real mechanical inertia moment. Computer simulations and experiments by the IGBT inverter adopting DSP is performed to verify the proposed method.

I. 서론

최근의 유도전동기 서어보 시스템이 산업계의 전반적인 분야로 확대되고 있다. 이러한 시스템에서는 전체적인 성능을 유지하면서 제품화를 고려할 때, 저 분해능의 증가형 엔코더를 사용하고 있다. 이러한 저 분해능의 엔코더를 이용하여 저속도 운전이 수행되는 경우, 엔코더 펄스 간격이 속도 제어기의 샘플링 구간보다 길어지게 되며, 이때에 취득한 속도 정보를 기초로 한 속도 제어는 부정확한 전류 지령을 만들어 적절한 속도 제어가 이룩될 수 없으며 또한 빠른 속도 응답을 기대할 수 없게 된다.[3]-[6]

이와 같은 저속도 영역에서 저 분해능의 엔코더를 사용하여 나타나는 평균 속도 검출에 대한 문제점을 개선하기 위하여 여러 가지 방법이 제안되어 왔다.[3]-[6]

이들 중 Fujita나 Hori[4]-[6] 등과 같이 부하 토오크 관측기로 구현된 상태 관측기[2]를 이용하여 현재 샘플링 시점에서의 순시 속도를 추정하는 방법이 가장 널리 연구되어 왔다.

이러한 상태 관측기는 간단한 구조를 가지면서 기계계의 관성모멘트의 변화에 대해서도 강인성을 가지므로 속도 제어에서 쉽게 구현되어 우수한 속도 특성을 보이고 있다.[2]

한편, 실제 시스템의 구현에 있어서 상태 관측기의 시정수는 속도 응답 특성을 고려하여 관성모멘트의 추정이 필요하며, 추정된 관성모멘트로 전체 속도 시스템 구성하여야 한다고 할 수 있다.[8]-[11] 이를 위하여 Fujita[4]는 순시 속도 추정을 위하여 구성된 부하 토오크 상태 관측기로부터 MRAS를 구성하고 이로부터 기계계의 관성모멘트를 추정하는 방법을 제안하였는데, 이는 고속 영역에서의 시험 운전을 요구하고 있다. Yoshida[9]는 기계 관성모멘트의 변화를 선형적인 형태로 고려하여 순시 속도 추정에 대한 관성모멘트 연산 수식을 전개하여 이로부터 추정을 수행하였다. 또한, Okamura[10]는 순환형 최소 자승법을 적용하여 기계계의 관성모멘트를 추정하는 방법을 제안하고 있는데, 이에는 망각 인자의 적절한 선정이 요구되고 있다.

본 논문에서는 저속도 영역에서의 운전 특성 개선을 위하여 부하 토오크 상태 관측기를 적용하여 구현된 저속도 영역에서의 순시 속도 제어 방법을 제안한다. 또한, 순시 속도 검출에 의한 유도전동기의 속도 제어 시 기계계의 관성모멘트 변화에 대한 저속도 영역에서의 운전 특성을 검토하고, 이를 바탕으로 하여 이러한 운전 특성의 개선을 위한 기계계의 관성모멘트 추정 방법을 제안한다.

제안된 순시 속도 추정에 의한 순시 속도 제어 및 관성모멘트 추정 알고리즘에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 및 DSP를 이용한 IGBT 인버터에 의한 실험을 수행하고, 그 결과를 검토하여 제안된 이론의 타당성을 검증한다.

II. 유도전동기 평균 속도 검출 특성[5]

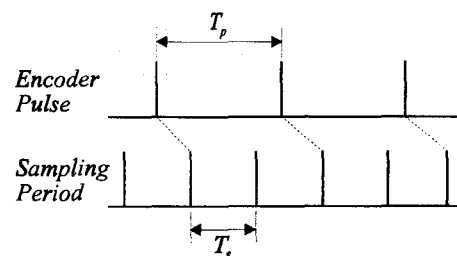


그림 1. 저속도 영역의 샘플링 주기와 엔코더 펄스 관계
Fig. 1. Relation between speed sampling period and encoder input pulse under the low speed range.

그림 1은 저속도 영역에서의 속도 샘플링 주기와 엔코더 입력 펄스와의 관계를 나타낸다. 이러한 영역에서는 엔코더 펄스 간격 T_p 가 속도 샘플링 주기 T_s 보다 길어지게 되며, 심한 경우 수 샘플링 주기 동안에 단지 하나의 펄스만이 입력될 수도 있게 된다.

엔코더의 펄스를 이용한 전동기의 디지털화된 속도 검출은 보통 입력 펄스 수 및 입력 펄스 간격 측정에 의한 방식으로 이루어진다.[1] 이러한 방식에 의한 속도 정보는 속도 검출 구간에서의 평균 속도에 불과하다. 이러한 평균 속도

식(1)과 같이 표현된다.

또한, 저속도 영역에서의 속도 검출은 샘플링 주기 이후의 바로 다음 엔코더 펄스가 발생될 때만 속도 정보를 얻을 수 있다. 이러한 관계는 검출 방식의 특성에 의하여 속도 정보의 측정값이 매 속도 샘플링 주기에서 계산될 수 없다는 것과 더불어 속도 검출에서 어느 정도의 지연 시간이 존재한다는 것을 의미한다.

이러한 검출 지연 시간은 속도 정보를 대표하는 속도 검출 구간의 중간 시점에서 이 속도 정보가 적용되는 속도 샘플링 구간 중 가장 먼 곳까지의 시간으로 정의된다.[12]-[16] 이러한 정의에 따라 검출 지연 시간의 최대치 T_d 는 식(2)와 같다.

$$\overline{\omega_m} = \frac{2\pi f_c}{P} \cdot \frac{1}{T_{ss}} = K \cdot \frac{1}{T_{ss}} \quad (1)$$

$$T_d = \frac{T_p}{2} + T_s \quad (2)$$

여기서, $\overline{\omega_m}$ [rad/sec]는 평균 각속도이고, T_{ss} 는 엔코더 펄스와 동기화 시킨 속도 검출 구간, K 는 변환 계수이다.

