

가변 회전자 자속 지령에 의한 센서리스 유도전동기의 회전자 저항 실시간 동정

論 文
54B-2-8

On-line Identification of Rotor Resistance for Sensorless Induction Motors Using Variable Rotor Flux

李 珍 國* · 鄭 碩 權†
(Zhen-Guo Lee · Seok-Kwon Jeong)

Abstract - The newly developed speed sensorless control scheme is proposed to estimate both motor speed and rotor resistance simultaneously using variable rotor flux. The rotor flux is given as sinusoidal waveform with an amplitude and a frequency without affecting precise torque control. Especially the proposed method makes the simultaneous estimation of rotor resistance and speed with high precision even though at the low speed area including a few rpm. Moreover, on-line identification of rotor resistance can be performed simply without calculating troublesome trigonometric functions and complicated integral computation. Therefore, the proposed system can be accomplished by using very cheap microprocessors for several applications. The results of the numerical simulations and experiments demonstrate that this method is effective to estimate the speed and on-line identification of rotor resistance for sensorless induction motors.

Key Words : 유도전동기, 순시 토크 제어법, 센서리스 속도제어, 가변 회전자 자속, 회전자 저항 동정

1. 서 론

유도전동기의 센서리스 속도제어는 궁극적으로 유도전동기의 장점인 구조적 강인성을 최대한 살리면서, 성능 면에서도 고정도의 순시 토크제어가 가능한 전 운전 영역에서의 센서리스 속도제어를 지향하고 있다[1]. 센서리스 속도제어에서의 속도 추정 알고리즘은 대부분 유도전동기의 전압 및 전류 모델을 기반으로 하고 있어, 추정 알고리즘에 사용된 유도전동기의 파라미터 값들이 실제 값과 오차가 있을 경우, 정확한 속도 추정이 어렵다. 특히, 유도전동기의 파라미터 가운데 회전자 저항은 운전 중, 큰 폭으로 변화하므로 이를 정확히 동정해야만 정밀한 센서리스 속도제어가 가능하다. 속도센서를 갖는 유도전동기의 벡터제어에서 회전자 저항만을 동정하는 것은 그다지 어렵지 않다. 그러나, 센서리스 속도제어일 경우에는 속도와 회전자 저항을 동시에 추정하거나 회전자 저항 변동에 강인한 센서리스 속도제어법을 구현해야만 한다. 현재, 유도전동기의 센서리스 속도제어를 위한 속도 추정 알고리즘은 많이 제안되어 있지만, 속도와 회전자 저항을 동시에 동정할 수 있는 알고리즘은 많지 않다. [2-15]. 이는 유도전동기 운전 중, 정상상태에서는 속도 추정 오차와 회전자 저항 추정 오차의 분리가 사실상 어렵기

때문이다[2].

기존의 센서리스 속도제어에서 회전자 저항 변동에 강인한 제어법으로서의 속도 과도상태에서의 전류와 회전자 자속의 과도상태를 이용하여 회전자 저항을 추정하는 방법[3], 여자 전류 지령 값에 교류 성분을 중첩시켜 회전자 저항을 추정하는 방법[2], 슬롯 고조파를 검출하여 회전자 저항 설정 값을 보상하는 방법[4] 등을 대표적으로 들 수 있다. 이 가운데 슬롯 고조파를 이용하는 방법은 저속 영역에서의 회전자 저항 추정이 곤란하고, 여자전류 지령 값에 교류 성분을 중첩시키는 방법은 토크나 실제 속도에 리플이 많이 발생되며, 과도상태를 이용하는 방법은 정속도 운전시 회전자 저항의 추정이 불가능하게 되는 문제점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해, 저자 등은 회전자 자속 지령을 소정의 진폭과 주기를 갖는 정현파 형태로 인가함으로써 속도 추정과 동시에 회전자 저항의 실시간 동정이 가능한 새로운 센서리스 속도제어 방법을 제안한 바 있다[1]. 제안된 방법은 저속 영역은 물론 수 rpm 영역과 같은 극 저속 영역의 과도상태뿐만 아니라 정상상태에서도 회전자 저항을 속도와 동시에 고정도로 추정할 수 있었다. 그러나, 제안된 그 방법은 회전자 저항 동정 시 번거로운 삼각함수 연산과 적분 연산이 요구되어 현장 적용 시 고가의 마이크로프로세서를 사용해야 하며, 고정 소수점 연산방식의 마이크로프로세서일 경우 연산 알고리즘이 복잡하게 되는 문제점이 있었다.

본 논문에서는 기존의 회전자 저항 동정 시에 요구되는 삼각함수 연산과 적분 연산을 필요로 하지 않는 새로운 방법을 제안한다. 이 방법은 인버터에 탑재되는 마이크로프로세서의 연산 부담을 획기적으로 줄일 수 있으므로 보다 실

† 교신저자, 正會員 : 釜慶大學校 機械工學部 副教授 · 工博
E-mail : skjeong@pknu.ac.kr

* 正會員 : 釜慶大學校 大學院 메카트로닉스 博士修了
接受日字 : 2004年 10月 30日
最終完了 : 2004年 12月 11日

용적인 회전자 저항 동정법을 갖는 센서리스 속도제어계의 구축이 가능하다.

제안한 방법은 문헌[1]에서와 같이 원하는 출력 토크와 회전자 자속의 크기를 입력 파라미터로 하는 순시 토크 제어기를 이용하여 유도전동기에 인가될 전압지령을 연산함으로써 d , q 축 전류제어기의 번거로운 PI 게인 설정을 피할 수 있는 장점은 그대로 살리고 있다. 이처럼 전압지령 연산에 있어 전류 정보를 사용하지 않으므로 저속 영역에서의 속도 추정 정도 또한 향상된다. 특히, 본 논문의 속도 추정식은 회전자 저항 변수를 포함하지 않으므로 모델 기준 적응 제어(Model Reference Adaptive Control; 이하 MRAC)법을 이용하였다[2,5]. 따라서 제안한 센서리스 속도제어는 속도와 회전자 저항의 동시 추정이 가능하면서도 회전자 저항을 속도 추정식에 포함하는 여타의 제어방식에 비해 기본적으로 회전자 저항 변동에 강인한 제어계로 된다. 마지막으로 본 제안 방법은 다양한 수치 시뮬레이션 및 실제 실험을 통해 회전자 저항의 실시간 동정과 속도의 동시 추정이 가능한 우수한 센서리스 속도제어임이 입증된다.

2. 센서리스 속도제어 알고리즘

2.1 피드포워드적 순시 토크 제어법

피드포워드적 순시 토크 제어법은 그림 1과 같이 유도전동기의 수학적 모델에 근거하여, 과도토크 없이 원하는 출력 토크와 회전자 자속을 독립적으로 발생하도록 필요한 전압을 연산하는 기법이다[1]. 이 기법은 전압지령 연산 시, 모터의 전류 정보에 의존하지 않고 모터의 파라미터와 속도 정보만을 이용하여 피드포워드적으로 전압 지령 값을 연산하여 모터에 인가함으로써 순시 토크를 제어한다는 점이 특징이다.

