

속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속 영역 센서리스 속도제어

論 文

53B-9-5

Sensorless Control of Induction Motors with Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in the Very Low Speed Region

鄭碩權^{*} · 李珍國^{*} · 柳三相^{**}

(Seok-Kwon Jeong · Zhen-Guo Lee · Sam-Sang You)

Abstract - This paper is concerned with a new speed sensorless induction motor scheme which can be successfully applied to at any speed including even zero speed. The proposed method is robust against rotor resistance variations. In addition, simultaneous on-line estimations of speed and rotor resistance are realized based on a feedforward type torque control approach. The rotor flux with a low frequency sinusoidal waveform has been utilized to help the simultaneous estimation for both speed and rotor resistance. The control scheme has no current minor loop to determine voltage references. Since the proposed estimation does not depend on any derivative terms of currents and stator voltages, it offers a good performance at extremely low speed region for sensorless induction motor. Furthermore, the proposed control is simply using motor parameters and stator currents without determining any PI gains for current feedback and any signal injection for the rotor resistance estimation. Finally, both simulation and experimental results are given to show the effectiveness of this method.

Key Words : 유도전동기, 순시 토크 제어법, 센서리스 속도제어, 2차저항 동시 추정, 2차자속 가변

1. 서 론

유도전동기(이하 IM)의 고성능 제어법인 벡터제어의 구현에는 속도 정보가 필수적인 요소이며, IM의 축에 장착한 엔코더 등의 물리적 센서를 통해 이를 얻고 있다. 하지만, 물리적 센서의 장착은 범용 인버터에 의한 구동, 초 고속 구동을 어렵게 하는 장애 요인이 됨과 동시에 제품 가격의 상승, 제어 신뢰성 저하의 원인으로 되므로 속도센서 없이 속도제어를 행하는 다양한 센서리스 속도제어가 활발히 연구되어 왔다[1~17]. 센서리스 속도제어는 궁극적으로 IM의 장점인 구조적 강인성을 최대한 살리면서, 성능 면에서도 고정도의 순시 토크 제어가 가능한 전 운전 영역에서의 센서리스 속도제어를 지향하고 있다.

센서리스 속도제어는 회전자 자속과 추정된 슬립주파수를 이용하는 슬립주파수 기반형[1,2], 기준 모델과 가변 모델 사이의 오차를 이용하는 모델 기준 적응제어(MRAC) 기반형[3,4], 2차자속과 회전자 속도를 상태변수로 하는 상태관측기 기반형[5,6], 2차자속과 회전자 속도를 상태변수로 하는 확장 칼만 필터 기반형[7,8], IM의 회로정수 변동에 강한 적응 슬라이딩 모드 관측기 기반형[9-11], 신경회로망 기반형

[12-14] 등으로 구분된다. 이들은 사용하는 제어 방법과 속도 추정 원리에 따라 각기 다른 장·단점을 갖고는 있으나, 센서리스 속도제어에 요구되는 저속에서의 정확한 속도 추정, 넓은 속도 제어 범위, IM의 회로 정수 변동에 대한 강인성 등을 충분히 만족시키지는 못하고 있다.

특히, 수 rpm 영역과 같은 극 저속 영역에서의 센서리스 속도제어에 대한 검토는 극히 드물다. 그 주된 원인은 저속 영역으로 갈수록 전류신호와 전류신호 속에 포함된 스위칭에 따른 노이즈의 비인 S/N비가 급감하는 데 있다. 또한, IM의 회로정수 가운데 2차저항이 운전 중 큰 폭으로 변화하여 속도 추정 정도에 영향을 미치게 되지만 이를 속도와 동시에 동정하기 어려운 점도 해결되지 않은 문제점 가운데 하나이다.