이러한 속도 검출 지연 시간이 속도 피드백 제어 루프의 안정도에 미치는 영향을 살펴보기 위하여, 속도 제어기의 내측 전류 제어 루프의 지연을 무시한 개 루프 속도 전달 함수를 구하면 식(3)과 같다.

이러한 속도 제어 루프가 안정하게 동작하기 위한 운전 조건은, 제어 루프의 운전 주파수 f 가 f_s 와 같을 때, 식(4)과 같이 위상 지연이 $\pi/2$ 보다 작아야 한다.

한편, N [rpm]으로 회전하고 있는 전동기 회전자의 축에 직결된 P [ppr]의 분해능을 갖는 엔코더의 펄스 입력을 4배 배하여 속도 정보를 얻는 경우, 엔코더 펄스 간격 T_p 는 식(5)로 나타나며, 저속도 영역에서의 제어가 가능한 전동기의 한계 운전 속도 N_L [rpm]은 식(2), 식(4) 및 식(5)로부터 식(6)으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{2\pi \cdot f_s}{s} \exp(-s \cdot T_d) \quad (3)$$

$$2\pi \cdot f_s \cdot T_d \leq \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

$$T_p = \frac{60}{N \cdot 4P} \quad (5)$$

$$N_L \geq \frac{30f_s}{(1-4f_s \cdot T_s)P} \quad (6)$$

여기서, f_s [Hz]는 속도 제어 루프의 응답 주파수를 의미하며, s 는 라플라스 연산자이다. 예를 들어, 1024[ppr]의 저 분해능을 갖는 엔코더를 4배 배하여 4096[ppr]의 엔코더로 속도 정보를 얻고, 1[msec]의 속도 샘플링으로 제어하면서 50[Hz]의 속도 응답을 기대한다면, 식(6)에 의하여 안정한 제어 가능 속도가 약 1.8[rpm]이 됨을 알 수 있다.

III. 유도전동기 속도 제어 시스템 모델[4]

그림 2는 유도전동기의 단순화된 모델과 엔코더를 포함한 속도 제어 시스템 모델의 블럭도이다. 유도전동기의 실제 속도 정보는 직접적인 측정이 불가능하므로, 엔코더와 평균 속도 검출기로부터의 평균 속도를 검출한다. 그림 2의 블럭도에서 이산 시간계로 나타낸 유도전동기의 기계 상태 방정식과 부하 토크의 상태 방정식은 다음의 행렬 방정식으로 표현된다.

$$X(i+1) = A \cdot X(i) + B \cdot U(i) \quad (7)$$

$$Y(i) = C \cdot X(i) \quad (8)$$

$$U(i) = \tau_e(i), \quad X(i) = \begin{bmatrix} \omega_m(i) \\ \tau_d(i) \end{bmatrix}, \quad Y(i) = \omega_m(i),$$

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{J} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{J} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C = [1 \ 0]$$

여기서, τ_e 는 전동기의 발생 토크, τ_d 는 부하 토크를 나타내며, J 는 등가 관성모멘트이다.

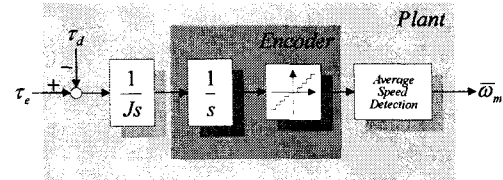


그림 2. 속도 제어 시스템 모델의 블럭도
Fig.2. Block diagram of the plant.

IV. 부하 토크 관측기의 구성[4]-[6]

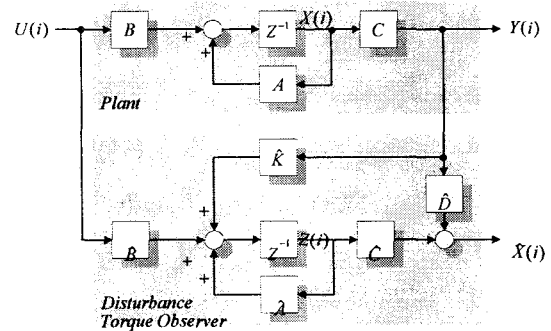


그림 3. 최소 차원 부하 토크 관측기의 블럭도
Fig. 3. Block diagram of reduced-order disturbance torque observer.

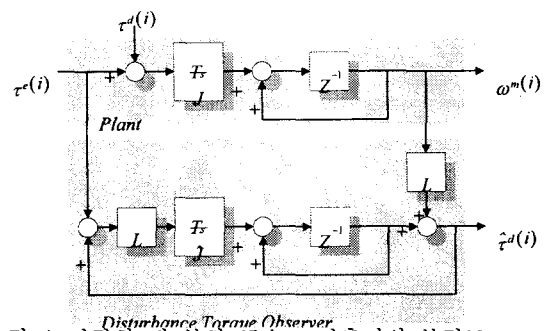


그림 4. 간략화 된 부하 토크 관측기의 블럭도
Fig. 4. Simplified block diagram of disturbance torque observer.

제어 모델의 식(7)과 식(8)로부터 고평나스(Gopinath)의 최소 차원 관측기를 구성하면, 식(9) 및 식(10)으로 표현될 수 있으며, 이러한 최소 차원 부하 토크 관측기의 블럭도는 그림 3으로 나타낼 수 있다.

$$Z(i+1) = \hat{A} \cdot Z(i) + \hat{K} \cdot Y(i) + \hat{B} \cdot U(i) \quad (9)$$

$$\hat{X}(i) = \hat{C} \cdot Z(i) + \hat{D} \cdot Y(i) \quad (10)$$

$$\hat{A} = 1 - L \cdot a_{12}, \quad \hat{B} = L - L^2 \cdot a_{12} - L \cdot a_{11},$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ L \end{bmatrix}$$

여기서, Z 는 매개 변수이며, L 은 관측기 이득이다. 식(9)과 식(10)을 정리하면, 식(11)과 식(12)와 같이 정리되며, 이로부터 간략화 된 부하 토오크 관측기의 블록도를 그림 4와 같이 표현할 수 있다.

$$Z(i+1) = Z(i) + L \cdot \frac{T_s}{J} \cdot \{\tau_e(i) - \hat{\tau}_d(i)\} \quad (11)$$

$$\hat{\tau}_d(i) = Z(i) + L \cdot \omega_m(i) \quad (12)$$

$$e(i) = \hat{\tau}_d(i) - \tau_d(i) \quad (13)$$

$$e(i+1) = \hat{A} \cdot e(i) \quad (14)$$

$$|\hat{A}| = |1 - L \cdot a_{12}| \leq 1 \quad (15)$$

그림 4로 구성된 부하 토오크 관측기의 안정도를 살펴보기 위하여 추정된 부하 토오크와 실제 부하 토오크와의 오차를 구하면 식(13)과 같고, 식(11) 및 식(12)로부터 이러한 오차를 식(14)로 정리할 수 있다.

