

유도 전동기의 매개변수 측정 및 동정

金奎植, 金春換

Parameter Measurement and Identification for Induction Motors

Gyu-Sik Kim, Chun-Hwan Kim

요 약

유도전동기의 고성능 응답을 얻기 위해서는 전동기 매개변수의 정확한 추정이 필수적이다. 본 논문에서는 고정자(회전자) 저항, 고정자(회전자) 누설 인덕턴스, 상호 인덕턴스, 관성 모멘트와 같은 매개변수들을 오프라인으로 측정하였다. 고정자(회전자) 저항과 고정자(회전자) 누설 인덕턴스는 정지좌표계의 방정식들로부터 측정된 반면, 상호 인덕턴스는 스칼라 제어 상태에서 측정되었다. 마지막으로, 확장 칼만필터를 이용하여 회전자 역시상수를 온라인 상에서 동정하였다. 본 논문에서 언급하는 추정알고리즘들의 유용성을 보이기 위해 실험결과들을 제시하였다.

ABSTRACT

The accurate identification of the motor parameters is crucially important to achieve high dynamic performance of induction motors. In this paper, the motor parameters such as stator(rotor) resistance, stator(rotor) leakage inductance, mutual inductance, and rotor inertia are measured in off-line. Stator(rotor) resistance and stator(rotor) leakage inductance are measured based on the stationary coordinate equations of induction motors. On the other hand, mutual inductance are measured under the scalar control. Finally, the inverse rotor time constant is identified in on-line using an extended kalman filter algorithm. To demonstrate the practical significance of the results, Some experimental results are presented.

Key Words : Identification, Induction motor, Rotor Time Constant, Extended Kalman Filter

1. 서 론

유도 전동기는 가변속 운전을 위한 가변주파수 제어 장치의 적지 않은 가격과 제어의 난이성 때문에 유지보수의 용이성과 내구성, 효율성, 경제성 등의 장점에 도 불구하고 가변속 운전이 요구되는 분야에서는 크게 각광받지 못하였다. 그러나 최근의 전력전자 분야의 눈부신 발전에 따른 반도체 스위칭 소자의 개발과 DSP와 같은 고성능 마이크로 프로세서의 발달은 유도 전동기 구동시스템의 제어에 새로운 가능성을 열어 주었다. 유도전동기 제어방법으로는 V/F나 슬립제어와

같이 양의 크기만을 제어함으로써 평균 토크를 제어하는 스칼라(Scalar)제어가 있다. 이 방법은 토크의 평균값만을 제어하므로 순시적인 토크의 변동에 대한 응답이 느리고, 정상상태의 특성만이 결정된다. 스칼라 제어의 단점을 해결하기 위해 1972년에 Blaschke는 교류 전동기를 직류 전동기처럼 사용하기 위해 전동기 상전류의 위상각과 크기를 동시에 제어하는 벡터 제어 방법을 제안하였다.^[1] 유도 전동기 벡터 제어기법은 순시 토크제어에 뛰어난 성능을 발휘한다. 그러나 자속분 물리량과 토크분 물리량의 비간섭을 실현하기 위해서는 정확한 자속정보가 필요하다. 특히 자속의 위치를

계산하기 위해 정확한 유도전동기 매개변수값에 대한 정보가 필수적이다. 따라서, 이들을 추정하는 많은 알고리즘들이 제안되어 왔다.^[2,5] 본 논문에서는 오프라인의 무부하 상태에서 고정자 저항, 고정자(회전자) 누설 인덕턴스, 회전자 저항, 관성 모멘트를 차례로 측정하였다. 여기서 고정자 저항과 누설 인덕턴스 측정은 정지 좌표계 모델을 기초로 하였고, 상호 인덕턴스는 스칼라 제어를 통해 측정하였다. 그리고 회전자 저항은 회전자 자속에 의한 과도 상태 전동기 단자전압으로부터 측정하였다. 그리고 토크명령을 인가했을 때 속도와 시간의 차를 이용하여 관성 모멘트를 측정하였다. 그러나 유도 전동기는 운전시 온도가 변하고 그러한 변화에 따라 크게 바뀌는 회전자 저항성분을 온라인상에서 추정 보완할 필요가 있다. 따라서 이를 보완하기 위해 유도전동기의 고정자 전압과 전류, 회전자 속도를 측정하여 온라인상에서 회전자 저항을 포함하고 있는 회전자 역시상수를 확장 칼만필터(Extended Kalman Filter :EKF) 알고리즘을 적용하여 동정하였다.