기존의 센서리스 속도제어에서 2차저항의 추정이 어려운 것은 정상상태에서 속도 추정 오차와 2차저항 추정 오차를 분리할 수 없기 때문이다[3]. 센서리스 속도제어에서 2차저항 변동에 강인하게 하는 방법으로는 속도 과도상태에서의 전류와 2차자속의 과도상태를 이용하여 2차저항을 추정하는 방법[1], 여자 전류 지령값에 교류 성분을 중첩시켜 2차저항을 추정하는 방법[3], 슬롯 고조파를 검출하여 2차저항을 보상하는 방법[15] 등을 들 수 있다. 이 가운데 슬롯 고조파를 이용하는 방법은 저속 영역에서의 2차저항 추정이 곤란하고, 여자전류 지령값에 교류 성분을 중첩시키는 방법은 토크나 실제 속도에 리플이 많이 발생되며, 과도상태를 이용하는 방법은 정속도 운전시 2차저항의 추정이 불가능하게 되는 문제점이 있다.

[†] 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

^{*} 非 會 員 : 釜慶大學校 大學院 메카트로닉스 博士修了

^{**} 非 會 員 : 韓國海洋大學校 機械 · 情報工學部 副教授 · 工博

接受日字 : 2003年 12月 31日

最終完了 : 2004年 7月 9日

본 논문은 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 전 속도, 전 부하 범위에서의 IM의 센서리스 속도제어를 목적으로 하고 있다. 이를 위해, 우선 원하는 출력 토크와 2차자속의 크기를 입력 파라미터로 하는 순시 토크 제어제를 구축하고, 이에 근거한 속도 추정식과 2차저항 추정식을 유도한다. 특히, 2차저항은 2차자속 지령을 소정의 진폭 및 주기를 갖는 정현파 형태로 인가함으로써 속도와 동시에 추정될 수 있음을 보인다.

제안된 방법은 2차자속을 가변하면서도 이로 인해 순시 토크에 과도 성분이 포함되지 않도록 2차자속과 순시 토크를 독립적으로 제어할 수 있다는 특징을 가진다. 뿐만 아니라, 속도 추정 시 전류의 미분 정보를 이용하지 않는다는 점과, 전압 지령값 연산에 있어 전류 정보를 이용하지 않으므로 극 저속 영역에서의 속도 추정 정도 향상에 기여하고 있다. 또한, 전류제어기를 갖지 않으므로 전류제어계의 번거로운 PI 게인 결정을 피할 수 있다는 이점과 슬롯에 고조파를 인가할 때 야기되는 각종 필터 설계의 번거로움도 피할 수 있는 이점을 가지고 있다. 무엇보다도 제안된 방법은 과도상태와 정상상태에서 모두 속도와 동시에 2차저항의 추정이 가능하므로 2차저항의 변동에 강인한 센서리스 속도제어를 실현할 수 있다.

마지막으로, 본 제안 방법은 정확한 속도 추정이 어려운 극 저속 영역에서의 다양한 수치 시뮬레이션 및 실제 실험을 통해 2차저항의 변동 하에서도 양호한 센서리스 속도제어가 가능함을 보인다.

2. 센서리스 속도제어

2.1 피드포워드적 순시 토크 제어

순시 토크 제어는 IM의 수학적 모델에 근거하여 과도 토크 없이 원하는 출력 토크와 2차자속을 발생하도록 필요한 전압을 연산하는 기법이다. 이 기법은 전압 지령 연산 시 전류 정보에 의존하지 않고 속도 정보만을 사용하여 피드포워드적으로 순시 토크를 제어한다는 점이 큰 특징이다.

IM의 상태방정식은 α, β 축 2상 고정좌표계에서 1, 2차측 전류 i_1, i_2 를 상태변수로, 1차측 전압 u_1 을 제어입력으로 하여 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} L_2 \\ -M \end{bmatrix} u_1 \quad (1)$$

$$A_{11} = -R_1 L_1 - jM^2 \omega_{re}, \quad A_{12} = R_2 M - jL_2 M \omega_{re}$$

$$A_{21} = R_1 M + jL_1 M \omega_{re}, \quad A_{22} = -R_2 L_1 + jL_1 L_2 \omega_{re}$$

$$\sigma^2 = L_1 L_2 - M^2$$

여기서, $R_i (i=1, 2)$ 는 1, 2차 저항, L_i 는 자기 인덕턴스, M 은 상호 인덕턴스이며 ω_{re} 는 회전자 전기 각속도를 각각 나타낸다. (1)에서 전류와 전압은 복소변수로서 그 실수부가 α 축, 허수부가 β 축에 각각 대응하고 있다.