또한, 이러한 식(14)로부터 부하 토오크 관측기의 수렴 조건은 \hat{A} 의 고유치에 의하여 결정된다고 할 수 있다. 이는 관측기 극점의 위치를 결정하는 L 에 대한 함수임을 식(15)로 나타낼 수 있으며, 이러한 식(15)는 결국 부하 토오크 관측기의 수렴 속도가 관측기 이득 L 의 값에 따라 결정됨을 표현하고 있다.

V. 유도전동기의 순시 속도 연산[4]-[11]

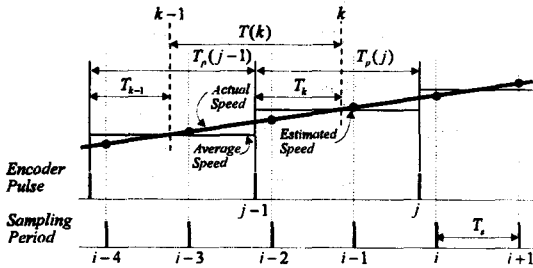


그림 5. 극저속 영역에서의 가상 샘플링 시점
Fig. 5. Imaginary sampling point at very low speed range.

극저속 영역에서의 속도 검출 구간의 가상의 샘플링 시점과 속도 샘플링 주기와 관계는 그림 5와 같다.

그림에서는 j 는 저속도 영역에서 입력된 엔코더 펄스의 상승 구간을 나타내는 시점이고, i 는 속도 샘플링 주기의 시점을 나타낸다. 이 그림에서 i 번째 속도 샘플링 주기에서 측정된 속도 정보는 이 시점에서의 실제 속도가 아니고, 엔코더 펄스 간격인 $T_p(j)$ 구간에서의 평균 속도이다. 즉, 여기서 펄스 간격 $T_p(j)$ 의 중심점을 가상의 샘플링 시점 k 라 하고, 이 펄스 간격으로부터 속도 검출을 수행하는 동안에 전동기 속도의 선형적인 변화를 가정하면, i 번째 샘플링 시점에서의 평균 속도는 가상 샘플링 시점 k 에서의 순시 속도 정보라 볼 수 있다. 이러한 가상 샘플링 시점에서의 전동기 순시 속도는 실제 속도 제어가 수행되는 속도 샘플링 시점에서의 순시 속도를 추정하기 위한 기초 정보로 활용될 수 있다.

이러한 정보에 따라, 샘플링 구간 $T_p(j)$ 동안의 평균 속도 ω_m 를 가상 샘플링 시점 k 에서의 순시 속도로 고려할 때,

실제 속도 제어 시점에서의 순시 속도 $\hat{\omega}_m$ 을 식(16)과 같이 연산할 수 있다.

한편, 엔코더로부터의 평균 속도를 얻을 수 없는 속도 샘플링 시점에서의 순시 속도는 이전 샘플링 시점에서 추정된 순시 속도를 이용하여 식(17)과 같이 추정한다. 여기서, $n(n=1, 2, \dots)$ 는 속도 검출 구간에서의 평균 속도 검출이 이루어지지 못하는 속도 샘플링 주기의 반복 횟수를 나타낸다.

$$\hat{\omega}_m(i) = \overline{\omega}_m(i) + \frac{1}{J} \int_{i-T_s/2}^i \{\overline{\tau}_e(i) - \hat{\tau}_d(i)\} dt \quad (16)$$

$$\hat{\omega}_m(i+n) = \hat{\omega}_m(i) + \frac{T_s}{J} \sum_{l=1}^n \{\overline{\tau}_e(i+l-1) - \hat{\tau}_d(i+l-1)\} \quad (17)$$

VI. 부하 토오크 관측기를 이용한 기계관성모멘트 추정

이제까지의 순시 속도 추정을 위한 부하 토오크 상태 관측기의 구성에 가장 중요한 파라미터로 고려되는 것은 기계계의 관성모멘트이다. 이는 순시 속도 추정을 위한 식(16) 및 식(17)에 이 파라미터의 연산이 포함되어 있기 때문이라고 할 수 있다.

본 논문에서는 유도전동기의 저속도 영역 뿐만 아니라 일반적인 속도 영역에도 적용 가능한 부하 관성모멘트 추정 알고리즘을 제안하고자 한다. 이러한 기계계의 관성모멘트 추정 알고리즘의 전개 과정에서는 순시 속도 추정을 위하여 적용된 부하 토오크 관측기를 내부 상태 변수로 재 구성하고, 이들 내부 상태 변수의 벡터 내적 관계로부터 부하 관성모멘트 추정이 가능함을 보인다.

기계 상태 방정식에서 부하 토오크를 구분하여 구성하면 식(18) 및 식(19)와 같다. 이러한 부하 토오크를 추정하기 위한 상태 관측기 구성 시 높은 샘플링 주파수를 가정할 때 부하 토오크는 식(20)으로 표현된다.

