

주축용 유도전동기의 매개변수 추정과 토크 모니터링 시스템

권원태* · 김규식*
(2002년 12월 26일 접수, 2004년 1월 8일 심사완료)

Parameters Estimation and Torque Monitoring for the Induction Spindle Motor

Won Tae Kwon and Gyu-Sik Kim

Key Words: Motor Parameter Estimation(전동기 매개변수 추정), Induction Motor(유도전동기),
Sensorless Torque Monitoring System(센서리스 토크 모니터링 시스템)

Abstract

To monitor the torque of an induction motor using current, the accurate identification of the motor parameters is very important. In this study, the motor parameters such as rotor resistance, stator and rotor leakage inductance, mutual inductance are estimated for torque monitoring and indirect vector control. Estimated parameters are used to monitor the torque of vector controlled induction motor without any speed measuring sensor. Stator current is measured to estimate the magnetizing current which is used to calculate flux linkage, rotor velocity and motor torque. From the experiments, the proposed method shows a good estimation of the motor parameters and torque under the normal rotational speed.

기호설명

v	: 전압
L	: 임피던스
R	: 저항
ω	: 각속도
s	: 슬립률
λ	: 자속 (flux)
P	: 극수

하첨자

d, q	: d, q 상 성분
a, b, c	: a, b, c 상 성분
s, r	: 고정자, 회전자 성분
e	: 동기회전좌표 성분
l	: 누설 (leakage)
m	: 상호 (mutual)

상첨자

s	: 인버터 스위칭 결과값
$*, '$: 등가 값

1. 서론

산업현장에서 많이 사용되는 유도전동기 제어 방법으로는 V/F 나 슬립제어와 같이 양의 크기만을 제어함으로써 평균토크를 제어하는 스칼라 제어방법과 벡터제어방법이 있다. 스칼라 제어방법은 토오크의 변동에 대한 응답이 느리고 정상상태 특성만이 결정된다.⁽¹⁾

이 때문에 속도 센서 없이 유도전동기를 제어

† 책임저자, 회원 서울시립대학교 기계정보공학과
E-mail : kwon@uos.ac.kr

TEL : (02)2210-2403 FAX : (02)2248-5110

* 서울시립대학교 전기전자컴퓨터공학부

하려는 연구가 계속 활발히 이루어져 오고 있다.^(2~5) 그러나 이 논문의 결과들은 전류와 전압 측정치들의 순수 적분연산이 필요하여 직류 오프셋에 민감하거나,⁽²⁾ 설정하기 힘든 파라미터들을 포함하고 있거나,⁽³⁾ 모든 동작영역에서의 수렴성을 보장하지 못하거나^(4,5) 하는 등의 단점이 있다. 유도전동기의 토크 추정에 관한 연구도 계속 이루어져 왔다.^(6~9) 토크 추정 연구는 유도전동기의 파라미터를 알고 있거나^(6~8) 실험에 의해 모터와 위와 토크의 관계를 알아낸 후 토크추정을 하는 방법이 사용되었다.⁽⁹⁾ 그러므로 유도 전동기의 토크를 실험없이 순수한 계산식으로만 추정하기 위해서는 유도전동기 파라미터 추정이 필수적이다.

본 논문에서는 유도전동기 파라미터를 추정하는 방법과 추정된 파라미터와 고정자전류를 이용하여 토크를 측정하는 알고리즘을 제안한다. 짧은 전압펄스를 이용하여 누설인덕턴스를 구하고, 동기속도로 회전하는 상태에서 상호인덕턴스를 구하며, 구형과 펄스를 인가하여 시정수를 구함으로써 유도전동기 파라미터를 구한다. 파라미터가 구해지면 고정자 전류만을 측정하여 자화전류를 구하고 자화전류로부터 자속과 슬립각속도, 토크를 구하는 방법을 제시하였다.