2. 유도전동기 매개변수의 오프라인 측정

2.1 고정자 저항 R_s 의 측정^[6]

인버터를 이용하여 PWM으로 전동기에 전압을 인가하고 이때의 전류 정보를 검출하여 고정자 저항을 측정하는 경우에는 인버터의 데드타임(Dead Time)과 스위칭 소자에 의한 전압 강하 효과를 고려하여야 한다. 인버터에 의해 발생하는 비선형 요소는 인버터 출력전압을 왜곡시킨다. 그림 1은 고정자저항 R_s 의 측정을 위한 d축 등가회로를 나타낸다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 인버터에서 일정한 전압 v_{ds}^{s*} 을 가하고 그때 고정자 d축 전류 i_{ds} 가 흐른다고 가정하면 실제 유도전동기에 가해지는 전압은 dead time 효과에 의한 전압 $V_{ds}^{s'}$ 와 스위칭소자에 의한 저항과 환류 다이오드에 의한 저항의 합인 r' 에 의한 전압강하 (= $i_{ds} r'$)를 뺀 만큼 가해진다. 한편, 다음과 같이 R_s' 을 정의하고

$$R_s' = R_s + r' \quad (1)$$

전기 각속도와 q축 전류를 0으로 놓고 d축 전류를 일정하게 놓으면 (즉, $\omega_e = 0$, $i_{ds} = \text{constant}$,

$i_{qs} = 0$) 그림 1은 그림 2와 같이 간략화 된다. 이때, d축 고정자 전압 v_{ds}^{s*} 값을 두 개의 다른 값으로 설정하여 그때 흐르는 d축 고정자 전류를 측정하여 R_s' 을 측정할 수 있다. 즉, v_{ds1}^{s*} 일 때의 d축 고정자 전류를 i_{ds1} 이라고 하고 v_{ds2}^{s*} 일 때의 d축 고정자 전류를 i_{ds2} 이라고 하면, 그림 2로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds1}^{s*} &= -V_{ds}^{s'} + R_s' i_{ds1} \\ v_{ds2}^{s*} &= -V_{ds}^{s'} + R_s' i_{ds2} \end{aligned} \quad (2)$$

식 (2)로부터 식 (3)의 전동기 등가 고정자 저항을 구할 수 있다.

$$R_s' = R_s + \frac{R_{ce} + R_d}{2} = \frac{v_{ds1}^{s*} - v_{ds2}^{s*}}{i_{ds1} - i_{ds2}} \quad (3)$$

여기서, R_s 는 전동기 고유의 고정자 저항이고 R_s' 는 인버터 측을 고려한 시스템 전체의 등가 고정자 저항을 나타낸다. 또, R_{ce} 는 인버터의 도통스위치의 온상태의 저항을 나타내며, R_d 는 환류 다이오드(Free Wheeling Diode)의 온 상태의 저항을 나타낸다.^[6] 물론, 고정자 저항 R_s 는 식 (3)에서 구한 R_s' 과 r' 값 으로부터 식 (1)에서 구할 수 있다. 이상의 결과는 R_s' 와 $V_{ds}^{s'}$ 는 전류의 함수가 아니라는 가정 하에 유도된 것이다. 이때 i_{ds1} 과 i_{ds2} 는 0 이 아니고 같은 부호를 갖고 전동기 정격전류 부근의 서로 다른 값을 택하는 것이 좋다.