또한, 식(18)과 식(19)의 상태 방정식으로부터 부하 토오크를 추정하기 위한 최소 차원 관측기를 식(20) 및 식(21)로 구성할 수 있다. 이들 식(20), 식(21)을 라플라스 변환하여 나타내면, 각각 식(22), 식(23)으로 나타낼 수 있다.

$$J \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \tau_e(t) - B \cdot \omega_m(t) + \tau_c(t) = \tau_e(t) - \tau_d(t) \quad (18)$$

$$\frac{d\tau_d(t)}{dt} = 0 \quad (19)$$

$$\frac{dZ(t)}{dt} = -\lambda \cdot Z(t) + \lambda \cdot J_n \cdot \omega_m(t) + \tau_e(t) \quad (20)$$

$$\hat{\tau}_d(t) = -\lambda \cdot Z(t) + \lambda \cdot J_n \cdot \omega_m(t) \quad (21)$$

$$Z(s) = \lambda \cdot J_n \cdot \frac{1}{s+\lambda} \cdot \omega_m(s) + \frac{1}{s+\lambda} \cdot \tau_e(s) \quad (22)$$

$$\hat{\tau}_d(s) = -\lambda \cdot Z(s) + \lambda \cdot J_n \cdot \omega_m(s) \quad (23)$$

여기서, J_n 은 유도전동기의 정규화 된 관성모멘트이고, Z 는 관측기의 상태 변수이며, λ 는 관측기의 극점이다. 한편, 식(22)를 식(23)에 대입하여 정리하면, 식(24)와 같이 전동기 발생 토오크 τ_e 와 전동기 회전자 각속도 ω_m 의 대수 항으로 전개된 추정 부하 토오크 $\hat{\tau}_d$ 에 대한 식을 얻을 수 있는데, 여기서 식(24)를 간단화 하기 위한 내부 상태 변수 $x_0(t)$ 와 $x_1(t)$ 를 식(25) 및 식(26)으로 각각 정의하기로 한다.

이러한 내부 상태 변수를 라플라스 변환하면 식(27) 및 식

(28)와 같이 나타낼 수 있다. 변환된 식(27)과 식(28)을 식(24)에 대입하고, 즉, 전동기 발생 토크와 회전자 각속도를 내부 상태 변수로 대치하고, 추정 부하 토크 관계식을 시간계로 역 변환하면, 식(29)와 같은 내부 상태 변수로 간단하게 전개된 추정 부하 토크에 대한 관계식을 얻을 수 있다.

또한, 이러한 내부 상태 변수로 구성된 부하 토크 관측기의 블록도는 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widehat{\tau}_d(s) = \lambda \cdot J_n \cdot \frac{s}{s+\lambda} \cdot \omega_m(s) - \frac{\lambda}{s+\lambda} \cdot \tau_e(s) \quad (24)$$

$$\frac{dx_0(t)}{dt} = -\lambda \cdot x_0(t) + \lambda \cdot \tau_e(t), \quad x_0(0) = 0. \quad (25)$$

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = -\lambda \cdot x_1(t) + \lambda \cdot \omega_m(t), \quad x_1(0) = 0. \quad (26)$$

$$x_0(s) = \frac{\lambda}{s+\lambda} \cdot \tau_e(s) \quad (27)$$

$$x_1(s) = \frac{\lambda}{s+\lambda} \cdot \omega_m(s) \quad (28)$$

$$\widehat{\tau}_d(t) = J_n \cdot \frac{dx_1(t)}{dt} - x_0(t) \quad (29)$$

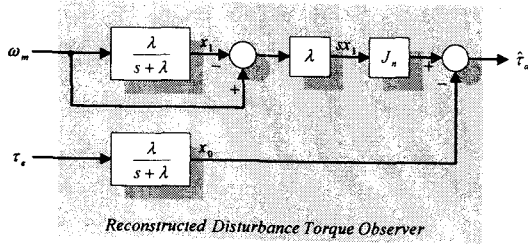


그림 6. 내부 상태 변수로 구성된 부하 토크 관측기
Fig. 6. Disturbance torque observer represented by internal state variable.

속도 제어를 설계하거나 또는 실제 속도 제어 시스템을 구현하는 경우, 제어기 내에 인가하는 유도전동기의 관성모멘트 파라미터는 단지 전동기의 정규화된 관성모멘트에 해당한다.

이에 따라 실제 전동기가 갖고 있는 관성모멘트와 제어기의 관성모멘트와의 초기적인 측정 오차와 더불어 부하 변동에 따른 기계계의 관성모멘트 변화분을 $\Delta J (= J - J_n)$ 라 할 때, 이러한 관성모멘트 변화분이 포함된 추정 부하 토크는 식(18), 식(22), 식(23)으로부터 식(30)으로 전개되고, 이를 라플라스 변환하면 식(31)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\widehat{\tau}_d(t)}{dt} = -\lambda \widehat{\tau}_d(t) - \lambda \Delta J \frac{d\omega_m(t)}{dt} - \lambda B \omega_m(t) + \lambda \tau_e \quad (30)$$

$$\widehat{\tau}_d(s) = -\Delta J s \frac{\lambda}{s+\lambda} \omega_m(s) - \frac{\lambda}{s+\lambda} \omega_m(s) - \frac{\lambda}{s+\lambda} \tau_e \quad (31)$$

여기서, 새로운 내부 상태 변수 $x_2(t)$ 를 다음 식(32)와 같이 정의할 때, 이의 라플라스 변환식은 식(33)과 같이 나타낼 수 있다. 식(33)과 더불어 기 정의된 내부 상태 변수 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 에 대한 각각의 라플라스 변환식 식(27) 및 식(28)을 추정 부하 토크의 식(31)에 대입 정리하고, 이를 시간 함수로 표현된 내부 상태 변수로 치환하면, 식(34)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = -\lambda \cdot x_2(t) + \lambda, \quad x_2(0) = 0. \quad (32)$$

$$x_2(s) = \frac{\lambda}{s+\lambda} \quad (33)$$

$$\widehat{\tau}_d(t) = -\Delta J \cdot \frac{dx_1(t)}{dt} - B \cdot x_1(t) + \tau_e \cdot x_2(t) \quad (34)$$

대부분의 서어보 시스템에서는 특정 속도 및 특정 속도 지령 주기 T_ω 에 대한 정역 운전을 가장 대표적인 운전으로 고려할 수 있다.

이러한 배경에 따라, 부하 관성모멘트를 추정하기 위한 시험 속도 지령이 주기를 갖는다고 할 때, 주기적인 속도 지령은 식(35)로 표현되고, 이러한 속도 지령에 따라 전동기의 실제 회전자 각속도가 정상 상태에서 속도 지령을 잘 추종하는 경우, 이를 식(36)으로 표현할 수 있다.

또한, 이러한 전동기 각속도가 포함된 내부 상태 변수 $x_1(t)$ 은 정상 상태에서 주기적인 속도 특성을 잘 추종한다고 고려되어, 이를 식(37)로 나타낼 수 있다.