2. 속도와 토크를 추정하기 위한 유도전동기의 매개변수값 추정

2.1 유도전동기의 매개변수 추정

유도전동기의 매개변수들 중 누설 인덕턴스를 추정하는 방법으로 전동기 인버터의 입력단에 짧은 전압 펄스를 인가하는 방법을 사용하였다. 여기서 인가된 전압은 인버터의 스위칭에 의해 결정되고 그 크기를 v_{ds}^{s*} 로 한다. 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 누설인덕턴스를 구할 수 있다. 이렇게 짧은 임펄스 형태의 전압을 d 축 고정자 전압 v_{ds}^{s*} 에 가하면 휴지시간(dead time) 효과에 의한 전압 $V_{ds}^{s'}$ 은 거의 무시할 수 있고 따라서 그림 1과 같이 간략화 된

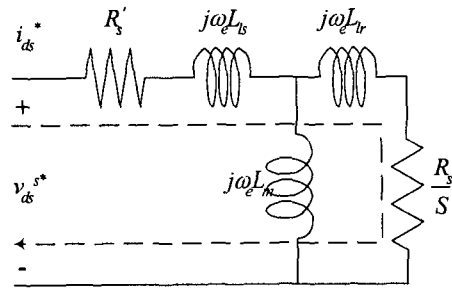


Fig. 1 Simplified model for the estimation of leakage inductances (L_b, L_r)

다.⁽¹⁰⁾ 이렇게 짧은 시간동안 회전자 속도는 0 이고 Fig. 1에서 슬립률 s 는 1로 간주된다. 또한 $j\omega_e L_m$ 에 의한 임피던스에 비해 $j\omega_e L_r + R_r$ 에 의한 임피던스가 상대적으로 매우 작아 Fig. 1에서 $j\omega_e L_m$ 부분을 무시하면 다음식을 얻는다.

$$v_{ds}^{s*} = (R_s' + R_r) i_{ds} + (L_b + L_r) j\omega_e i_{ds} \quad (1)$$

식 (1)에서 짧은 임펄스 형태의 전압을 d 축 고정자 전압 v_{ds}^{s*} 에 가하였기 때문에 $(R_s' + R_r) i_{ds}$ 항에 비해 $(L_b + L_r) j\omega_e i_{ds}$ 항이 상대적으로 매우 크다. 따라서 식(1)은 다음과 같이 간략화 된다.

$$v_{ds}^{s*} \cong (L_b + L_r) j\omega_e i_{ds} \quad (2)$$

한편, 고정자 및 회전자 누설인덕턴스 L_b, L_r 값은 온도에 둔감하지만 자속과 주파수에 민감하며, 일반적으로 상호인덕턴스 L_m 에 비해 매우 작은 값을 갖는다. 또한, L_b 와 L_r 값은 유사하므로 식 (2)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_b = L_r \cong \frac{v_{ds}^{s*}}{2 j\omega_e i_{ds}} \quad (3)$$

상호인덕턴스 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 토오크를 순간적으로 최대화하기 위하여 인버터에 의해 제한되는 전체 고정자 전류를 토오크 성

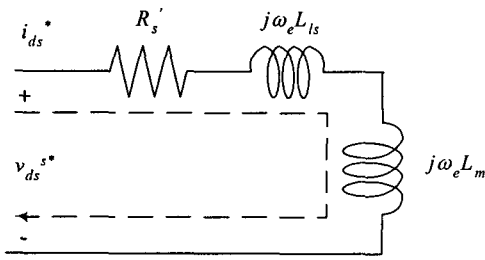


Fig. 2 Simplified model for the estimation of mutual inductance(L_m)

분전류로 인가하는 경우나 효율제어를 하는 경우에는 반드시 여자전류에 따른 상호 인덕턴스의 자화특성을 고려해 주어야 한다. 유도 전동기를 무부하 상태에서 스칼라 제어를 하면 전동기는 거의 동기속도로 회전하게 된다. 따라서, s 는 거의 0 이고 슬립속도 ω_{sl} 는 매우 작게 된다. 따라서, Fig. 1의 $\frac{R_r}{s}$ 는 거의 무한대가 되어 오른쪽 회전자 부분은 개방상태가 된다. 결국, Fig. 1은 Fig. 2와 같이 간략화된다. 따라서 다음과 같은 동적 방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{ds}^{s*} = R_s' i_{ds} + j\omega_e (L_s + L_m) i_{ds} \quad (4)$$

식 (4)에서 정격전압과 정격주파수를 인가한 경우, R_s' 에 의한 전압강하는 $\omega_e(L_s + L_m)$ 에 의한 전압강하에 비해 무척 작으므로 식 (4)는 다음과 같이 간략한 식으로 나타낼 수 있다.