모터의 출력인 전자기적인 토크는 상태변수인 1, 2차측

전류를 이용하여 표현하면 (2)와 같이 된다.

$$T = PM [i_1 \cdot \overline{i_2}] \quad (2)$$

여기서, P 는 극대수(pole pair number)를, 기호 ‘ $\overline{}$ ’는 공액 복소수를 각각 나타낸다.

한편, IM의 2차자속은 1, 2차 전류를 이용하여 (3)과 같이 표현할 수 있으며, 복소지수함수형으로 (4)와 같이 정의할 수 있다.

$$\lambda_2 = M i_1 + L_2 i_2 \quad (3)$$

$$\lambda_2(t) = \lambda_0(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (4)$$

여기서 λ_0 는 2차자속의 크기이며, ω_0 는 전원 각주파수로서 (5)와 같이 구해진다.

$$\omega_0 = \frac{R_2 T}{P \lambda_0^2} + \omega_{re} \quad (5)$$

위의 (1)~(4)로부터 1, 2차 전류를 2차자속과 토크 항으로 나타내면 (6)과 (7)이 얻어진다. 또한, (5)에서의 우변 제 1항은 슬립주파수 ω_s 를 나타내고 있음을 알 수 있다.

$$i_1 = \left\{ \left(\frac{\lambda_0}{M} + \frac{L_2}{MR_2} \lambda_0 \right) + j \frac{L_2 T}{PM \lambda_0} \right\} e^{j\omega_0 t} \quad (6)$$

$$i_2 = \left(-\frac{\lambda_0}{R_2} - j \frac{T}{P \lambda_0} \right) e^{j\omega_0 t} \quad (7)$$

(6)과 (7)은 시간에 관한 과도항을 갖고 있지 않으므로 모터의 전류를 이와 같은 형태로 제어할 수 있다면, (2)로부터 모터의 출력인 순시 토크를 과도현상 없이 제어할 수 있게 됨을 명확히 알 수 있다. 과도현상을 유발하지 않는 전압 지령은 (6)과 (7)을 (1)의 1차측에 대입하면 얻을 수 있다.

IM의 1차측 회로방정식은 α, β 축 2상 고정 좌표계에서 (8)과 같이 정의할 수 있으므로 1, 2차 전류인 (6), (7)을 대입하여 정리하면 1차측 전압 지령값 (9)를 얻을 수 있다.

$$u_1 = (R_1 + L_1 \frac{d}{dt}) i_1 + M \frac{d}{dt} i_2 \quad (8)$$

$$u_1^* = \left\{ (a_{1d} \lambda_0 + a_{2d} \lambda_0 + a_{3d} \lambda_0 - a_{4d} \omega_{re} \frac{T}{\lambda_0} - a_{5d} \frac{T^2}{\lambda_0^3}) + j (a_{1q} \omega_{re} \lambda_0 + a_{2q} \omega_{re} \lambda_0 + a_{3q} \frac{T}{\lambda_0} + a_{4q} \frac{T}{\lambda_0}) \right\} e^{j\omega_0 t} \quad (9)$$

여기서,

$$a_{1d} = \frac{R_1}{M} \quad a_{2d} = \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{MR_2} \quad a_{3d} = \frac{\sigma^2}{MR_2}$$

$$a_{4d} = \frac{\sigma^2}{PM} \quad a_{5d} = \frac{\sigma^2 R_2}{P^2 M} \quad a_{1q} = \frac{L_1}{M}$$

$$a_{2q} = \frac{\sigma^2}{MR_2} \quad a_{3q} = \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1}{PM} \quad a_{4q} = \frac{\sigma^2}{PM}$$

전압 지령 (9)는 모터의 파라미터와 속도, 그리고 토크와 자속 지령을 통해 연산될 수 있음을 알 수 있다. 또한, 이 지령은 모터의 파라미터가 정확할 경우, 전류 (6)과 (7)을 생성할 것이며 이를 통해 과도현상이 없는 순시 토크 (2)를 출력하게 된다.