한편, 내부 상태 변수 $x_2(t)$ 및 이의 미분치는 주기적인 운전 조건에서 식(38) 및 식(39)로 표현된다.

$$\omega_m^*(t) = \omega_m^*(t - T_\omega) \quad (35)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\omega_m(t) - \omega_m(t - T_\omega)] = 0. \quad (36)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [x_1(t) - x_1(t - T_\omega)] = \lim_{s \rightarrow 0} [s x_1(s) - s e^{-T_\omega s} x_1(s)] \quad (37)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x_2(t) = \lim_{s \rightarrow 0} [s \cdot x_2(s)] = 0. \quad (38)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{dx_2(t)}{dt} \right] = \lim_{s \rightarrow 0} [s^2 \cdot x_2(s)] = 0. \quad (39)$$

여기서 다음의 두 함수 $\Theta_\alpha(t)$ 와 $\Theta_\beta(t)$ 에 대한 벡터 내적 함수 관계를 다음과 같이 정의하기로 하자.[7]

정의된 벡터 내적으로부터 임의의 두 함수에 대한 벡터 내적을 전개할 때, 전개된 벡터 내적 함수가 영으로 되는 경우를 두 함수가 서로 벡터적인 수직 관계를 갖는다고 정의한다.

$$\int \Theta_\alpha(t) \cdot \Theta_\beta(t) dt = 0 \quad (40)$$

$$\int \left[x_1(t), \frac{dx_1(t)}{dt} \right] = \int_{(k-1)T_\omega}^{kT_\omega} x_1(t) \cdot \frac{dx_1(t)}{dt} dt = \frac{x_1^2(kT_\omega) - x_1^2((k-1)T_\omega)}{2} \quad (41)$$

$$\int_{(k-1)T_\omega}^{kT_\omega} x_2(t) \cdot \frac{dx_1(t)}{dt} dt = x_2(kT_\omega) \cdot x_1(kT_\omega) - x_2((k-1)T_\omega) \cdot x_1((k-1)T_\omega) - \int_{(k-1)T_\omega}^{kT_\omega} \frac{dx_2(t)}{dt} \cdot x_1(t) dt \quad (42)$$

이러한 벡터 내적 연산을 내부 상태 변수 $x_1(t)$ 와 이의 미분치 $dx_1(t)/dt$ 및 $x_2(t)$ 와 $x_1(t)$ 의 미분치 $dx_1(t)/dt$ 에 적용하면, 식(41) 및 식(42)와 같다.

이러한 식(41) 및 식(42)에 벡터 내적의 정의를 적용하는 경우, $x_1(t)$ 와 $dx_1(t)/dt$ 및 $x_2(t)$ 와 $dx_1(t)/dt$ 가 서로 수직한 관계임을 다음과 같이 확인할 수 있다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left[\int_{(k-1)T_\omega}^{kT_\omega} x_1(t) \cdot \frac{dx_1(t)}{dt} dt \right] = 0. \quad (43)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left[\int_{(k-1)T_\omega}^{kT_\omega} x_2(t) \cdot \frac{dx_1(t)}{dt} dt \right] = 0. \quad (44)$$

지금까지 언급한 벡터 내적의 관계인 식(43) 및 식(44)를 부하 관성모멘트를 추정하기 위하여 다음과 같이 적용할 수 있다.

우선, 식(34)의 양변에 $dx_1(t)/dt$ 를 곱하고, 이를 임의의 속도 지령 주기로 적분하면 식(45)와 같이 나타낼 수 있다.

이러한 식(45)에서 나타난 내부 상태 변수 연산은 벡터 내적에 따른 수직 관계를 적용하여 정리할 수 있다. 즉, 무한 시간 동안의 주기적 속도 지령 운전을 가정하여, 식(43) 및 식(44)를 식(45)에 대입하면, 식(46)으로 간단화 될 수 있다.

따라서, 식(46)으로부터 정규화 된 전동기 관성모멘트 이외의 부하 관성모멘트의 변화분을 식(47)과 같이 얻을 수 있고, 이를 속도 지령 주기의 매 변화 시점 k 에서의 형태로 정리하면 식(48)과 같다.

결국, 전체 기계계의 추정 관성모멘트 $\hat{J}(k)$ 는 식(48)로 얻어진 부하 상태에 대한 관성모멘트 변화분과 정규화 된 유도전동기 관성모멘트의 합으로 구성되며, 이는 식(49) 또는 식(50)으로 표현된다.

그림 7은 제안된 주기적인 속도 지령에 따른 기계계의 관성모멘트 추정 블록도이다.

$$\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{\tau}_d(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt = -\Delta J \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \frac{dx_1(t)}{dt} \frac{dx_1(t)}{dt} dt - B \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} x_1(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt + \tau_c \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} x_2(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt \quad (45)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{\tau}_d(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt = -\Delta J \lim_{t \rightarrow \infty} \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \left(\frac{dx_1(t)}{dt} \right)^2 dt \quad (46)$$

$$\Delta J = - \lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{\tau}_d(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt}{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \left(\frac{dx_1(t)}{dt} \right)^2 dt} \right] \quad (47)$$

$$\Delta J(k) = - \frac{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{\tau}_d(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt}{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \left(\frac{dx_1(t)}{dt} \right)^2 dt} \quad (48)$$

$$\hat{J}(k) = J_n + \Delta J(k) = J_n - \frac{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{\tau}_d(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt}{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \left(\frac{dx_1(t)}{dt} \right)^2 dt} \quad (49)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{J}(k) = J_n + \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta J(k) = J_n - \lim_{t \rightarrow \infty} \left[\frac{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \hat{\tau}_d(t) \frac{dx_1(t)}{dt} dt}{\int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \left(\frac{dx_1(t)}{dt} \right)^2 dt} \right] \quad (50)$$

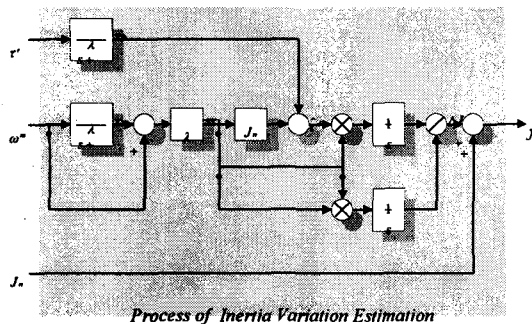


그림 7 주기적인 속도 지령에 따른 관성모멘트 추정
Fig. 7 Inertia estimation according to periodic speed reference.