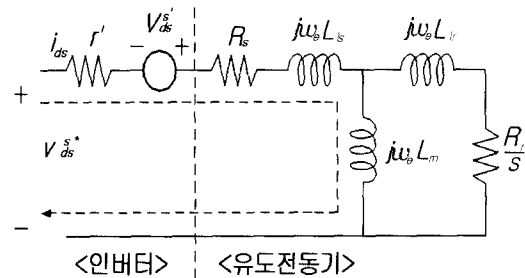


그림 1 R_s 측정을 위한 d 축 등가회로

Fig. 1 d-equivalent circuit for R_s identification

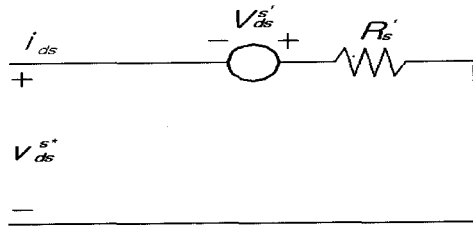


그림 2 R_s 측정을 위한 간략화된 모델
Fig. 2 Simplified model for R_s identification

2.2 누설 인덕턴스 L_{ls}, L_{lr} 의 측정

누설 인덕턴스를 측정하는 방법으로 전동기 인버터의 입력단에 짧은 전압 펄스를 인가하는 방법을 사용하였다. 여기서 인가된 전압은 인버터의 스위칭에 의해 결정되고 그 크기 v_{ds}^{s*} 는 직류링크전압이 V_{dc} 일 때 $\frac{2V_{dc}}{3}$ 로 주어진다. 이때 흐르는 전류를 과전류 검출레벨이하로 설정하면 전압인가 시간은 대개 수십 내지 수백 μsec 정도이다. 실제 500 - 1000 μsec 정도의 짧은 임펄스 형태의 전압을 d 축 고정자 전압 v_{ds}^{s*} 에 가한 뒤 이때 흐르는 d 축 고정자 전류를 측정하여 누설 인덕턴스를 구할 수 있다. 이렇게 짧은 임펄스 형태의 전압을 d 축 고정자 전압 v_{ds}^{s*} 에 가하면 dead time 효과에 의한 전압 V_{ds}^s 은 거의 무시할 수 있고 따라서 그림 1은 그림 3과 같이 간략화 될 수 있다.

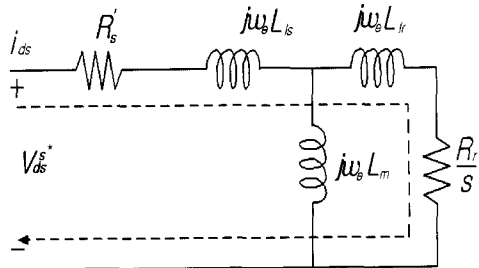


그림 3 $L_{ls} (L_{lr})$ 측정을 위한 간략화된 모델
Fig. 3 Simplified model for $L_{ls} (L_{lr})$ identification

이렇게 짧은 시간동안 회전자 속도는 0 이고 그림 3에서 $s = 1$ 로 간주된다. 또한, $j\omega_e L_m$ 에 의한 임피

던스에 비해 $j\omega_e L_{lr} + R_r$ 에 의한 임피던스가 상대적으로 크게 작아 그림 3에서 $j\omega_e L_m$ 부분을 무시하여 수식을 전개하면 식 (4)와 같다.

$$v_{ds}^{s*} = (R_s^s + R_r) i_{ds} + (L_{ls} + L_{lr}) \frac{di_{ds}}{dt} \tag{4}$$

식 (4)에서 짧은 임펄스 형태의 전압을 d 축 고정자 전압 v_{ds}^{s*} 에 가하였기 때문에 $(R_s^s + R_r) i_{ds}$ 항에 비해 $(L_{ls} + L_{lr}) \frac{di_{ds}}{dt}$ 항이 상대적으로 훨씬 크다. 따라서, 수식의 간단한 정리를 위해 식 (4)는 식 (5)와 같이 간략화 될 수 있다.

$$v_{ds}^{s*} \cong (L_{ls} + L_{lr}) \frac{di_{ds}}{dt} \tag{5}$$

한편, 고정자 및 회전자 누설인덕턴스 L_{ls}, L_{lr} 는 온도의 변화에 무관하지만 자속과 주파수에 따라 변한다. 일반적으로 상호인덕턴스 L_m 에 비해 무척 작은 값을 갖는다.^[3] 또한, L_{ls} 와 L_{lr} 가 같다고 보면 식 (5)에서 다음 식 (6)을 얻을 수 있다.^[7]

$$L_{ls} = L_{lr} \cong \frac{v_{ds}^{s*}}{2 \frac{di_{ds}}{dt}} \tag{6}$$

2.3 상호 인덕턴스 L_m 의 측정

유도전동기 상호 인덕턴스 L_m 은 여자 전류에 따라 비선형성을 나타내고 자기포화에 따라 상호 인덕턴스가 변동하면 실제 자속기준이 변하고 간접 벡터제어의 경우 전동기 슬립주파수의 오차를 유발하게 된다. 특히 단위 전류당 전동기 토크를 순간적으로 최대화하기 위하여 인버터에 의해 제한되는 전체 고정자 전류를 토크 성분전류로 인가하는 경우나 효율제어를 하는 경우에는 반드시 여자전류에 따른 상호 인덕턴스의 자화 특성을 고려해 주어야한다.^[7] 유도 전동기를 무부하 상태에서 스칼라 제어를 하면 전동기는 거의 동기속도로 회전하게 된다. 따라서, s 는 거의 0 이고 슬립속도 ω_{sl} 는 굉장히 작다. 왜냐하면 토크가 작기 때문이다.

따라서, 그림 3의 $\frac{R_r}{s}$ 는 거의 무한대가 되어 오른

쪽 회전자 부분은 개방상태가 된다. dead time효과에 의한 전압 $V_{ds}^{s'}$ 을 무시하면 그림 1은 다음 그림 4와 같이 간략화된다.