2.2 회전자 속도 추정

(5)로부터 회전자 속도 항을 구하고, 토크를 (6)의 허수부를 이용해서 1차측 전류에 관련된 항으로 치환하면, 속도 추정식 (10)이 얻어진다.

$$\hat{\omega}_{re} = \varphi \frac{MR_2}{L_2\lambda_0} i_{1a} \quad (10)$$

(10)에서 i_{1a} 는 (6)이 전원 각속도 ω_0 로 회전하는 회전좌표계에서는 그 실수부와 허수부가 각각 d, q 축에 대응되기 때문에 (b)의 허수부로부터 취한 값을 나타내고 있다. 따라서, 속도 추정은 전원 각주파수와 모터 파라미터, 그리고 2차자속 및 1차측 q 축의 실시간 전류로부터 연산할 수 있음을 알 수 있다. 여기서, 전원 각주파수는 (5)로부터 구해지는 값이며, 2차자속은 순시 토크 제어기에 의한 지령값을 그대로 이용한다. 이는 제안된 순시 토크 제어법의 타당성에 근거한 것으로서, 속도 추정용 2차자속 관측기가 필요 없게 되어 시스템의 구성이 간단해진다.

(10)으로부터, 정확한 속도 추정을 위해서는 실시간으로 검출되는 전류정보와 모터 파라미터의 정확성이 동시에 요구된다. 따라서, 정확한 속도 추정을 위해 속도와 더불어 변동하는 2차저항도 실시간으로 추정되어야 함을 알 수 있다.

2.3 2차저항 추정

상태방정식 (1)에서 2차저항은 상수로 취급되고 있다. 그러나, 실제적으로 이 값은 변동값이며 운전 중 초기 설정값보다 큰 폭으로 변한다. 이는 대부분의 제어법에서 정밀한 순시 토크 제어를 어렵게 하는 장애 요소이다. 뿐만 아니라, 본 논문에서는 (10)에서와 같이 정확한 속도 추정에도 이 값이 직접적인 영향을 미치므로 속도 추정과 동시에 2차저항을 실시간으로 추정할 필요가 있다.

2차저항은 (6)의 실수부로부터 (11)과 같이 유도된다.

$$\hat{R}_2 = \frac{L_2\lambda_0}{Mi_{1d} - \lambda_0} \quad (11)$$

여기서, i_{1d} 는 1차측 전류의 d 축 성분이다. 이 식은 분자에 2차자속의 미분항을 갖고 있으므로 2차자속이 일정한 상수일 경우에는 2차저항의 추정이 불가능하게 된다. 따라서, 본 연구에서는 2차자속 지령값을 기존의 상수값이 아닌 2차자속의 정격값에 소정의 진폭 및 주기를 갖는 정현파 성분을 중첩시켜 (12)의 형태로 지령한다.

$$\lambda_0 = \lambda_R(1 + A \sin Bt) \quad (12)$$

여기서, λ_R 는 2차자속의 정격값이며, A 와 B 는 중첩된 교

류 성분의 진폭과 각속도를 각각 나타낸다.

(12)의 진폭 A 는 정밀한 토크 제어 정도에 영향을 미치지 않을 정도의 크기로서, 대략 2차자속 정격값의 20% 이내의 값으로 설정한다. 또한, 각속도 B 는 교류 성분의 중첩으로 발생할 수 있는 1차측 전류의 변동률을 고려하여 그 상한값을, 2차저항 추정 정도를 고려해 그 하한값을 각각 정한다.