VII. 시뮬레이션 및 실험 결과의 검토

표 1. 유도전동기의 상수

Table 1. Parameters of induction machine.

정격출력	3[HP]	R _r	1.556[Ω]
정격전압	220[V]	L _s	229[mH]
정격전류	8.6[A]	L _r	229[mH]
극수	4	L _m	229[mH]
R _s	2.272[Ω]	J	0.075[kgm ²]

본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 검토하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션 및 실험은 표 1과 같은 상수를 갖는 유도전동기를 대상으로 하였고, 시뮬레이션 수행에 ACSL을 사용하였다.

실험에서 속도 측정을 위하여 1024[ppr]의 증가형 엔코더를 4채배하여 사용하였으며, 속도 제어기 샘플링 시간은 1[msec], 공간 전압 벡터 전류 제어기의 샘플링 시간은 100[sec]로 하였으며, 부하 토오크의 관측기 이득을 -7.5로 설정하였다. 전체 제어 시스템의 구현에 있어서 제안된 알고리즘 및 공간 전압 벡터 기법의 실시간 처리를 위하여 DSP를 사용하였고, 구성된 인버터의 스위칭 소자로 IGBT를 사용하여 스위칭 주파수 10[KHz]에서 완전한 ON/OFF 스위칭을 수행하였다.

그림 8은 유도전동기 속도 샘플링 주기에서의 엔코더로부터 얻은 평균 속도에 의한 저속도 영역에서의 속도 제어 특성을 나타내고 있다. 그림에서 속도 지령은 초기 5 [rpm]에서 1[rpm]으로, 다시 1[rpm]에서 5[rpm]의 속도 지령으로 인가한 경우이다. 단지 평균 속도 검출에 의한 속도 제어를 수행하게 되면 전동기의 속도 운전 상태가 큰 맥동을 가지게 되어 적절한 속도 제어가 이루어지지 않음을 살펴 볼 수 있다.

그림 9는 그림 8와 같이 동일한 속도 지령을 인가하였을 때, 순시 속도 검출에 의한 유도전동기의 속도 특성을 보여 주고 있다. 이러한 순시 속도 제어에 의하여 안정한 속도 운전 특성을 보임을 확인할 수 있다.

그림 10 및 그림 11은 1[rpm]의 속도 지령에 대한 운전 시 0.5배의 정격 부하를 인가한 경우, 평균 속도 검출 및 순시 속도 검출에 의한 각각의 부하 특성을 보여주고 있다. 그림 11로부터 순시 속도 검출에 의한 부하 특성이 0.5[sec]에 인가된 부하에 의하여 전동기 속도가 과도적으로 불안정한 특성을 나타내고 있지만, 대략 0.2[sec]이후에는 정상상태의 안정한 운전 특성을 가짐을 살펴 볼 수 있다.

그림 12, 13, 14 및 그림 15는 시뮬레이션으로 검토한 유도전동기의 평균 속도 검출 및 순시 속도 검출에 의한 속도 및 부하 특성을 각각 실험으로 수행하여 구한 결과이다. 이러한 실험 결과로부터 제안된 순시 속도 검출에 속도 제어 방식이 시뮬레이션 결과와 동일하게 우수한 특성을 보임을 확인할 수 있다.

그림 16은 기계계의 관성모멘트 추정을 위한 순시 속도 정보 및 재구성된 부하 토오크 관측기로부터의 추정 부하 토오크를 보여주고 있다. 이 그림은 정역 1[rpm]의 속도 지령 시험 신호를 1.6[sec] 주기로 인가하면서 부하 토오크 추정을 위하여 적용된 관측기 이득이 -15.0 일 때의 경우인데, 이 둘 정보를 바탕으로 그림 17과 같은 관성모멘트 추정을 수행한다. 시뮬레이션 조건으로 외부에서 인위적인 기계계의 관성모멘트 변화, 즉, 정규화 된 관성모멘트의 3배 변화를 인가하여 수행하였다. 그림으로부터 관성모멘트의 추정이 초기 값으로 인가된 정규화 된 관성모멘트 뿐만 아니라 변화된 관

성모멘트 역시 잘 추정함을 알 수 있다.

그림 18은 주기적인 속도 지령에 따른 관성모멘트의 추정 에 대한 실험 결과이다. 이 실험에서는 속도 제어기의 관성 모멘트를 초기적으로 으로 인가하고, 이로부터 유도전동기의 정규화 된 기계 관성모멘트를 추정하는 방법으로 대신하였다. 그림으로부터 정규화 된 관성모멘트로의 추정 관계가 잘 이루어짐을 확인 할 수 있으며, 기계계의 관성모멘트 변화에 대한 추정의 가능성을 보여주고 있다.

그림 19는 관성모멘트의 변화가 일어난 이후에 단지 정규화 된 관성모멘트로 구성된 순시 속도 검출을 수행한 시물레이션 결과이며, 그림 20은 변화된 관성모멘트를 추정하여 얻은 추정 관성모멘트로 속도 제어기를 동정한 후 순시 속도 검출을 수행한 시물레이션 결과이다.

그림 21은 그림 20과 같은 형태로 실험을 수행한 결과이다. 이러한 결과로부터 관성모멘트를 추정하고 이를 제어기의 관성모멘트로 적용한 순시 속도 검출 방식이 단지 정규화된 관성모멘트로 고정된 순시 속도 검출 방식에 비하여 우수한 속도 특성을 가짐을 알 수 있다.

VIII. 결 론

본 논문에서는 저 분해능의 증가형 엔코더를 이용한 유도전동기의 저속도 영역에서의 운전 특성 개선을 위하여 순시 속도 검출 및 관성모멘트 추정 방법을 제안하였다.

제안된 순시 속도 검출 및 관성모멘트 추정 방법의 타당성을 입증하기 위하여 시물레이션 및 실험을 수행하여 그 결과를 검토하였다.