$$v_{ds}^{s*} \cong j\omega_e (L_s + L_m) i_{ds} \quad (5)$$

q축에 대해서도 같은 방식으로 정리하면,

$$v_{qs}^{s*} \cong j\omega_e (L_s + L_m) i_{qs} \quad (6)$$

식 (5)와 (6)에서 다음 식을 얻을 수 있다.

$$L_m \cong \frac{\sqrt{(v_{ds}^{s*})^2 + (v_{qs}^{s*})^2}}{\omega_e \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}} - L_s \quad (7)$$

마지막으로 회전자 역시정수 $K_s (= \frac{R_r}{L_r})$ 는 다음과 같이 추정한다.

유도전동기의 동기 좌표계에서의 전압방정식은 다음과 같이 표현된다.⁽¹¹⁾

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (8)$$

회전자와 고정자 자속 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \lambda_{dr} &= L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \lambda_{qr} &= L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{aligned} \quad (9)$$

전기적 역시정수는 회전자 자속에 의해 발생한 과도상태 전동기 단자전압에 의해 측정된다. 위의 식 (8) 과 식 (9)의 세번째 식들에서 다음의 식 (10)을 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (10)$$

q축의 회전자 자속을 0으로 놓으면 식 (8)-(10)에서 다음과 같은 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= (R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{di_{ds}}{dt} \\ &\quad - \omega_e (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{qs} - R_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 전류제어 시스템을 가동한다. 고정자 d축 전류 명령치 i_{ds}^* 는 일정하게 하고 토크 전류인 고정자 q축 전류 명령치 i_{qs}^* 는 일정한 주기마다 구형파 펄스가 되게 한다. 이때 구형파 펄스가 아닌 구간에서는 고정자 전압 d축 방정식은 식 (12) 와 같이 표현된다.⁽¹¹⁾

Table 1 The relation between K_s and Δv_{ds}

	$\lambda_{d_{err}}$	$\lambda_{q_{err}}$	Δv_{ds}
$K_s < \frac{R_r}{L_r}$	+	+	-
$K_s = \frac{R_r}{L_r}$	0	0	0
$K_s > \frac{R_r}{L_r}$	-	-	+

2.2 슬립 각속도, 전동기 각속도 및 토크 추정

$$v_{ds} = R_s i_{ds}^* + \Delta v_{ds} \tag{12}$$

식 (12)에서 Δv_{ds} 와 K_s 의 관계를 이용하여 유도 전동기의 전기적 시정수를 비교적 정확히 추정할 수 있다. Table 1은 전기적 시정수와 Δv_{ds} 사이의 관계를 나타낸 것이다.⁽¹¹⁾ 유도전동기의 매개변수가 주어지면 고정자 전류(i_{ds})를 측정하여 자화전류(i_{mr})를 계산할 수 있다.⁽⁸⁾

$$i_{mr} + \left(\frac{L_r}{R_r}\right) \frac{di_{mr}}{dt} = i_{ds} \tag{13}$$

이로부터 슬립각속도(w_{sl})와 전동기 각속도(w_r), 토크(T_e) 도 구할 수 있다.

$$w_{sl} = \frac{i_{qs}}{\left(\frac{L_r}{R_r}\right) i_{mr}} \tag{14}$$

$$w_r = w_e - \frac{L_m i_{qs}}{\left(\frac{L_r}{R_r}\right) \lambda_r} \tag{15}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{qs} \tag{16}$$

하지만 실제 전류를 측정하여 토크를 추정할 때 두가지 문제점이 발생한다. 첫 번째는 전동기의 하드웨어가 정확하지 않음으로 발생하는 전기적 신호의 불균형이고 두 번째는 외부에서 인입되는 잡음이다. 하드웨어가 부정확할 때의 한 예가 즉 회전자와 고정자극들의 상대위치가 정확하지 않은 경우이다. 예로써 i_{as}, i_{bs}, i_{cs} 는 120° 의 위상각을 가져야 하지만 실제 전동기 하드웨어를 제작 시 위상각에 약간의 오차가 존재하게