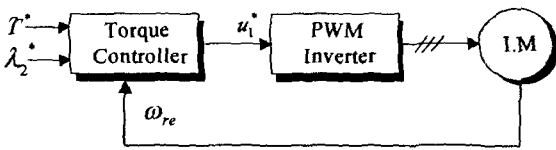


그림 1 순시 토크 제어 개념도

Fig. 1 Schematic diagram of quick torque control system

그림 1에서 T^* , λ_2^* , u_1^* 은 토크, 회전자 자속, 고정자 전압을 각각 나타내며, ω_{re} 는 회전자 전기 각속도, 그리고 기호 '*'는 지령 값을 각각 나타낸다.

유도전동기의 회로방정식으로부터 고정자측 전압 지령 값과 전원 각주파수의 표현식 (1)과 (2)를 얻을 수 있다[1].

$$u_1^* = \left\{ (a_{1d}\lambda_2^* + a_{2d}p\lambda_2^* + a_{3d}p^2\lambda_2^* - a_{4d}\omega_{re}\frac{T^*}{\lambda_2^*} - a_{5d}\frac{T^{*2}}{\lambda_2^{*3}}) + j(a_{1q}\omega_{re}\lambda_2^* + a_{2q}\omega_{re}p\lambda_2^* + a_{3q}\frac{T^*}{\lambda_2^*} + a_{4q}\frac{pT^*}{\lambda_2^*}) \right\} e^{j\omega_{ref}t} \quad (1)$$

$$\omega_0 = \omega_{re} + \frac{R_2 T^*}{P\lambda_2^{*2}} \quad (2)$$

여기서, 각 계수들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_{1d} &= \frac{R_1}{M}, & a_{2d} &= \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{MR_2}, & a_{3d} &= \frac{\sigma^2}{MR_2}, \\ a_{4d} &= \frac{\sigma^2}{PM}, & a_{5d} &= \frac{\sigma^2 R_2}{P^2 M}, & a_{1q} &= \frac{L_1}{M}, \\ a_{2q} &= \frac{\sigma^2}{MR_2}, & a_{3q} &= \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{PM}, & a_{4q} &= \frac{\sigma^2}{PM}, \\ \sigma^2 &= L_1 L_2 - M^2 \end{aligned}$$

한편, 수식에서, $R_i (i=1, 2)$ 는 저항(고정자, 회전자), L_i 는 자기 인덕턴스, M 은 상호 인덕턴스, P 는 극대수(pole pair number), $p (= d/dt)$ 는 미분연산자를 각각 나타낸다. 식(1)에서 전압 u_1 은 복소변수로서 그 실수부가 α 축, 허수부가 β 축에 각각 대응하고 있다. 식(1)과 식(2)로부터 전압 지령과 전원 각주파수는 유도전동기의 파라미터와 속도, 그리고 토크와 회전자 자속 지령을 통해 연산될 수 있음을 알 수 있다. 또한, 이 지령은 유도전동기의 파라미터와 속도 정보가 정확할 경우, 식(3)과 같이 시간에 관한 과도현상이 없는 전류를 생성하여 과도현상이 없는 지령 값에 추종하는 순시 토크가 출력되게 된다.

$$\hat{i}_1 = \left\{ \left(\frac{\lambda_2^*}{M} + \frac{L_2}{MR_2} p\lambda_2^* \right) + j \frac{L_2 T^*}{PM\lambda_2^*} \right\} e^{j\omega_{ref}t} \quad (3-a)$$

$$\hat{i}_2 = \left(-\frac{p\lambda_2^*}{R_2} - j \frac{T^*}{P\lambda_2^*} \right) e^{j\omega_{ref}t} \quad (3-b)$$

식(3)에서 실수부 및 허수부는 ω_0 로 회전하는 직교 2축 좌표계($d-q$)에서 d 축 및 q 축에 각각 대응되며, 기호 '∧'는 모터로부터의 실제 검출 값과 구분하기 위한 모델로부터의 이론적인 값을 나타낸다. 특히, 식(3-a)는 순시 토크 제어기에 입력된 토크와 회전자 자속 지령 값 및 모터 파라미터로부터 연산된 이론바 모델에 의한 고정자 전류이다. 이 식(3-a)로부터, 가변하는 회전자 자속 지령을 입력할 경우, 고정자 전류의 d 축 정보로부터 회전자 저항을 동정할 수 있음을 알 수 있다. 또한, q 축 정보로부터 속도에 관한 추정식을 유도할 수 있음을 아래에서 보인다.

2.2 MRAC을 이용한 속도 추정법

MRAC을 이용한 센서리스 속도제어에서는 그림 2와 같이 추정하고자 하는 속도정보가 포함되어 있는 제어기와 실제 모터로 구성된 가변모델의 출력이 속도와 무관한 기준모델의 출력에 일치하도록 즉, 출력오차가 0이 되도록 적응 메커니즘을 구성하여 회전자 속도를 추정한다. 유도전동기의 운동방정식으로부터 회전자 속도는 유도전동기의 출력토크에 의해 결정되고, 식(3-a)로부터 유도전동기의 출력토크는 고정자 전류의 q 축 정보에 의해 연산이 가능하므로, 회전자

속도는 궁극적으로 1차전류의 q 축 정보로부터 추정할 수 있음을 알 수 있다.

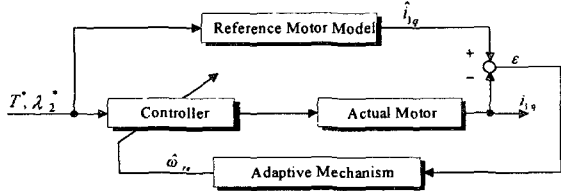


그림 2 MRAC을 이용한 속도 추정 구조
Fig. 2 Speed estimation mechanism using MRAC

그림 2에서 제어기는 앞서 기술한 그림 1의 순시 토크 제어기로서 식(1)에 의해 전압지령을 출력한다. 한편, 기준모델은 식(3-a)의 허수부로부터 얻어진 식(4)를 사용하였다.

$$\hat{i}_{1q} = \frac{L_2}{PM} \frac{T^*}{\lambda_2^*} \quad (4)$$

이 기준모델은 모터의 파라미터, 토크지령과 회전자 자속 지령에 의해 결정되므로, 회전자 속도와는 무관하다. 회전자 속도에 관한 식을 유도하기 위해 우선 유도전동기의 운동방정식으로부터 식(5)를 얻는다.

$$p(\hat{\omega}_{re} - \omega_{re}) = \frac{1}{J}(T - T^*) \quad (5)$$

여기서, 속도항의 상첨자 기호 '∧'는 모델로부터의 추정 값을 나타낸다. 회전 직교 2축 좌표계에서 출력 토크는 회전자 자속과 고정자 전류의 q 축 성분과의 곱이므로 식(5)는 식(6)과 같이 쓸 수 있다.

$$p(\hat{\omega}_{re} - \omega_{re}) \propto \lambda_2^*(\hat{i}_{1q} - i_{1q}) \quad (6)$$

식(5), 식(6)에서 J 는 관성모멘트, i_{1q} 는 모터에서 실제로 측정 가능한 고정자 전류의 q 축 값을 나타낸다. 식(6)으로부터 속도를 추정하기 위한 적응 메커니즘을 다음의 식(7)과 같이 선정한다.

$$\hat{\omega}_{re} = K_{pT}\lambda_2^*(\hat{i}_{1q} - i_{1q}) + K_{iT} \int \lambda_2^*(\hat{i}_{1q} - i_{1q}) dt \quad (7)$$

여기서 K_{pT} , K_{iT} 는 PI 게인으로서 양수 값이다.