이러한 검토에 따라, 제안된 순시 속도 검출이 수행된 속도 제어 방식에 의하여 저 분해능의 엔코더를 사용한 극저속 영역에서의 속도 제어에서도 원활한 속도 제어가 이루어짐을 살펴 볼 수 있었고, 또한 제안된 주기적인 속도 지령에 따른 기계 관성모멘트 추정 방법의 가능성을 입증하였다. 더불어 이러한 순시 속도 제어기에 추정 관성모멘트의 적용으로 유도전동기의 저속도 영역에서의 속도 제어 시 과도적인 운전 특성의 개선이 이루어짐을 확인 할 수 있었다.

본 논문에서 제안하고 있는 순시 속도 검출 및 관성모멘트 추정 방법은 NC머신, 공작기계, 엘리베이터 운전 등 저속도 운전이 요구되고 있는 여러 분야에서 적용이 가능할 것으로 생각된다.

향후로 실시간 기계관성모멘트 추정 방법과 관성모멘트 변화에 따른 순시 속도 검출 방법에 대한 정량적인 연구가 수행되어야 할 것으로 생각된다.

참고문헌

[1] T. Ohmae, T. Matsuda, K. Kamiyama, "Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electro.* vol. IE-29, no. 3, pp. 207-211, May 1982.

[2] M. Iwasaki, N. Matsui, "High Performance Speed Control System of Vector Controlled Induction Motor with Load Torque Observer," *Trans. IEE Japan*, vol. 110-D, no. 11, pp. 1126-1132, 1990.

[3] K. Saito, K. Kamiyama, T. Ohmae, "A Microprocessor-Controlled Speed Regulator with Instantaneous Speed Estimation for Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electro.*, vol. 35, no. 1, pp. 95-99, February 1988.

[4] K. Fujita, K. Sado, "Instantaneous Speed Detection

with Parameter Identification for ac Servo Systems," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Electro. Soc. Annu. Meeting*, 1990, pp. 632-638.

[5] K. Kubo, M. Watanabe, F. Kozawa, K. Kawasaki, "Disturbance Torque Compensated Speed Observer for Digital Servo Drives," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Electro. Soc. Annu. Meeting*, 1990, pp.1182-1187.

[6] Y. Hori, "Robust and Adaptive Control of a Servomotor using Low Precision Shaft Encoder," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Electro. Soc. Annu. Meeting*, 1993, pp.73-78.

[7] I. Awaya, Y. Kato, I. Miyake, M. Ito, "New Motion Control with Inertia Identification Function Using Disturbance Observer," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Electro. Soc. Annu. Meeting*, 1992, pp. 77-81.

[8] Y. Yoshida, M. Mori, T. Yamada, M. Date, "A Method for Improving Speed Control Characteristics at Very Low Speed Region by The Least Order Disturbance Observer," *平成5年電氣學會産業應用部門全國大會論文集*, pp. 177-182, 1993.

[9] N. J. Kim, D. S. Hyun, "Very Low Speed Control of Induction Machine by Instantaneous Speed and Inertia Estimation," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Electro. Soc. Annu. Meeting*, 1994, pp. 605-610.

[10] Y. Okamura, Y. Chun, Y. Hori, "Inertia Moment Identification in the Average Speed Type Instantaneous Speed Observer," *Trans. IEE Japan*, vol. 115-D, no. 2, pp. 130-135, 1995.

[11] N. J. Kim, H. S. Moon, D. M. Lee, D. S. Hyun, "Inertia Identification for the Speed Observer of the Low Speed Control of Induction Machines," in *Conf. Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meeting*, 1995, pp. 1938-1943.

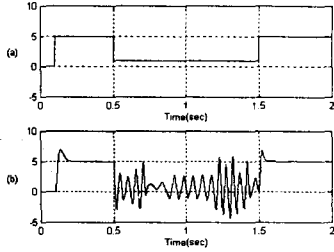


그림 8. 평균 속도 검출에 의한 전동기 속도 특성 (시뮬레이션) (a) 속도 지령 (5 rpm/Div.) (b) 전동기 속도 (5 rpm/Div.)
 Fig. 8. Speed characteristics of the machines with average speed detection. (Simulation)

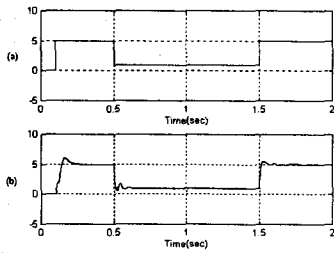


그림 9. 순시 속도 검출에 의한 전동기 속도 특성 (시뮬레이션) (a) 속도 지령 (5 rpm/Div.) (b) 전동기 속도 (5 rpm/Div.)
 Fig. 9. Speed characteristics of the machines with instantaneous speed detection. (Simulation)

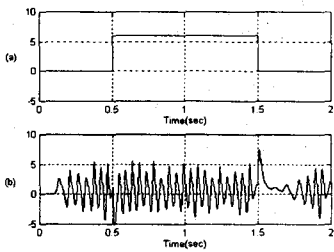


그림 10. 평균 속도 검출에 의한 전동기 부하 특성 (시뮬레이션) (a) 부하 지령 (5 Nm/Div.) (b) 전동기 속도 (5 rpm/Div.)
 Fig. 10. Load characteristics of the machines with average speed detection. (Simulation)

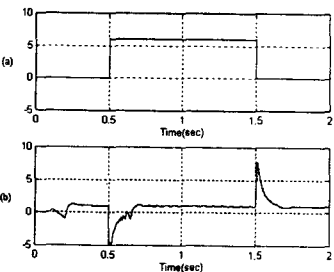


그림 11. 순시 속도 검출에 의한 전동기 부하 특성 (시뮬레이션) (a) 부하 지령 (5 Nm/Div.) (b) 전동기 속도 (5 rpm/Div.)
 Fig. 11. Load characteristics of the machines with instantaneous speed detection. (Simulation)

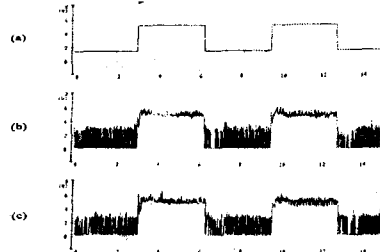


그림 12. 평균 속도 검출에 의한 전동기 속도 특성 (실험) (a) 속도 지령 (1 rpm/Div.) (b) 평균 속도 (1 rpm/Div.) (c) 순시 속도 (1 rpm/Div.)
 Fig. 12. Speed characteristics of the machines with average speed detection. (Experiment)