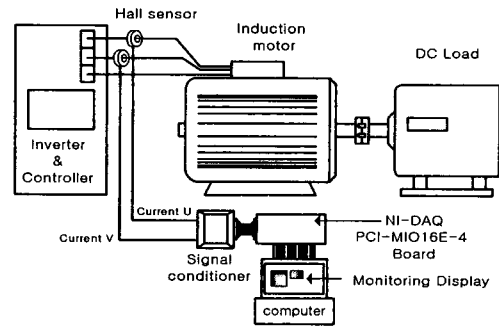


Fig. 3 Experimental set up

되고, 이 전동기의 회전속도가 미세하게 변하면 추정된 토크가 심하게 진동한다. 이를 극복하기 위하여 소프트웨어 내에서 신호를 재구성하는 방법이 사용되었으며 식 (17)에 주어졌다.⁽⁸⁾

두 번째 문제인 소음문제는 측정된 전류신호에 이동평균을 취하는 방법으로 해결하였다. 이동평균을 사용하면 민감도가 떨어지나 1회전당 1024개의 많은 신호를 받아들이므로 시간지연에 의한 민감도 저하는 무시할 만 하였다.

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{i_{as}^2 + i_{bs}^2 + i_{cs}^2} \\ i_{as}^* &= I_m \cos \theta_e \\ i_{bs}^* &= I_m \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs}^* &= I_m \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{17}$$

where i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : 측정 전류
 $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$: 재구성 전류

3. 실험결과 및 고찰

실험에 사용된 전체 시스템의 구성도를 Fig. 3에 나타냈다. 매개변수 추정실험은 DSP chip인 TMS320C31을 이용하여 시행하였고 토크 모니터링 추정실험은 PC를 이용하였다. 실험에 사용한 유도전동기는 프랑스 Leroy Somer 제품인 7.5kw 급 LS-VMV132M으로 1024 pulse/rev 엔코더(encoder)를 내장되어 있고, DC 브레이크 부하시스템이 커플링 되어 있다. ABB EL100P2 100A Hall-Sensor를 사용하여 U, V, W의 3상 전류 i_{as}, i_{bs}, i_{cs} 를 측정하였다. 정지상태에서 정상상태까지의 속도변화 시 과도응답신호가 발생하였

으며, 전동기의 정격속도에 맞추어 고주파 성분을 제거하기 위해 10kHz차단 주파수를 갖는 저대역 통과 필터를 제작하였다. 고정자 전류신호는 A/D 변환 보드인 NI-DAQ PCI-MIO16E-4를 통해 A/D 변환한 후 586PC에 저장한 후, 토크 계산을 위해 Graphical programming기법인 LabVIEW 6.0을 사용하여 토크 모니터링 시스템을 구축하였다. 유도모터에는 부하용 DC모터가 연결되어 조건에 따라 가변적인 부하를 제공하였다.

3.1 유도전동기 매개변수 추정

우선, 고정자(회전자) 누설 인덕턴스 $L_b(L_{\sigma})$ 는 800 μsec 정도의 짧은 임펄스 형태의 전압을 d축 고정자 전압 v_{ds}^* 에 가한 뒤 이때 흐르는 d축 고정자 전류를 측정하여 누설인덕턴스를 구하였다. 두 번째로, 상호 인덕턴스 L_m 은 무부하 상태에서 스칼라제어를 하면서 식(7)로부터 구하였다. 세 번째로, $L_{\sigma} = L_{\sigma} + L_m$ 라고 가정하고 전기적 역시정수 $K_s (= \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r})$ 로부터 회전자 저항을 구하였다.

이렇게 추정된 전동기 파라미터와 제작사에서 주어진 파라미터를 비교하면 Table 2와 같다. 이 Table에서 알 수 있듯이 제시된 방법으로 실제값에 매우 근사하게 전동기파라미터를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