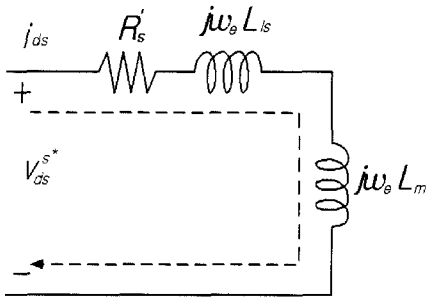


그림 4 L_m 측정을 위한 간략화된 모델
Fig. 4 Simplified model for L_m identification

따라서, 다음과 같은 동적 방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{ds}^{s*} = R_s' i_{ds} + j\omega_e (L_{ls} + L_m) i_{ds} \quad (7)$$

식 (7)에서 정격전압과 정격주파수를 인가한 경우, R_s' 에 의한 전압강하는 $\omega_e (L_{ls} + L_m)$ 에 의한 전압강하에 비해 무척 작으므로 식 (7)는 다음과 같이 간략한 식으로 나타낼 수 있다.

$$v_{ds}^{s*} \cong j\omega_e (L_{ls} + L_m) i_{ds} \quad (8)$$

q축에 대해서도 같은 방식으로 정리하면 다음과 같다.

$$v_{qs}^{s*} \cong j\omega_e (L_{ls} + L_m) i_{qs} \quad (9)$$

식 (8)와 (9)으로 부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L_m \cong \frac{\sqrt{(v_{ds}^{s*})^2 + (v_{qs}^{s*})^2}}{\omega_e \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}} - L_{ls} \quad (10)$$

2.4 회전자 역시상수 $K_s (= \frac{R_r}{L_r})$ 의 측정

유도전동기의 동기 좌표계에서의 전압방정식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \end{aligned} \quad (11)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}$$

또한, 회전자와 고정자 자속 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{aligned} \quad (12)$$

전기적 역시상수는 회전자 자속에 의해 발생한 과도상태 전동기 단자전압에 의해 측정된다. 위의 식 (11)과 식 (12)의 세번째 식들에서 다음의 식 (13)을 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (13)$$

q축의 회전자 자속을 0으로 놓고 식 (11), (12), (13)을 이용하면 다음과 같은 전압방정식 (14)를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds} + L_\sigma \frac{di_{ds}}{dt} \\ &\quad - \omega_e L_\sigma i_{qs} - R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 전류제어 시스템이 가동된다고 가정한다. 고정자 d축 전류 명령치 i_{ds}^* 는 일정하게 하고 토크 전류인 고정자 q축 전류 명령치 i_{qs}^* 는 일정한 주기마다 구형파 펄스가 되게 한다. 한편, 구형파 펄스가 아닌 구간에서는 고정자 전압 d축 방정식은 다음 식 (15)와 같이 표현된다^[8].

$$v_{ds} = R_s i_{ds}^* + \Delta v_{ds} \quad (15)$$

여기서, 식 (15)의 Δv_{ds} 는 $K_s (= \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r})$ 가 정확치 않을 때 생긴다. K_s 가 정확하면 Δv_{ds} 는 0 이 된다. 회전자 자속과 K_s , 그리고 Δv_{ds} 의 관계를 이용하여 유도전동기의 전기적 시상수를 비교적 정확히 측정할 수 있음을 보여준다^[8]. 본 측정방식은 구형파 펄스가 주입되는 순간 상당한 고주파전류가 회전자측에 흘러 표피효과로 인한 회전자 저항이 크게 평가되는 단점이 있다.

2.5 관성 모멘트 J 측정

무부하 상태에서 토크명령을 스텝으로 주었을 때 속도변화와 시간변화를 이용하여 관성 모멘트 J 를 측정할 수 있다. 토크와 속도와의 관계식을 쓰면 다음과 같다.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = -B \omega_r + T_e \tag{16}$$

식 (16)에서 $B \omega_r$ 항을 무시하면 관성 모멘트 J 는 다음 식 (17)과 같이 구할 수 있다.

$$J = T_e \frac{\Delta t}{\Delta \omega_r} \tag{17}$$

또, 이것에 대한 개략적인 도식이 그림 5에 있다.