2차자속 지령을 (12)로 할 때의 1차측 전류는 (12)를 (6)의 1차측 전류의 d 축 성분에 대입하여 (13)과 같이 유도할 수 있다.

$$i_{1d} = \frac{\lambda_R}{M} + \frac{\lambda_R}{M} (A \sin Bt + \frac{L_2}{R_2} AB \cos Bt) \quad (13)$$

1차측 d 축 전류값의 변동률은 (14)와 같이 되므로 이에 의해 각 주파수 B 의 상한을 정할 수 있다.

$$\Delta i_{1d}(\lambda_0) = \frac{i_{1d} - \hat{i}_{1d}}{\hat{i}_{1d}} \leq A \sqrt{1 + (\frac{L_2}{R_2} B)^2} \quad (14)$$

여기서, i_{1d} 와 \hat{i}_{1d} 는 2차자속에 교류 성분을 중첩시켰을 때와 중첩시키지 않았을 때의 1차측 d 축 전류값이다.

(14)로부터 알 수 있듯이, 2차자속 정격값에 소정의 진폭 및 주파수를 갖는 정현파형의 교류 성분을 중첩시키면, d 축 전류는 동일한 조건 하에서의 2차자속 정격값 지령에 비해 더 큰 값이 됨을 알 수 있다. 따라서, B 의 상한값은 d 축 전류 변동률이 그다지 크지 않는 범위 내에서 적절하게 선정하면 된다.

한편, (12)를 (11)에 대입하면 (15)가 유도된다.

$$\frac{1}{\hat{R}_2} = \frac{M}{L_2} \frac{1}{\lambda_R AB} i_{1d} - \frac{1}{L_2 AB} (1 + A \sin Bt) \frac{1}{\cos Bt} \quad (15)$$

(15)에서 R_2 의 추정 정도는 i_{1d} 의 검출 정도와도 직접적인 관련을 갖고 있다. 즉, 추정 정도는 분자의 i_{1d} 계수항인 $M/(L_2\lambda_R A)B$ 의 값에 의해서도 영향을 받게 된다. B 를 제외한 나머지 값들은 이미 정해진 값들이거나, 실시간으로 검출되는 값이다. 따라서, B 의 하한값은 2차저항의 추정 정도를 고려하여 설정할 수 있다.

2차자속 지령을 (12)와 같이 주었을 때, 이론적으로 (11)의 분자와 분모는 모두 $\cos Bt$ 에 정비례하게 된다. 따라서, $\cos Bt$ 가 0이 아닌 범위에서 분자와 분모를 $\cos Bt$ 로 나누어도 (11)의 값은 변하지 않음을 알 수 있다. 또한, 2차저항은 그 특성상 변동 시정수가 매우 크므로 매 속도 샘플링 주기마다 2차저항을 추정할 필요는 없다. 실용적으로는 (16)과 같이 2차자속에 중첩한 교류 성분의 매 주기에 걸쳐 2차저항값을 누적하여 이를 통해 2차저항을 추정하도록 하였다.

$$\hat{R}_2 = \frac{\Sigma(L_2 AB \lambda_R)}{\Sigma\{(Mi_{1d} - \lambda_0)/\cos Bt\}} \quad (16)$$

2.4 제어시스템의 구축

Fig. 1은 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 센서리스 속도제어 시스템의 블록도이다. 전체 제어시스템은 크게 PI 속도 제어기, 순시 토크 제어기, 속도 추정부, 2차저항 추정부로 구성되어 있다. 특히, 제안된 제어시스템은 전압 지령을 전류 피드백으로부터 구하지 않고, 모터 파라미터와 속도 정보로부터 피드포워드적으로 (9)와 같이 출력한다. 속도 추정에는 (10)을, 2차저항 추정에는 (16)을 각각 이용한다. 그리고 그림의 $e^{-\tau s}$ 는 시스템의 응답지연을 고려한 것이다.