3.2 무부하 및 부하 상태에서 토크추정결과

Fig. 4-9은 무 부하 상태에서 전동기의 회전자가 500, 1000, 1500rpm로 각각 회전할 때, 무부하 및

부하상태에서 토크 추정결과를 나타낸다. 토크는 유도전동기에 커플링 된DC부하장치에 직류전류를 인가 시켜 얻었다. Fig. 4에서 토크는 기준치와 비교해 1% 이내의 오차율을 보였다. 기준치는 제어회로에서 유도전동기로 주어지는 명령 토크의 크기를 뜻한다. 500rpm의 정상상태 초기상태에서 토크 값이 심하게 떨리는 현상이 발생하는 이유는 저속으로 회전할 때 전동기내 전기장의 비대칭과 전기적인 잡음 등에 의한 것으로 추정된다. 떨림 현상이 없는 구간은 일정한 회전속도를 얻고 있음을 알 수 있다. Fig. 5는 부하가 주어진 상태에서의 토크 추정으로 오차율이 3.7%이다. 이는 고속영역보다 상대적으로 큰 오차인데 500rpm은 비교적 낮은 속도이므로 충분한 관성을 얻지 못하고 전기장의 비대칭효과가 고속일 때보다 크게 나타나므로 실제 발생토크와 기준토크와의 오차가 커지게 된다. 그러므로 결과적으로 실제 발생토크를 추정한 추정 토크와 기준토크와의 오차도 커지는 것으로 추정된다.

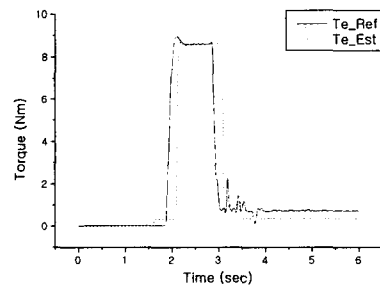


Fig. 4 Estimated and reference torque at 500rpm without load

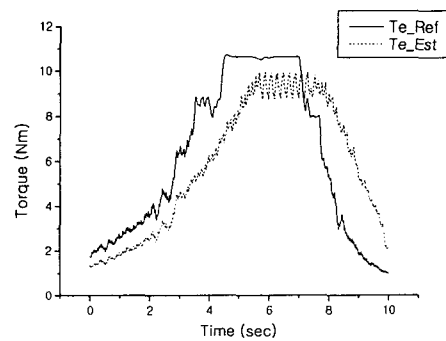


Fig. 5 Estimated and reference torque at 500rpm with load

Table 2 Comparison of given and estimated motor parameters

Parameter	Given by factory	Estimated value	error (%)
Rotor resustance(R_r)	0.175 Ω	0.188 Ω	6.9
Stator self-inductance(L_s)	0.045H	0.047H	4.3
Rotor self-inductance(L_r)	0.045H	0.047H	4.3
Mutual inductance(L_m)	0.044H	0.046H	4.3
Leakage inductance(L_b)	0.001H	0.001H	0