운전 중, 제어기와 기준모델에서 사용한 유도전동기의 파라미터 및 추정 속도가 실제 유도전동기의 파라미터 및 회전자 속도를 정확하게 반영한다면 그림 2의 i_{1q} 와 \hat{i}_{1q} 는 반드시 같게 된다. 그러므로 적응 메커니즘 식(7)에 의해 추정되는 회전자 속도의 정확성은 유도전동기의 파라미터 정확성에 크게 의존한다. 즉, 시스템에서 사용한 유도전동기의 파라미터와 실제 유도전동기의 파라미터 간에 오차가 있을 경우 정확한 속도 추정을 할 수 없게 된다. 또한, 유도전동

기의 파라미터 가운데 회전자 저항은 운전 도중 큰 폭으로 변화한다. 따라서, 정확한 속도 추정을 위해 속도 추정과 더불어 변동하는 회전자 저항을 실시간으로 동정해야 함을 알 수 있다. 다만, 기준모델 식(4)와 속도 추정식 (7)은 회전자 저항 정보를 포함하고 있지 않으므로 이 방법은 회전자 저항을 포함한 속도 추정식에 의한 방법보다는 회전자 저항 변동에 강인한 센서리스 제어법임을 알 수 있다.

2.3 속도와 회전자 저항의 동시 동정을 위한 회전자 자속의 가변 필요성

회전자 저항을 동정하기 위해서는 회전자 자속을 가변할 필요가 있음을 식(3-a)로부터 알 수 있다. 더욱이, 유도전동기의 센서리스 속도제어에서 정상상태에서도 속도와 회전자 저항을 동시에 동정하기 위해서는 회전자 자속의 가변이 필수적임을 그림 3의 등가회로를 통해 간단히 설명한다.

그림 3은 유도전동기가 정상 운전 시, 동기속도로 회전하는 회전자 자속 기준의 회전 직교 2축 좌표계($d-q$)에서의 일반적인 등가회로이다.

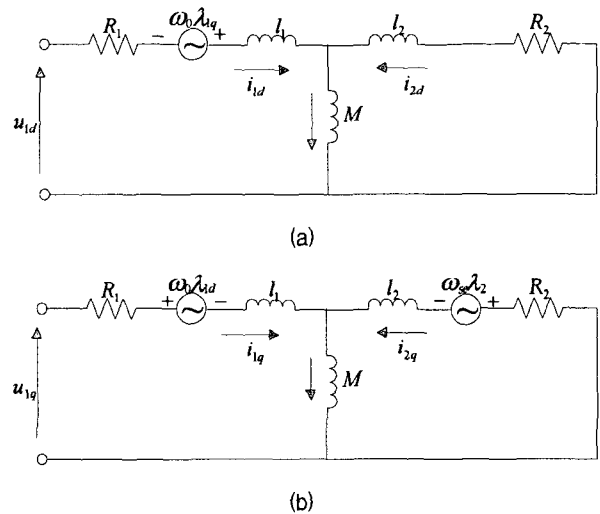


그림 3 회전 직교 2축 좌표계에서의 유도전동기 등가 회로 (a) 회전자 자속 축, (b) 토크 축

Fig. 3 Equivalent circuit in a synchronous reference frame; (a) rotor flux axis, (b) torque axis

그림 3에서 l_1 , u_{1d} , u_{1q} , i_{1d} , i_{1q} , λ_{1d} , λ_{1q} 는 누설 인덕턴스, 고정자 전압, 고정자 전류, 고정자 자속을 각각 나타내며, ω_{se} 는 슬립 각 주파수를, 그리고 하첨자 d, q 는 $d-q$ 좌표계에서의 각 축 성분을 나타낸다.

그림 3으로부터 고정자축 d, q 축 전류는 식(8)과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{1d} = \frac{1}{M} \lambda_2 + \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_2} p \lambda_2 \quad (8-a)$$

$$i_{1q} = \frac{L_2}{M} \frac{1}{R_2} \omega_{se} \lambda_2 \quad (8-b)$$

여기서, 회전자 자속의 d, q 축 값은 그림 3에서 식(9)와 같

은 관계를 만족한다.

$$\lambda_{2d} = M i_{1d} + L_2 i_{2d} = \lambda_2, \quad \lambda_{2q} = M i_{1q} + L_2 i_{2q} = 0 \quad (9)$$

따라서, 회전자 자속의 크기를 불변으로 할 경우, 고정자 전류의 d, q 축 정보만으로는 회전자 속도와 회전자 저항을 동시에 얻을 수 없음을 식(8)로부터 알 수 있다. 이와 반대로, 회전자 자속의 크기를 가변해야만 d 축 전류 정보를 이용하여 회전자 저항을, q 축 전류 정보와 추정된 회전자 저항 정보를 이용하여 회전자 속도를 얻을 수 있으므로 회전자 속도와 회전자 저항의 동시 동정을 위해서는 유도전동기의 회전자 자속의 크기를 가변할 필요가 있음을 알 수 있다.

2.4 가변 회전자 자속 지령에 의한 회전자 저항의 동정

앞 절에서 언급했듯이, 속도와 회전자 저항의 동시 동정을 위해서는 유도전동기의 회전자 자속의 크기를 가변해야 하며, 이는 2.1절에서 소개한 순시 토크 제어기에서 가변하는 회전자 자속 지령을 입력하는 방식으로 실현할 수 있다.

회전자 자속 지령은 미분 연산의 편의를 위해 식(10)과 같이 정격 회전자 자속에 일정한 크기와 주파수를 갖는 정현파 신호의 교류 성분을 중첩시킨다.

$$\lambda_2^* = \lambda_R (1 + A \sin Bt) \quad (10)$$

식(10)에서 λ_R 은 회전자 자속의 정격 값을 나타내며, A 와 B 는 회전자 자속의 정격 값에 중첩할 정현파 신호의 진폭과 각속도를 각각 나타낸다. 이 값들은 정밀한 토크 제어 정도에 영향을 미치지 않을 정도의 미소한 값으로 정한다[1].