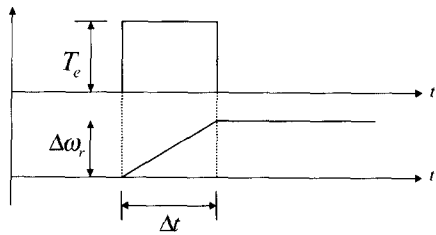


그림 5 관성모멘트 J 의 측정
Fig. 5 Identification of inertia moment J

3. 확장 칼만필터를 이용한 회전자 역시상수의 온라인 동정

유도전동기는 운전중에 매개변수가 변하는데 그 중에 회전자 저항이 온도의 변화에 따라 가장 심하게 변동한다. 이는 유도전동기의 동적성능을 저하시키고 따

라서 이를 온라인으로 동정할 필요성이 대두된다. 이에 따라 본 연구에서는 이를 동정키 위해 확장 칼만필터를 이용하였다.^[9] 여기에 적용된 상태변수를 다음과 같이 정의한다.

$$X(k) = [i_{qs}(k) \ i_{ds}(k) \ i_{qr}(k) \ i_{dr}(k) \ K_s(k)]^T \\ = [x_1(k) \ x_2(k) \ x_3(k) \ x_4(k) \ x_5(k)]^T \tag{18}$$

이때 입력 $U(k)$, 백색 가우시안 노이즈성분으로서 고차 고주파 성분인 $W(k)$ 와 측정시 생기는 잡음을 고려한 $V(k)$ 를 고려한 3상 유도 전동기는 다음과 같이 모델링 될 수 있다.

$$X(k+1) = f(X(k), U(k)) + G W(k) \tag{19} \\ Y(k) = H(X(k)) + V(k)$$

여기서, $f(X(k), U(k)) =$

$$\begin{bmatrix} (\frac{1}{\sigma T_s} - R_s L_s)x_1 - \omega_r L_m^2 x_2 + L_m L_s x_3 - \omega_r L_m L_s x_4 + L_s v_{qs} \\ \omega_r L_m^2 x_1 + (\frac{1}{\sigma T_s} - R_s L_s)x_2 + \omega_r L_m L_s x_3 + L_m L_s x_4 + L_s v_{ds} \\ \sigma T_s R_s L_m x_1 + \omega_r L_m L_s x_2 + (\frac{1}{\sigma T_s} - L_s L_r)x_3 + \omega_r L_s L_r x_4 - L_m v_{qs} \\ -\omega_r L_m L_s x_1 + R_s L_m x_2 - \omega_r L_s L_r x_3 + (\frac{1}{\sigma T_s} - L_s L_r)x_4 - L_m v_{ds} \\ \frac{x_5}{\sigma T_s} \end{bmatrix} \tag{20}$$

$$G = \sigma T_s \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ -L_m & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\sigma T_s} \end{bmatrix} \tag{21}$$

$$H(X(k)) = [i_{qs}(k) \ i_{ds}(k)]^T \tag{22}$$

한편, 상태변수 $x(k)$ 를 편의상 x 라 칭한다. 프로세스 잡음과 측정 잡음, 그리고 초기상태는 다음과 같이 차례로 나타내었다. 여기서 $\delta(t_k - \sigma)$ 는 현재가 과거와 독립임을 나타낸다.

$$E[W(t_k)] = 0 \tag{23}$$

$$E[W(t_k)W^T(\sigma)] = Q_0 \delta(t_k - \sigma) \geq 0$$

$$E[V(t_k)] = 0 \tag{24}$$

$$\begin{aligned}
 E[V(t_k)V^T(\sigma)] &= R_0 \delta(t_k - \sigma) \geq 0 \\
 E(X(0)) &= X_0 \\
 E[(X(0) - X_0)[X(0) - X_0]^T] &= P_0
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

확장 칼만필터 알고리즘은 다음과 같이 Prediction 과 Correction 두 부분으로 나눌 수 있다. 초기 상태변수와 P_0 가 주어진 상태에서 두 부분을 반복 실행하여 파라미터를 동정한다. 여기서 $(k+1, k)$ 는 단계 k 까지의 측정치로부터 $k+1$ 의 상태를 동정함을 나타낸다. 역시 $(k+1, k+1)$ 도 $k+1$ 까지의 결과로부터 $k+1$ 까지의 상태를 동정한다. Prediction 부분은 다음 식 (26)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 \hat{X}(k+1, k) &= f(\hat{X}(k, k), U(k)) \\
 P(k+1, k) &= F(k)P(k, k)F^T(k) + G(k)QG^T(k)
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 F(k) &= \left. \frac{\partial f(X(k), U(k))}{\partial X(k)} \right|_{X(k)=\hat{X}(k+1, k)} \\
 &= \sigma T_s \begin{bmatrix} \sigma T_s - R_s L_r & -\omega_r L_m^2 & L_m L_r x_5 & -\omega_r L_m L_r & L_m x_3 \\ \omega_r L_m^2 & \sigma T_s - R_s L_r & \omega_r L_m L_r & L_m L_r x_5 & L_m x_4 \\ R_s L_m & \omega_r L_m L_s & \sigma T_s - L_s L_r x_5 & \omega_r L_s L_r & -L_s x_3 \\ -\omega_r L_m L_s & R_s L_m & -\omega_r L_r & \sigma T_s - L_s L_r x_5 & -L_s x_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sigma T_s} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