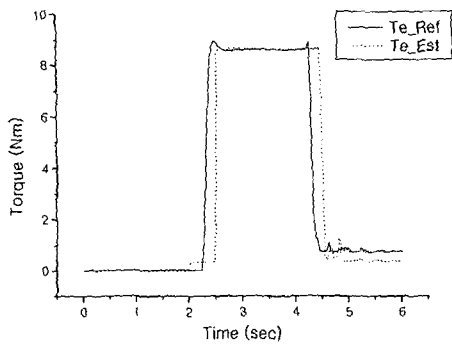


Fig. 6 Estimated and reference torque at 1000rpm without load

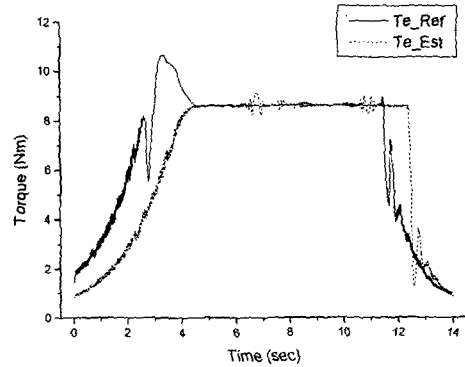


Fig. 9 Estimated and reference torque at 1500rpm with load

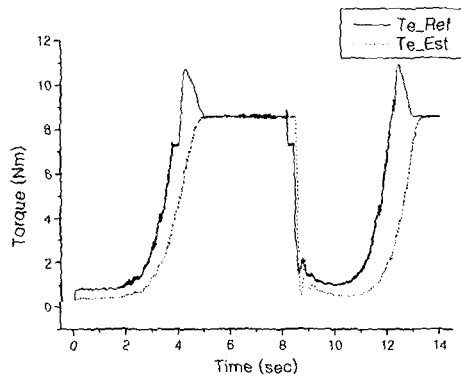


Fig. 7 Estimated and reference torque at 1000rpm with load

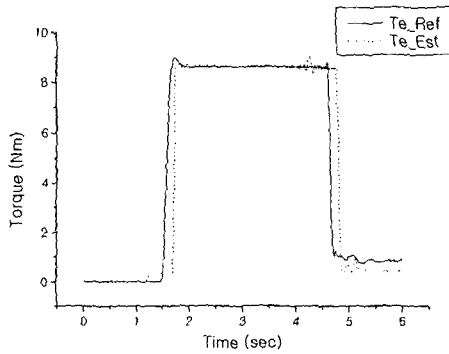


Fig. 8 Estimated and reference torque at 1500rpm without load

Fig. 6~9는 각각 1000rpm과 1500rpm으로 회전 시 무부하와 부하상태에서의 토크로 측정된 추정치와 기준치의 오차율이 1% 이내이었다. 회전에 관계없이 부하가 인가되었을 때의 추정토크는 기준토크와 0.3~1초의 시간지연을 보이는데 이것은 인가된 부하로 인하여 유도전동기가 규정속도와 토크를 얻는데 시간이 지연됨을 뜻한다.

5. 결론

본 논문에서는 유도전동기의 파라미터 추정방법과 그를 이용한 토크 추정방법을 제안하였다. 파라미터추정을 위해 TI사의 TMS320C31 DSP chip을 이용하여 공간벡터 PWM을 실현하였다. 파라미터추정은 오프라인으로 시행되었고 결과적으로 오차 7%이내의 값들을 얻었다. 고정자 전류를 측정한 후 이로부터 자화전류와 자속, 슬립각속도 및 토크를 추정하였다. 무부하나 부하시 둘 다 토크를 잘 추정하였으면 특히 1000rpm 이상에서 1%오차 이내로 잘 추정하였다.

참고문헌

- (1) Bose, B. K., 1986, *Power electronics and AC Drives*, Prentice Hall, New Jersey.
- (2) Rajashekara, K., Kawamura, A. and Matsute, K., 1996, *Sensorless Control of AC Motor Drives*,

- IEEE PRESS.
- (3) Lipo Thomas A., 1994, "Motion Control with Induction Motors," *Proceedings of The IEEE*, Vol. 82, No. 8.
- (4) Kanmachi, T. and Takahashi, I., 1993, "Sensorless Speed Control of An Induction Motor with No Influence of Secondary Resistance Variation," *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 408~413.
- (5) HU, J. and WU, B., 1997, "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range," *IEEE PESC'97*, pp. 1075~1081.
- (6) Lee, I. H. and Kwon, W. T., 2001, "Development Of Torque Monitoring System Of Induction Spindle Motor Using G-program LabVIEW," *Jour. of KSPE*, Vol. 18, No. 10, pp. 184~19.
- (7) Lee, S. G., Noh, C. J., Kim, Y. S. and Oh, J. S., 1997, "A Study on the Robust Speed Control Characteristics of Induction Motor using State Observer," *Jour. of KOSME*, Vol. 21, No. 5, pp. 503~511.
- (8) Park, J. W. and Kwon, W. T., 2002, "Speed Sensorless Torque Monitoring of Induction Spindle Motor using Graphical Programming," *Jour. of KSPE*, Vol. 19, No. 10, pp. 107~113.
- (9) Huh, K. S. and Kim, J. O., 2000, "Turning Force Based on the Estimated Cutting Force," *Jour. of KSPE*, Vol. 17, No. 5, pp.173~179
- (10) Kim, C. H. and Kim, G. S., 2000, "Study on the Induction Motor Parameter Estimation," *Proceedings of KIPE*, pp. 199~202.
- (11) Akiyama, M., Kobayashi, K. and EI-Sharkawi, I.M.A., 1996, "Auto-Tuning for Vector Controlled Induction Motor Drives," *T.IEE Japan*, Vol. 8, No. 8, pp. 884~851.