3. 수치 시뮬레이션 및 고찰

3.1 수치 시뮬레이션 모델

시뮬레이션에서 사용한 컨트롤러는 전압형 PWM 인버터로 가정하여 캐리어주파수 3[kHz], 삼각파 변조방식, 속도 및 전압 지령의 제어 주기를 1[ms]로 설정하였다. 또한, IM의 수학적 모델에서의 전류 연산과 속도 연산을 위한 적분 주기는 1[μs]로 각각 설정하였고, 시뮬레이션과 실험에 사용된 IM의 정격값과 파라미터값들은 Table 1과 같다.

표 1 IM의 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	1.3
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 2차저항의 추정 정도는 순시 토크 제어기의 성능과 직접적인 관계가 있으므로 순시 토크 제어기의 토크 및 2차저항의 추종 성능을 먼저 고찰한다.

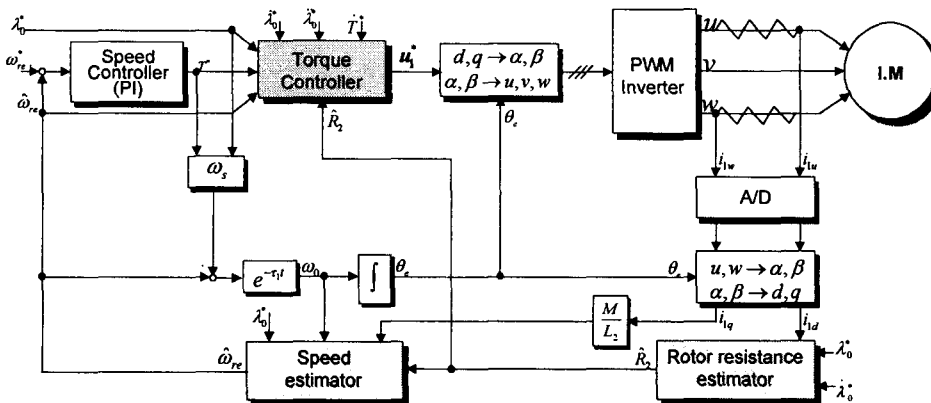


그림 1 센서리스 속도제어 시스템
Fig. 1 Sensorless speed control system

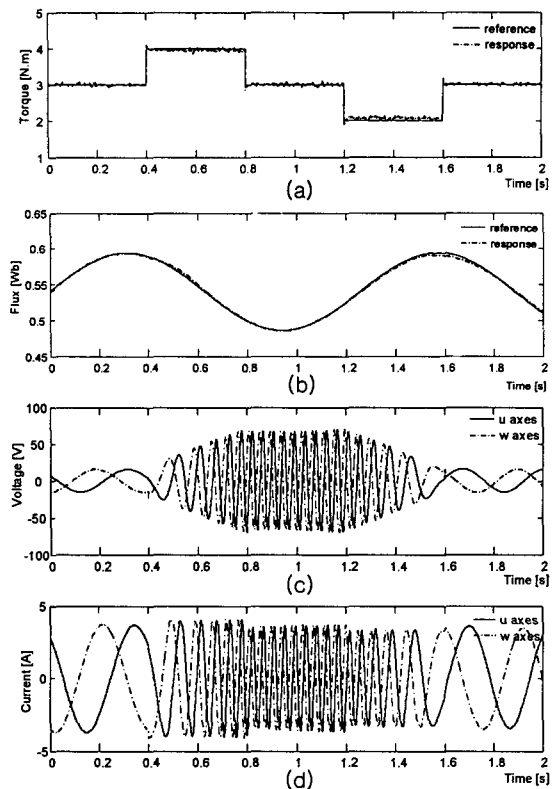


그림 2 토크의 스텝 지령 하에서의 응답 및 2차자속 응답
(a) 토크 지령과 응답 (b) 2차자속 지령과 응답
(c) u, w상 전압 (d) u, w상 1차전류

Fig. 2 Response of torque and 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

Fig. 2는 순시 토크 제어 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸다.