회전자 저항 동정 시의 번거로운 삼각함수 연산을 피하기 위해, 우선, 식(10)을 2차 미분하여 식(11)을 얻고, 다음으로 식(10)과 식(11)을 연립하여 삼각함수 항을 소거한 식(12)를 얻는다.

$$p^2 \lambda_2^* = -\lambda_R A B^2 \sin Bt \quad (11)$$

$$p^2 \lambda_2^* = B^2 \lambda_R - B^2 \lambda_2^* \quad (12)$$

회전자 자속 지령을 식(10)과 같이 주었을 때, 식(3-a)의 d 축 정보로부터 식(13)이 얻어진다.

$$\hat{i}_{1d} = \frac{\lambda_2^*}{M} + \frac{L_2}{MR_2} p \lambda_2^* \quad (13)$$

식(13)으로부터 회전자 저항을 동정하게 되면 식(14)와 같이 분자, 분모 항이 모두 정현파 형태로 변화하므로 그 값이 0 혹은 아주 작은 값으로 될 경우, 정확한 회전자 저항 동정이 어렵게 된다.

$$R_2 = \frac{L_2 p \lambda_2^*}{M \hat{i}_{1d} - \lambda_2^*} \quad (14)$$

이와 같은 문제점을 해결하기 위하여 식(13)을 미분하여, 식(12)를 미분한 식에 대입하면 식(15)가 얻어진다. 식(13)의 미분과정에서 회전자 저항의 시간에 대한 변화율이 고정자 전류의 d 축 성분의 변화율보다 훨씬 작으므로 회전자 저항의 미분 항은 무시하였다.

$$\begin{aligned} p \hat{i}_{1d} &= \frac{p \lambda_2^*}{M} + \frac{L_2}{MR_2} p^2 \lambda_2^* \\ &= \frac{p \lambda_2^*}{M} + \frac{L_2 B^2}{MR_2} \lambda_R - \frac{L_2 B^2}{MR_2} \lambda_2^* \end{aligned} \quad (15)$$

식(15)로부터 회전자 저항의 동정식 (16)이 얻어진다.

$$R_2 = \frac{L_2 B^2 \lambda_R}{M p \hat{i}_{1d} - p \lambda_2^* + \frac{L_2 B^2}{R_2} \lambda_2^*} \quad (16)$$

식(16)에서 고정자 전류의 d 축 성분을 실제 검출 값으로, 회전자 저항을 회전자 저항 동정 값으로 대체하여 고쳐 쓰면 본 논문에서 제안하고자 하는 간편한 회전자 저항 동정식 (17)이 최종적으로 얻어진다. 식에서 회전자 저항의 상첨자 기호 ‘ \wedge ’는 모델로부터의 동정 값을 나타낸다.

$$R_2 = \frac{L_2 B^2 \lambda_R}{M p i_{1d} - p \lambda_2^* + \frac{L_2 B^2}{R_2} \lambda_2^*} \quad (17)$$

한편, 식(17)에서 i_{1d} 는 유도전동기의 회전자 자속에 해당하는 전류로서 유도전동기내의 회전자 자속 변화가 그다지 크지 않으므로 i_{1d} 의 급격한 변화가 없어, 실제 실험에서 i_{1d} 의 미분 연산은 가능하다.

2.5 제어시스템의 구축

그림 4는 속도와 회전자 저항의 동시 동정이 가능한 센서리스 속도제어 시스템의 블록도이다. 전체 제어시스템은 크

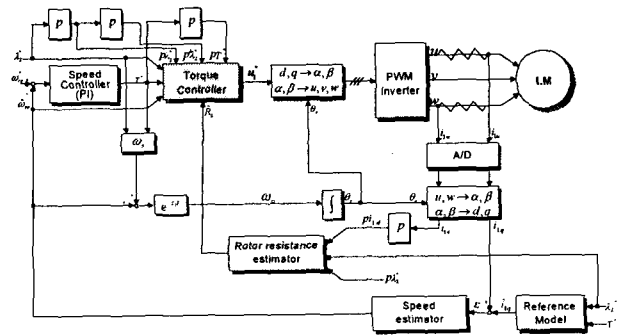


그림 4 회전자 저항의 실시간 동정이 가능한 센서리스 속도제어 시스템

Fig. 4 Speed sensorless control system with on-line identification of rotor resistance

계 PI 속도 제어기, 순시 토크 제어기, 속도 추정부, 회전자 저항 동정부로 구성되어 있다. 제안한 제어시스템은 전압지령을 전류 피드백으로부터 구하지 않고, 유도전동기 파라미터와 속도 정보로부터 피드포워드적으로 식(1)과 같이 출력한다. 속도 추정에는 식(7)을, 회전자 저항 동정에는 식(17)을 각각 이용하였다.

3. 수치 시뮬레이션 및 고찰

3.1 수치 시뮬레이션 모델

시뮬레이션에서 사용한 컨트롤러는 전압형 PWM 인버터를 가정하였으며 캐리어주파수는 3[kHz], 삼각파 변조방식, 제어주기는 1[ms]로 각각 설정하였다. 유도전동기의 수학적 모델에서의 전류 연산과 속도 연산을 위한 적분주기는 1[μs]로 각각 설정하였고, 시뮬레이션과 실험에 사용된 유도전동기의 정격 값과 파라미터 값들은 표 1과 같다.

표 1 유도전동기의 정격값 및 파라미터
Table 1 Motor parameters and rated values

P_R	2.2	[kW]	P	2
U_R	220/380	[V]	I_R	9.2/5.3
R_1	2.54	[Ω]	R_2	0.43
L_1	169.11	[mH]	L_2	169.11
M	163.25	[mH]	J	0.003
				[N · m · s ² /rad]

3.2 순시 토크 제어 시뮬레이션

제안한 속도와 회전자 저항의 추정 정도는 순시 토크 제어기의 성능과 직접적인 관계가 있다. 따라서, 우선 순시 토크 제어기의 토크 추종 성능과 회전자 자속의 추종 성능을 고찰한다.

이 시뮬레이션은 토크 제어기의 성능 확인이 주된 목적이므로 속도 제어기와 회전자 저항 추정부를 없애고 단지 순시 토크 제어기만 남겼으며, 연산된 유도전동기의 속도 정보를 바로 순시 토크 제어기에 인가하였다. 또한, 시뮬레이션에서는 초기 속도를 50[rpm], 부하는 3[N · m]인 일정 토크 부하로 가정하였다. 그리고, 토크지령은 3[N · m]에서 ±1[N · m]의 폭으로 스텝적인 변화를 하도록 설정하였다. 회전자 자속 지령은 식(10)에서 $A=0.1$, $B=5.0$ 으로 각각 설정하였고, 응답은 간략화한 Gopinath형 자속 관측기를 통하여 얻은 값이다[17].