한편, Correction 부분은 다음 식 (28)~(30)으로 표현된다.

$$K_f(k+1) = \frac{P(k+1, k)\Delta(k)^T}{\Delta(k)P(k+1, k)\Delta(k)^T + R}
 \tag{28}$$

$$\begin{aligned}
 P(k+1, k+1) &= P(k+1, k) \\
 &\quad - K_f(k+1)\Delta(k)P(k+1, k)
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

$$\begin{aligned}
 \hat{X}(k+1, k+1) &= \hat{X}(k+1, k) \\
 &\quad + K_f(k+1)[Y(k+1) - H(\hat{X}(k+1, k))]
 \end{aligned}
 \tag{30}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 \Delta(k) &= \left. \frac{\partial H(X(k))}{\partial X(k)} \right|_{X(k)=\hat{X}(k+1, k)} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

확장 칼만필터의 이득 및 특성은 입력 잡음의 공분산 행렬 Q_0 와 측정 잡음(프로세스잡음)의 공분산 행렬 R_0 및 상태변수의 공분산 초기치 P_0 에 크게 영향을 받는다. 이중 잡음의 공분산을 설정하는데 정확한 정보가 없어서 Q_0 와 R_0 는 필터의 설계 변수가 된다. 기본적으로 P_0 는 필터 초기의 과도특성을 나타낸다. 반면에 Q_0 와 R_0 는 필터의 과도 상태 기간과 정상 상태에서의 동작특성을 결정한다. R_0 은 어느 정도 범위설정이 가능하지만 Q_0 은 범위 설정이 어렵다. 따라서 이때 먼저 R_0 를 적절히 선택하고 그후 수렴 특성을 얻을 수 있는 Q_0 을 찾아가는 것이 좋다^[10].

4. 실험 결과

실험은 DSP chip인 TMS320C31을 이용하여 구현하였고 그림 6에 실험에 사용된 전체 시스템의 구성도를 나타내었다.

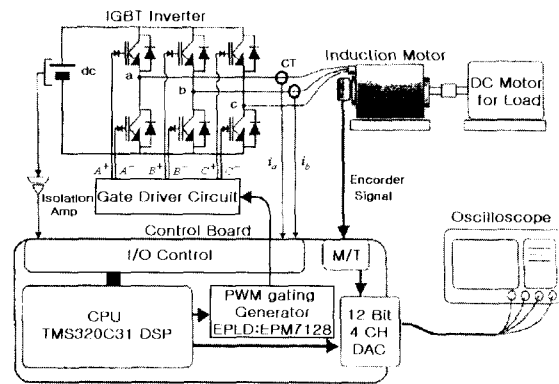


그림 6 전체 시스템 구성도
Fig. 6 Configuration of overall System

유도전동기는 프랑스 Leroy Somer 제품인 7.5kW 급 LS-VMV132M로 1800rpm의 정격속도를 갖고 있고 1024pulse/rev 엔코더가 내장되어 있다. DC brake 부하시스템이 커플링되어 있는 사진이 그림 7에 있다.



그림 7 유도전동기와 부하시스템
Fig. 7 Induction motor and load system



그림 8 TMS320C31 제어기 보드
Fig. 8 TMS320C31 control board

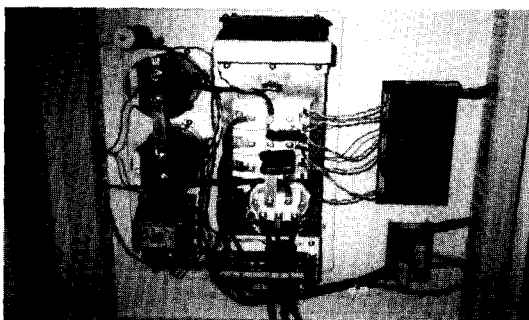
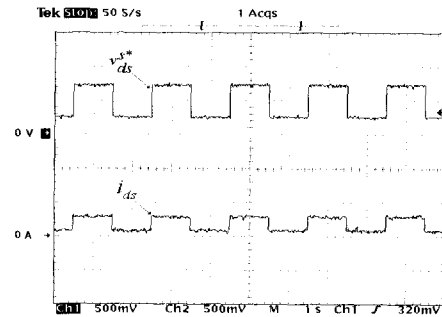


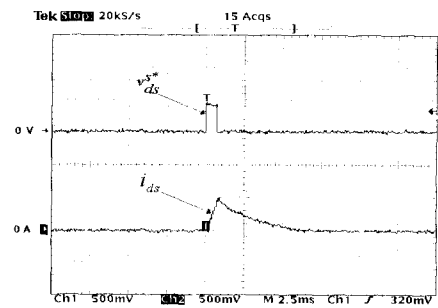
그림 9 IGBT 인버터 모듈
Fig. 9 IGBT inverter module

속도제어기 및 자속제어기, 그리고 매개변수 추정등의 기능이 들어 있는 TMS320C31 보드 및 주변 I/O가 그림 8에 있다.