이 시뮬레이션에서는 토크 제어기의 성능을 확인하는 것이 주된 목적이므로, Fig.1에서 속도 제어기와 2차저항 추정부를 없애고, 모터 모델로부터 연산한 속도를 바로 토크 제

어기에 인가하였다. 또한, 시뮬레이션에서 초기 속도는 50[rpm], 부하는 3[N·m]인 일정 토크 부하로 가정하였다. 그리고, 토크 지령은 초기값 3[N·m]에서 1[N·m]의 폭으로 스텝적인 변화를 하도록 지령하였으며, 2차자속 지령은 (11)에서 $A=0.1$, $B=5.0$ 으로 각각 설정하였다.

Fig. 2의 (a), (b)에서는 설정된 전 속도 영역에서 출력 토크와 2차자속의 응답이 순시 토크 제어기의 지령값을 잘 추종하고 있음을 보여주고 있다. Fig. 2(b)의 2차자속 응답은 (3)을 이용하였다. 1차측 전압 파형 Fig. 2(c)는 토크 지령이 스텝으로 변할 때마다 과도 토크를 소거하기 위해 순시 전압이 인가되고 있음을 보여주고 있다. 그러나, 이때에도 Fig. 2(d)의 전류 파형에는 스파이크성 대 전류 또는 과도전류 성분이 전혀 발생하지 않고 있음을 알 수 있다.

3.3 센서리스 속도제어 시뮬레이션

이 시뮬레이션에서는 센서리스 속도제어의 성능을 확인하는 데 초점을 맞추었다. 따라서, 2차저항을 우선 실제값으로 가정하였으며, Fig. 1에서 2차저항 추정부를 제외한 상태로 시뮬레이션을 하였다. 이 때 속도제어기인 PI 제어기의 P 계인은 0.1485, I 계인은 0.1347로 각각 설정하였다. 부하는 3[N·m]인 일정 토크 부하를 가정하였으며, 2차자속 지령은 Fig. 2의 시뮬레이션과 동일하게 설정하였다.

속도 지령은 기동으로부터 640[rpm]까지 단계적으로 상승시킨 후, 재차 1[rpm]의 속도까지 낮추는 램프상의 지령이 인가되었다. 이 때의 시뮬레이션 결과를 Fig. 3에 보인다.

Fig. 3 (a)에서 추정 속도는 지령 속도의 전 범위에 걸쳐

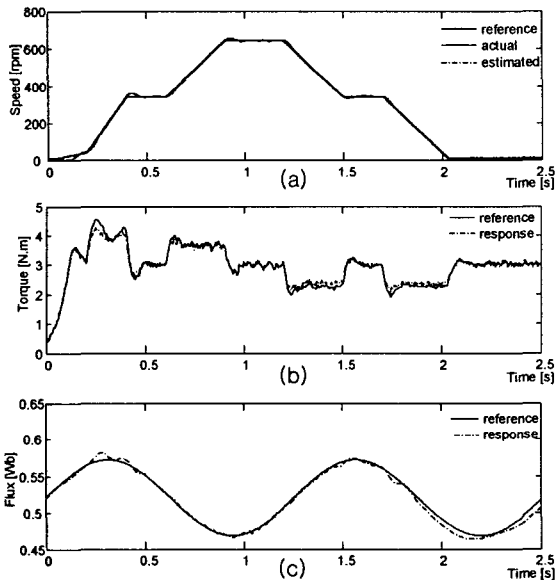


그림 3 센서리스 속도제어 시뮬레이션 결과 (a) 속도의 지령값, 검출값 및 추정값 (b) 토크 지령과 응답 (c) 2차자속 지령과 응답

Fig. 3 Simulation result of speed sensorless control: (a) reference, actual, and estimated speed, (b) torque reference and response, (c) rotor flux reference and response

실제 속도를 양호하게 추종하고 있음을 보여주고 있다. 토크와 2차자속 응답도 순시 토크 제어기에 입력되는 토크 지령과 2차자속 지령을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.

3.4 2차저항 동시 추정을 포함한 센서리스 속도제어

먼저, 2차저항의 추정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향을 수치 시뮬레이션을 통해 구체적으로 검토해 본다.