그림 5는 이와 같은 조건 하에서의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 5에서는 전 속도 영역에서 스텝상의 토크 지령과 정현파 형태의 회전자 자속 지령 하에서도 유도전동기의 출력토크는 토크 지령 값을, 회전자 자속은 회전자 자속 지령 값을 각각 잘 추종하고 있음을 보여주고 있다. 그리고 동일 그림의 전압 파형과 전류 파형을 관찰하면, 토크 지령이 매번 스텝으로 변화할 때마다 고정자 전압에 과도토크를 소거하기 위한 순시 과도 전압이 인가되고 있음을 알 수 있

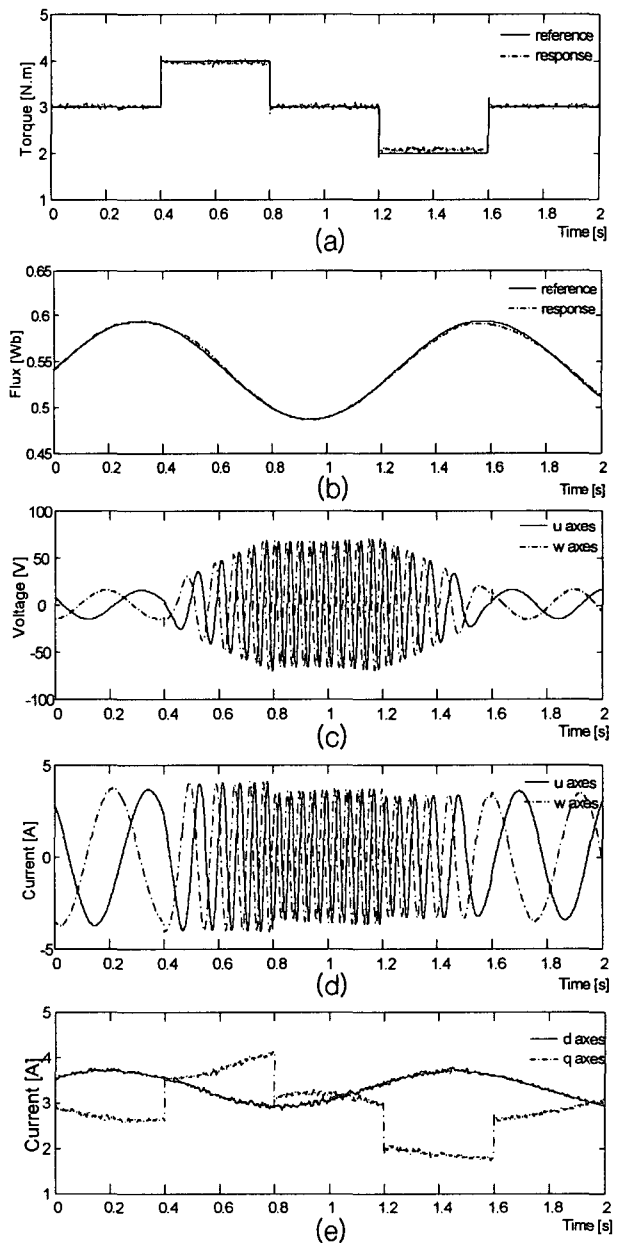


그림 5 토크의 스텝 지령 하에서의 응답 및 회전자 자속 응답 (a) 토크지령과 응답 (b) 회전자 자속 지령과 응답 (c) u, w상 전압 (d) u, w상 고정자 전류 (e) d, q축 고정자 전류

Fig. 5 Response of torque and the rotor flux under the stepwise torque command; (a) torque reference and response (b) rotor flux reference and response (c) phase voltage of u and w (d) stator current of u and w phase (e) stator current of d and q phase

고 이때에도 고정자 전류에는 스파이크성 대전류가 발생하지 않고 있음을 알 수 있다. 또한, 동일 그림의 고정자 전류의 d축 파형을 보면 출력 토크에 비례하는 q축 파형의 스텝적인 변화와는 달리 회전자 자속 지령과 같은 정현파 형태로 변동하는 것을 알 수 있다.

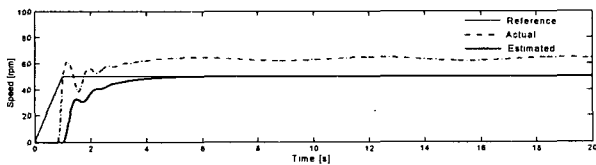


그림 6 회전자 저항의 동정 오차가 속도 추정에 미치는 영향 (지령속도 50[rpm])

Fig. 6 The effect of the identification error of the rotor resistance to estimated speed (speed reference 50[rpm])

3.3 센서리스 속도제어 시뮬레이션

먼저, 회전자 저항의 동정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향을 수치 시뮬레이션을 통해 검토해 본다.

그림 6은 회전자 저항의 동정 값이 실제 값에 비해 100%의 오차를 가질 경우, 50[rpm] 속도지령에서의 추정 속도와 실제속도의 결과이다.

이 결과로부터 회전자 저항의 동정 오차는 속도 추정에 큰 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 즉, 이 경우에는 추정된 속도가 실제 속도보다 낮게 나타남을 알 수 있다.

그림 7 (a)는 속도지령 50[rpm], 부하토크 3[N·m]일 때의 센서리스 속도제어계의 회전자 저항 동정 시뮬레이션 결과를 보여준다. 회전자 저항의 초기 설정 값은 1[Ω]으로 하였고, 식(17)에 의한 회전자 저항 동정은 모터 기동 순간을

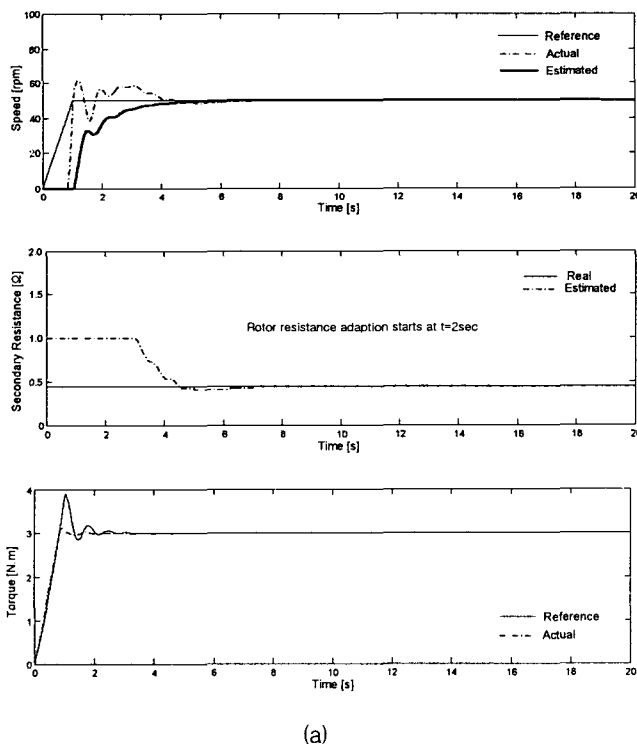
피하여 2[sec]후에 시작하도록 하였다. 수치 시뮬레이션에서 사용한 A, B, K_pT, K_iT 는 0.05, 0.5, 0.0045, 225였다.

그림에서 속도 응답은 기동 시에 추정 속도와 실제 속도 간 큰 오차가 발생함을 보인다. 이는 기동 시 회전자 저항 초기 설정 값과 실제 값과의 오차로 인한 영향이다. 그러나, 회전자 저항의 동정 값이 점차 실제 값으로 수렴해감에 따라 추정 속도도 정확하게 실제 속도를 추종하고 있음을 알 수 있다.