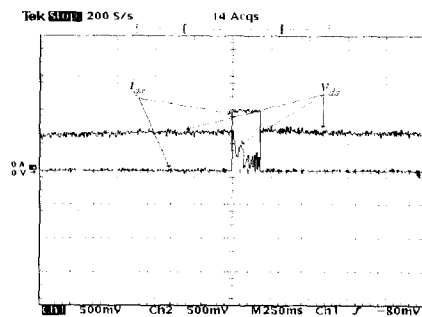
인버터 하드웨어 구성으로는 그림 9와 같이 Diode Module과 돌입전류 방지용 저항, 평활용 콘덴서, 마그네틱 컨택터(MC), 스너버, 회생제동용 IGBT 등으로 구성되어 있다. 서지 업저버에서 20D431 두개와 20D821 1개를 사용하였다.



(v_{ds}^{*} : 200V/div, i_{ds} : 17.5A/div)
(a) R_s 측정 실험결과



(v_{ds}^{*} : 125V/div, i_{ds} : 33.5A/div)
(b) $L_{ls}(L_{lr})$ 측정 실험결과



(v_{ds} : 7V/div, i_{qs} : 10A/div)
(c) Δv_{ds} 를 이용한 역시상수 측정 실험결과

그림 10 오프라인 측정 실험결과
Fig. 10 Off-line experimental results

우선, 오프라인으로 유도전동기 매개변수들을 측정하였다. 고정자 저항(R_s)은 v_{ds1}^{*} 을 정격의 90%를 1초 동안 가하고 v_{ds2}^{*} 을 정격의 30%로 1초 동안 가하는 것을 반복하여 구하였다. 그 실험결과가 그림 10 (a)에 있다.

두번째로, 고정자 (회전자) 누설 인덕턴스 $L_{ls}(L_{lr})$ 는 800 μsec 정도의 짧은 임펄스 형태의 전압을 d축 고정자 전압 v_{ds}^{*} 에 가한 뒤 이때 흐르는 d축 고정자 전류를 측정하여 누설인덕턴스를 구하였다. 그 실험결과가 그림 10 (b)에 있다.

세번째로, 상호 인덕턴스 L_m 은 무부하 상태에서 스칼라제어를 하면서 식 (10)으로부터 구하였다.

네번째로, $L_s=L_r$ 라고 가정하고 전기적 역시상수 $K_s (= \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r})$ 로부터 회전자 저항을 구하였다. 그림 10 (c)에 실험결과가 있다.

다섯 번째로, 식 (17)을 이용하여 관성 모멘트 J 를 측정하였다.

표 1은 각각의 오프라인 측정결과를 정리하여 나타 낸 것이다.

표 1 오프라인 파라미터 측정결과

Table 1 Results of off-line parameter identification

$R_s (\Omega)$	$L_{ls}(L_{lr}) (H)$	$L_m (H)$	$R_r (\Omega)$	$J (kgm^2)$
0.288	0.0015	0.044	0.188	0.0333

마지막으로, 확장 칼만 필터 알고리즘을 이용하여 온라인 상에서 역시상수 K_s 를 동정한다. 초기 오프라인에서 측정한 K_s 의 값은 4.0 이다. 이때,

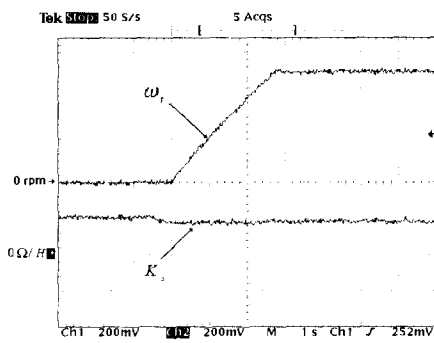
$$P_0 = [0.17 \ 0.26 \ 0.16 \ 0.16 \ 0.25]^T,$$

$$Q_0 = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix}, \quad R_0 = \begin{bmatrix} 0.02 & 0 \\ 0 & 0.02 \end{bmatrix}$$