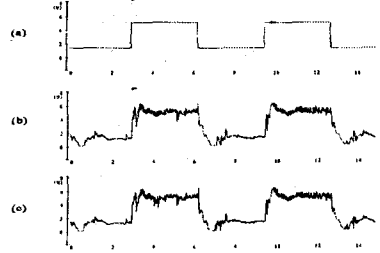


그림 13. 순시 속도 검출에 의한 전동기 속도 특성 (실험) (a) 속도 지령 (1 rpm/Div.) (b) 순시 속도 (1 rpm/Div.) (c) 순시 속도 (1 rpm/Div.)
 Fig. 13. Speed characteristics of the machines with instantaneous speed detection. (Experiment)

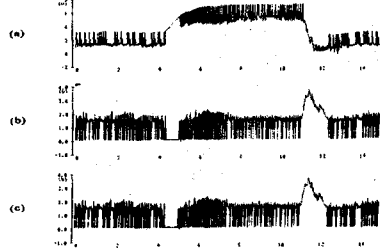


그림 14. 평균 속도 검출에 의한 전동기 부하 특성 (실험) (a) 토크 분 전류 (1 A/Div.) (b) 평균 속도 (1 rpm/Div.) (c) 순시 속도 (1 rpm/Div.)
 Fig. 14. Load characteristics of the machines with average speed detection. (Experiment)

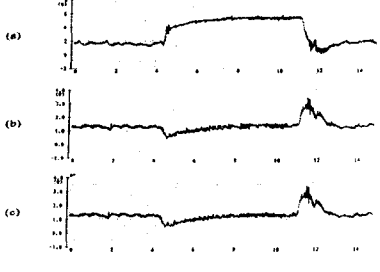


그림 15. 순시 속도 검출에 의한 전동기 부하 특성 (실험) (a) 토크 분 전류 (1 A/Div.) (b) 평균 속도 (1 rpm/Div.) (c) 순시 속도 (1 rpm/Div.)
 Fig. 15. Load characteristics of the machines with instantaneous speed detection. (Experiment)

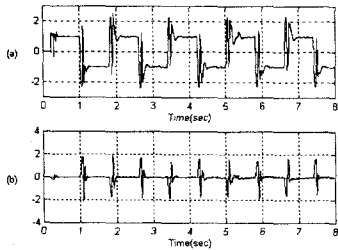


그림 16. 관성모멘트 추정을 위한 순시 속도 및 추정 부하 토크 (시뮬레이션 : $L = -15.0$) (a) 순시 속도 (2 rpm/Div.) (b) 추정 부하 토크 (2 Nm/Div.)
 Fig. 16. Instantaneous speed and estimated disturbance torque for inertia moment estimation. (Simulation)

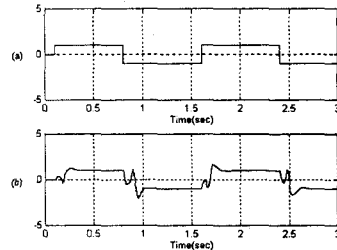


그림 20. 추정 관성모멘트가 적용된 전동기 속도 특성 (시뮬레이션) (a) 속도 지령 (5 rpm/Div.) (b) 전동기 속도 (5 rpm/Div.)
 Fig. 20. Speed characteristics of the machines adopting estimated inertia moment. (Simulation)

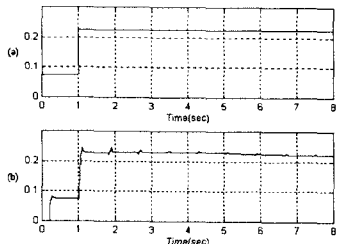


그림 17. 주기적 속도 지령에 의한 관성모멘트 추정 (시뮬레이션 : $L = -15.0$) (a) 관성모멘트 변화 ($0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{Div.}$) (b) 추정 관성모멘트 ($0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{Div.}$)
 Fig. 17. Inertia moment estimation according to the periodic speed reference. (Simulation)

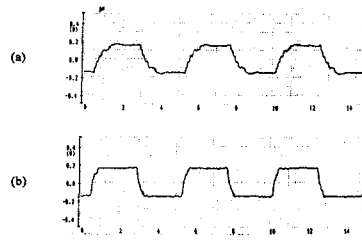


그림 21. 관성모멘트에 따른 전동기 속도 특성 (실험) (a) 정규화된 관성모멘트가 사용된 경우 ($0.75 \text{ rpm}/\text{Div.}$) (b) 추정 관성모멘트가 사용된 경우 ($0.75 \text{ rpm}/\text{Div.}$)
 Fig. 21. Speed characteristics of the machines according to inertia moment. (Experiment)

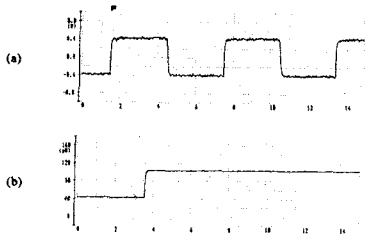


그림 18. 주기적 속도 지령에 의한 관성모멘트 추정 (실험 : $L = -15.0$) (a) 속도 지령 ($0.5 \text{ rpm}/\text{Div.}$) (b) 추정 관성모멘트 ($0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{Div.}$)
 Fig. 18. Inertia moment estimation according to the periodic speed reference. (Experiment)



현 동 석 (玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년-1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년-1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기공학과 교수.



김 남 준 (金南俊)

1965년 1월 21일생. 1988년 한양대 공대 전기공학과 졸업, 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 대전대 공대 전기공학과 전임강사.

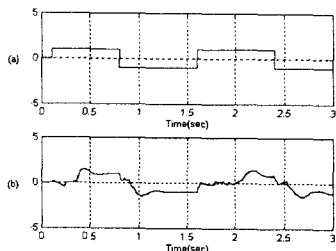


그림 19. 정규화된 관성모멘트가 적용된 전동기 속도 특성 (시뮬레이션) (a) 속도 지령 (5 rpm/Div.) (b) 전동기 속도 (5 rpm/Div.)
 Fig. 19. Speed characteristics of the machines adopting nominal inertia moment. (Simulation)