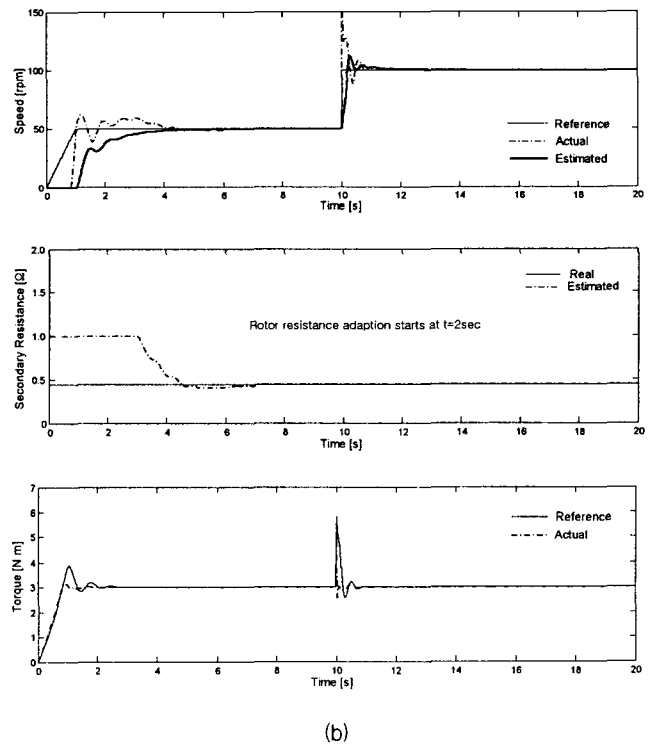
그림 7 (b)는 그림 7 (a)와 동일한 조건 하에서 속도지령을 50[rpm]부터 100[rpm]으로 스텝적인 변화를 하도록 설정하였을 때의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림에서 회전자 저항의 동정 값이 속도지령의 변동과는 무관하게 실제 값을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다. 또한 추정 속도도 실제 속도를 잘 반영하고 있음을 보여준다. 그리고 스텝적인 속도 지령을 인가했을 때 속도 응답에 오버슈트가 발생하고 있다. 이는 속도제어기와 적응메커니즘의 PI제어를 적절히 선정함으로써 해결할 수 있다.

4. 실험 결과 및 고찰

그림 8은 DSP를 베이스로 한 실험시스템을 나타낸다. 실험에 사용한 DSP는 TI사의 TMS320C32-50[MHz]로서 연산속도는 1명령 실행당 40[ns]이다. 실험에서 캐리어주파수는 3



(a)



(b)

그림 7 회전자 저항 동정을 포함한 센서리스 속도제어의 시뮬레이션 결과 (회전자 저항의 초기 설정 값 1[Ω]) (a) 50[rpm] (b) 50~100[rpm]

Fig. 7 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation; (initial rotor resistance set 1 [Ω]); (a) 50[rpm] (b) 50~100[rpm]

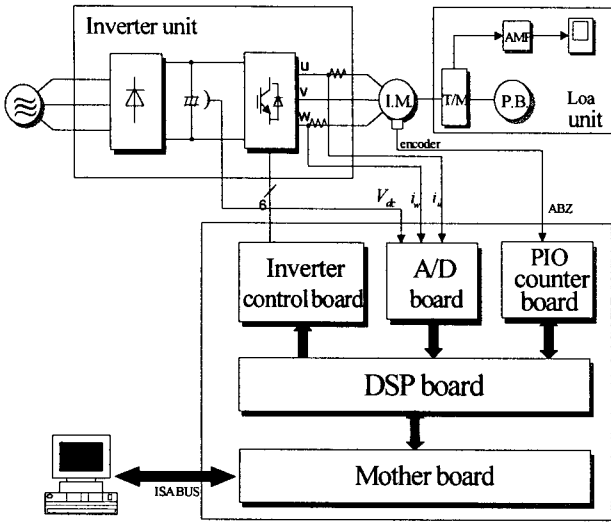


그림 8 DSP기반의 하드웨어 시스템
Fig. 8 DSP-based hardware system

[kHz], 삼각파 변조방식을 사용하였고, 속도 샘플링주기는 1 [ms]로 설정하였으며, 엔코더는 실제 속도와 추정 속도를 상호 비교하기 위하여 1000[puls/r]를 발생하는 증분형을 사용하였다. 그리고 부하시험을 위한 부하 인가장치는 속도의 크기와 관계없이 일정한 토크를 출력하는 파우더브레이크 (P.B.)를 사용하였다. 한편, 출력 토크의 확인을 위해 토크미터(일본 KYOWA사 TP-5KMCB형)를 축에 설치하였다. 실험 결과에 나타난 실제 속도는 유도전동기 축에 장착한 엔코더로부터 검출한 값이고, 회전자 자속 응답은 간략화한 Gopinath형 자속 관측기를 통하여 얻은 값이며[17], 토크 응답은 회전자 자속 응답과 고정자 전류의 곱으로 연산한 값이다.

그림 9는 회전자 저항의 동정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향을 실제 실험을 통해 얻은 결과이다. 실험에서 회전자 저항의 설정 값은 실제 값보다 큰 1[Ω]으로, 부하는 3.5[N.m]의 일정 토크 부하로 하였을 때, 50[rpm] 속도지령에서의 추정 속도와 실제 속도의 결과이다. 이 결과로부터 회전자 저항의 동정 오차는 시뮬레이션 결과인 그림 6에서와 마찬가지로 속도 추정에 큰 영향을 미치고 있음을 보여준다.

그림 10은 속도지령 50[rpm], 부하토크 3.5[N.m], 회전자 저항의 초기 값이 실제 값일 때의 센서리스 속도제어계의 회전자 저항 동정 실험 결과이다. 식(17)에 의한 회전자 저

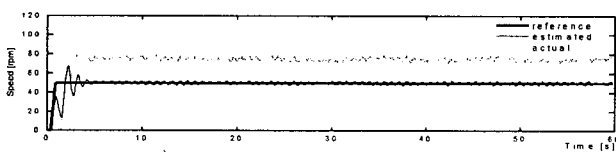


그림 9 회전자 저항 동정 오차가 속도 추정에 미치는 영향 (지령속도 50[rpm])
Fig. 9 The effect of the identification error of the rotor resistance to estimated speed (speed reference 50[rpm])