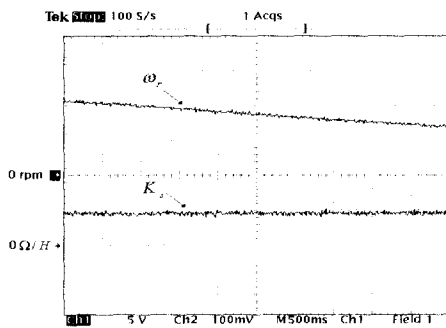
로 초기상태, 입력잡음, 측정잡음의 공분산을 각각 설정하였다. 이를 시스템에 적용하여 운전중에 K_s 를 동정한 결과가 그림 11에 나타나 있다. 여기서 속도변동에도 불구하고 역시상수의 동정은 대체로 견고함을 알 수 있다. 속도변동이 크면 역시상수의 동정오차도 변동폭이 큼을 알 수 있다. 이때, 동정한 K_s 의 정상상태값이 3.908 정도였다.

5. 결 론

본 논문은 실용적으로 사용할 수 있는 매개변수 추정방법을 고찰하고 그 주요 특성을 분석하고 실험적으로 확인하는 데 의미를 두었다. TI사의 TMS320C31 DSP chip을 이용하여 공간 전압 벡터 PWM을 실현하고 유도전동기 매개변수 추정에 관한 실험을 수행하였다. 먼저, 오프라인으로 벡터제어에 필요한 매개변수들을 측정하였고 운전중에는 회전자 역시상수만을 온라인으로 동정하였다. 물론 확장 칼만필터를 이용하여 온라인 동정함에 있어 알고리즘 계산시간이 문제가 되지만, 이는 TI사의 TMS320C31의 고성능 chip을 이용함으로써 문제해결이 가능하였다. 향후에는 온라인 동정에 관련하여 확장 칼만필터 적용시 입력잡음에 대해 세밀한 보정실험이 필요하겠다.



(ω_r : 567 rpm/div, K_s : 4.0 Ω/H)
(a)



(ω_r : 567 rpm/div, K_s : 4.0 Ω/H)
(b)

그림 11 속도변동에 따른 역시상수의 동정결과
Fig. 11 Experimental results of K_s identification

본 연구는 한국과학재단 핵심전문 연구비(981-0911053-2) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field Machines." *Siemens Reviews*, Vol. 34, pp. 217~220, May 1972.
- [2] L. J. Garcès, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, pp. 173~178, Mar./Apr. 1980.
- [3] S. K. Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-25, pp. 578~587, July/Aug. 1989.
- [4] Takayoshi Matsuo and Thomas A. Lipo " A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, No. 4, May/June, pp. 624~632, 1985.
- [5] Julio C. Moreira and Thomas A. Lipo, "A new method for rotor time constant tuning in indirect field oriented control," *IEEE-IAS Ann. Meet. Conf. Rec.*, pp. 573~580, 1990.
- [6] Jong-Woo Choi, Sung-Il Yong, and Seung-Ki, Sul, " Inverter Output Voltage synthesis Using Novel Dead Time Compensation. " *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, pp. 100~106, 1994.
- [7] A. Khambadkone and J. Holtz "Vector-Controlled Induction Motor Drive with a self-Commissioning Scheme," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 5, pp. 322~327, Oct. 1991.
- [8] Masahiko Akiyama, Kohji Kobayashi, Ichiro Miki, and Mohamed A. El-Sharkawi, "Auto-Tuning Method for Vector Controlled Induction Motor Drives," *T. IEE Japan*, Vol. 116-D. No. 8, pp. 844~851, 1996.
- [9] T. Kataok, S. Toda and Y. Sato, "On-line estimation of induction motor parameters by extended kalman filter," *The European Power electronics Association*, pp. 325~329, Sept. 1993.
- [10] S. Wade, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "Comparison of stochastic and deterministic parameter identification algorithm for indirect vector control," in *IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Machines*, London, U. K., pp. 2/1~2/5, 1995.
- [11] Young-Dae Kim, Gyu-Sik Kim, Joon-Hwa Lee and Ju-Yeop Choi, "Study on the rotor resistance adaptation algorithm for induction motors," *International Workshop on Advanced Mechatronics*, pp. 254~259, Dec. 1997.
- [12] 석줄기, "가상 회전자 자속기준 제어를 이용한 심구형 유도전동기의 고성능 운전," 서울대학교 박사학위 논문, 1998.

저 자 소 개



김규식(金奎植)

1958년 8월 25일생. 1981년 서울대 전자공학과 졸업. 1983년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(박사). 1990년~1992년 대우중공업 중앙연구소 전자기술부 선임연구원. 현 서울시립대 전자전기컴퓨터공학부 부교수.



김춘환(金春煥)

1974년 3월 29일생. 1999년 서울시립대 제어계측공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 현재 삼성전자 근무.