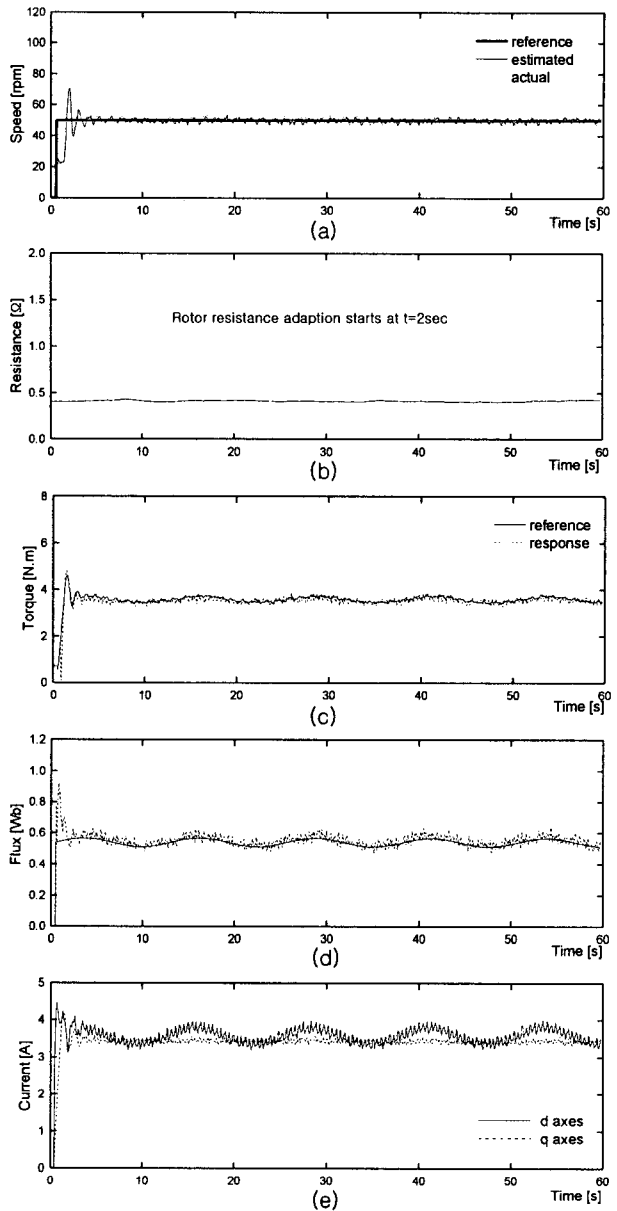
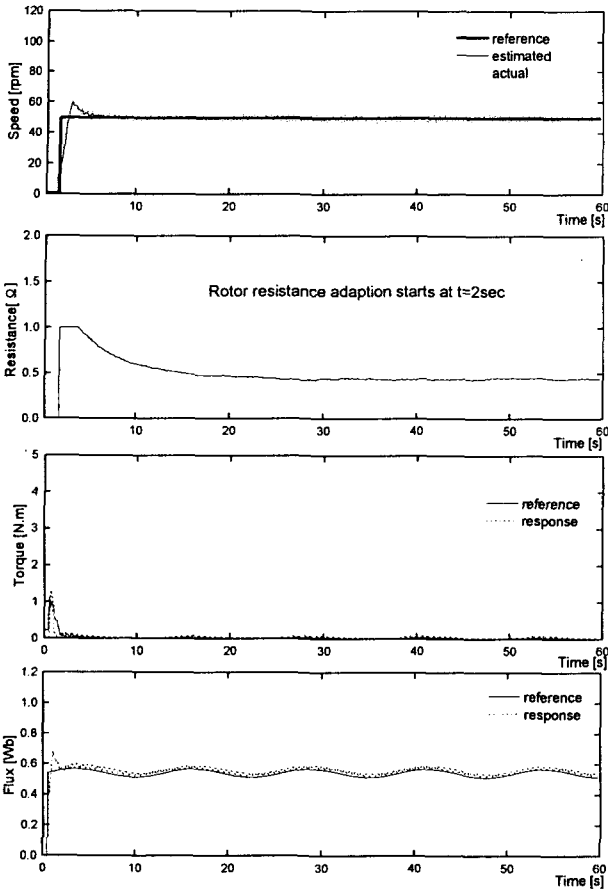


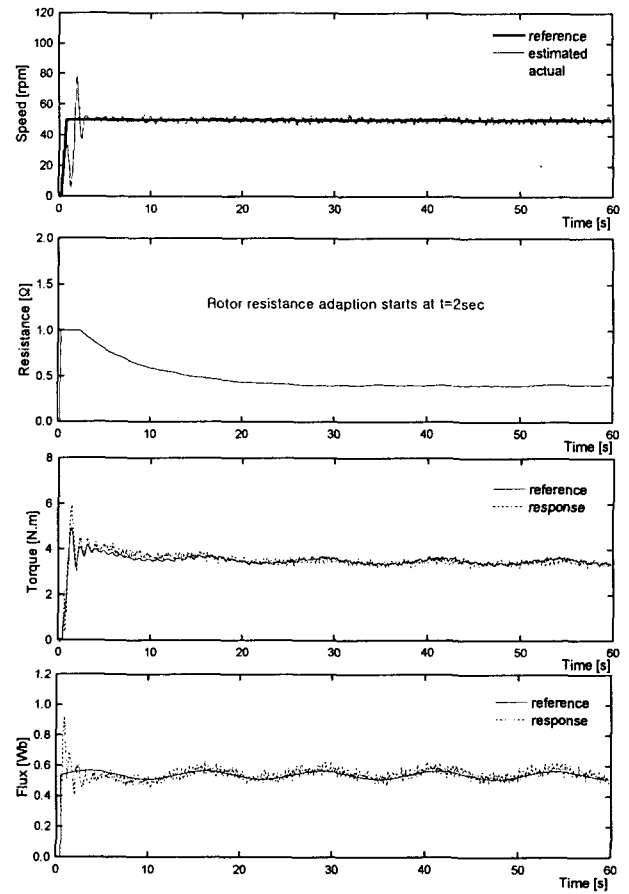
그림 10 회전자 저항의 초기 값이 실제 값으로 주었을 때, 부하 및 저속(50[rpm]) 운전 실험 결과 (a) 속도 지령 값, 검출 값 및 추정 값 (b) 회전자 저항 (c) 토크 지령과 응답 (d) 회전자 자속 지령과 응답 (e) d, q 축 고정자 전류

Fig. 10 Experimental result of low speed(50[rpm]) operation with load; (a) reference, actual, and estimated speed (b) rotor resistance (c) torque reference and response (d) rotor flux reference and response (e) stator current of d and q phase

항 동정은 2[sec]후에 시작하도록 하였다. 실험에서 A, B, K_{pT}, K_{iT} 는 0.05, 0.5, 0.0045, 225로 각각 설정하였고, 고정자 전류의 d, q 축 성분 및 회전자 저항 추정 값에 각각 저역통과 필터(L.P.F)를 사용하였다. 그림에서 추정 속도가 실제 속도를 정확하게 추종하고 있고, 회전자 저항 동정 또한



(a)



(b)

그림 11 저속(50[rpm]) 운전 시의 실험 결과 (a) 무부하 (b) 부하 토크 3.5[N.m]

Fig. 11 Experimental result of low speed(50[rpm]); (a) no load (b) load torque 3.5[N.m]

처음부터 실제 값을 엄밀하게 추정하고 있음을 알 수 있다. 또한, 동일 그림에서 검출한 고정자 전류의 d 축 파형을 보면 회전자 자속 파형과 같은 정현파 형태로 변동하고 있음을 알 수 있다.

그림 11의 (a)와 (b)는 50[rpm]의 비교적 저속도 지령 하에서 무부하 상태 및 3.5[N.m]의 일정 토크 부하 인가시의 실험 결과를 각각 보인다. 속도 응답을 관찰하면 기동 시 특히, 부하 인가 시, 추정 속도와 실제 속도 간에 큰 오차가 발생함을 보인다. 이는 기동 시, 회전자 저항 초기 설정 값과 실제 값과의 오차로 인해 발생한 것이다. 그러나, 회전자 저항의 동정 값이 점차 실제 값으로 수렴해감에 따라 추정 속도도 정확하게 실제 속도를 추종하고 있음을 알 수 있다. 또한, 토크와 회전자 자속 응답도 순시 토크 제어기에 입력되는 토크 지령과 회전자 자속 지령을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 회전자 저항 변동에 강인한 유도전동기의 센서리스 속도제어계의 구축을 위해, 간편하고 실용적인 실시간 회전자 저항의 동정법을 제안하였다. 제안된 방법은

회전자 자속과 출력 토크의 독립제어가 가능한 피드포워드적인 순시 토크 제어법을 기반으로 하여, 회전자 속도는 회전자 저항의 변동에 비교적 강인한 MRAC기법을 이용하여 고정자 전류의 q 축 정보로부터 추정하였다. 또한, 회전자 저항은 회전자 자속 지령을 기존의 일정 값과는 달리 소정의 진폭 및 주기를 갖는 정현파 형태로 인가시켜 고정자 전류의 d 축 정보로부터 실시간 동정함으로써 속도 추정과 함께 회전자 저항 동정을 행하였다. 특히, 회전자 저항 동정 시, 변동폭이 작은 고정자측 전류의 d 축 정보를 미분하여 사용함으로써 기존의 회전자 저항 동정 시에 요구되었던 삼각함수 연산과 적분 연산을 필요로 하지 않게 되어 고가의 마이크로프로세서를 사용하지 않고서도 회전자 저항 동정이 가능한 센서리스 속도제어를 실현할 수 있도록 하였다. 그리고, 수치 시뮬레이션과 DSP를 이용한 저속 영역에서의 실제 실험을 통해 속도 추정과 함께 회전자 저항 동정이 가능한 유도전동기의 센서리스 속도제어를 실현함으로써 이론의 유효성을 검증하였다.

감사의 글

이 논문은 2004년도 두뇌한국21사업에 의하여 일부 지원되었음.

참 고 문 헌

[1] 정석권, 이진국, 유삼상, "속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속 영역 센서리스 속도 제어," 대한전기학회 논문지 53권 9호, pp. 552-561, 2004.

[2] Hisao Kubota, Daisuke Yoshihara, Kouki Matsuse, "Rotor Resistance Adaptation for Sensorless Vector Controlled Induction Machines," T.IEE, pp. 940-945, vol. 117-D, No. 8, 1997.

[3] Kan Akatsu, Atsuo Kawamura, "On-line simultaneous estimations of the speed and the secondary resistance under the transient states of Induction Motor," T.IEE, pp. 1409-1416, vol. 118-D, No. 12, 1998.

[4] J. Jiang, and J. Holtz, "High Dynamic Speed Sensorless ac Drive with On-line Model Parameter Tuning for Steady-State Accuracy," IEEE Industrial Electronics, pp. 240-246, vol. 44, 1997.

[5] 박철우, 권우현, "저속영역에서 센서리스 벡터제어 유도전동기의 성능을 향상시키기 위한 MRAC 기반의 강인한 속도 추정 기법," 대한전기학회 논문지 53권 1호, pp. 37-45, 2004.

[6] 김영렬, 설승기, 박민호, "확장 칼만 필터를 이용한 속도 센서 없는 유도전동기의 벡터 제어," 대한전기학회 논문지 43권 1호, pp. 27-35, 1994.

[7] K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, S. L. Ho, "Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, No. 1, pp. 124-133, 2002.

[8] 아교범, 송주호, 송중호, 최익, "새로운 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 유도 전동기의 센서리스 벡터제어," 대한전기학회 논문지 53권 3호, pp. 173-179, 2004.

[9] 윤광호, 남문현, "교류서보 전동기의 전류관측기를 이용한 속도 센서리스 제어," 대한전기학회 논문지 53권 6호, pp. 402-407, 2004.

[10] Miran Rodič, Karel Jezernik, "Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, No. 1, pp. 87-95, 2002.

[11] 김상민, 한우용, 김성중, "센서리스 유도전동기를 위한 새로운 적응 슬라이딩 모드 관측기의 설계," 대한전기학회 논문지 52권 10호, pp. 522-527, 2003.

[12] 김용석, "슬라이딩 모드 축차 관측기를 이용한 유도전동기 속도추정," 대한전기학회 논문지 53권 3호, pp. 145-152, 2004.

[13] Seong-Hwan Kim, Tae-Sik Park, Ji-Yoon Yoo, Gwi-Tae Park, "Speed-Sensorless Vector control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 48, No. 3, pp. 609-614, 2001.

[14] Chih-Min Lin, Chun-Fei Hsu, "Neural-Network-Based Adaptive Control for Induction Servomotor Drive System," IEEE Transactions on Industrial Electronics vol. 49, No. 1, pp. 115-123, 2002.

[15] Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul, "Sensorless Field-Oriented Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection," IEEE Transactions on Industry Applications vol. 35, No. 1, pp. 45-51, 1999.

[16] T. Hayashi, Y. Fuji, and T. Sekiguchi, "Study on an Analytical Solution for Instantaneous Torque Control of an Induction Motor," Annual Conf. of JIEE, pp. 323-324, vol. 4, 1989.

[17] B. Gopinath, "On the Control of Linear Multiple Input-Output System," The Bell System Technical Journal, 1971.

[18] 황동일, 정석권, "2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1042-1045, 2000.

[19] 이진국, 정석권, "자속정보를 이용한 2차저항 동정기능을 갖는 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 춘계학술대회 논문집, pp. 308-310, 2001.

[20] S. K. Jeong, Z. G. Lee, H. A. Toliyat, P. Niazi, "Sensorless Control of Induction Motors with Simultaneous On-line Estimation of Rotor Resistance and Speed Based on the Feedforward Torque Control Scheme," IEMDC 2003, pp. 1837-1842, 2003.

[21] 이진국, 정석권, "속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1081-1083, 2003.

저 자 소 개



이진국 (李珍國)

1973년 6월 9일생. 2001년 부경대학교 대학원 메카트로닉스공학 졸업(석사). 2003년 동 대학원 박사과정 수료
Tel : 051-620-1507
E-mail : zglee@mail1.pknu.ac.kr



정석권 (鄭碩權)

1961년 4월 8일생. 1983년 부산수산대학교 기관학과 졸업. 1992년 요코하마국립대학교 대학원 전자정보공학과 졸업(석사), 1995년 동 대학원 전자정보공학과 졸업(공학박). 현재 부경대학교 기계공학부 부교수
Tel : 051-620-1507
E-mail : skjeong@pknu.ac.kr