Fig. 4는 2차저항의 추정값이 실제값에 비해 20%의 오차를 가질 경우, 100[rpm] 속도 지령에서의 추정 속도와 실제 속도, 토크 지령과 토크 응답의 결과이다.

이 결과로부터 2차저항의 추정 오차는, 토크 응답에는 거의 영향을 미치지 않으나 속도 추정에는 영향을 미치고 있음을 알 수 있다. 즉, (10)에서 알 수 있는 바와 같이 추정된 속도는 실제 속도 보다 낮게 나타남을 알 수 있다.

Fig. 5는 Fig. 4와 동일한 방법으로 2차저항에 대한 다양한 크기의 오차를 가정하고 이에 대한 속도의 추정 오차를 산출하여 그림으로 나타낸 것이다. 그림에서 횡축은 2차저

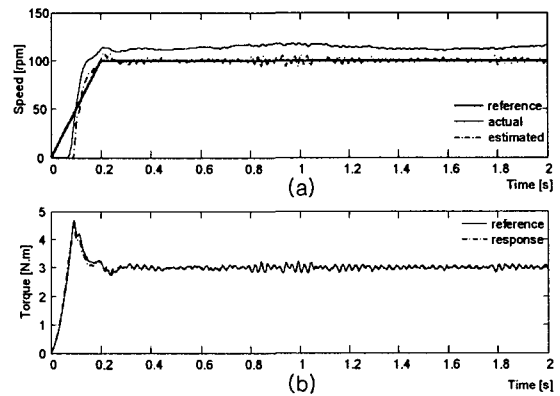


그림 4 2차저항 추정 오차가 속도와 토크에 미치는 영향 (지령 속도 100 rpm) (a) 속도의 지령값, 검출값 및 추정값 (b) 토크 지령과 응답

Fig. 4 The effect of the estimation error of the rotor resistance(speed reference 100 rpm); (a) reference, actual, and estimated speed, (b) torque reference and response

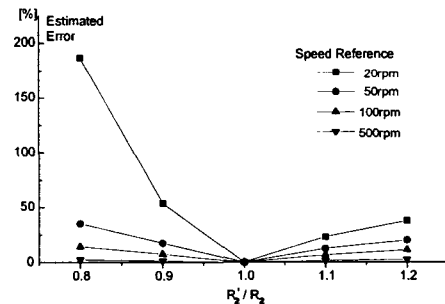


그림 5 2차저항의 추정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향

Fig. 5 The effect of rotor resistance estimation error on speed estimation

항의 추정값과 실제값의 비율, 종축은 속도 추정 오차를 각각 나타낸다. 추정 오차는 추정 속도와 실제 속도의 평균값 오차를 실제 속도의 평균값으로 나눈 값으로 하였다.

그림에서, 회전자 저항의 추정 오차가 속도 추정 정도에 미치는 영향은 저속 영역일수록 크게 나타나고 있음을 알 수 있다.

Fig. 6은 속도와 2차저항을 동시에 추정하는 센서리스 속도제어의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 시뮬레이션에서 사용한 PI 제어기의 게인, 2차자속 지령값, 부하 조건 등은 모두 Fig. 3의 시뮬레이션 조건과 동일하다. 또한, 2차저항의 초기 설정값은 실제값으로의 수렴 특성을 파악하기 위해 실제값의 1.2배로 가정하였다.

Fig. 6(a)의 속도 응답은 기동 시 추정 속도와 실제 속도 간에 오차가 크게 발생하고 있음을 보인다. 이는 2차저항의 수렴 특성을 조사하기 위해 의도적으로 2차저항의 초기값을 실제값과 다르게 설정한 것에 기인한다. 그러나, Fig. 6(b)에서와 같이 2차저항 추정값은 시간이 지남에 따라 2차저항 추정식에 의해 점차 실제값을 수렴해감으로써 추정 속도도 실제 속도를 비교적 정확하게 추정하고 있음을 볼 수 있다.

Fig. 6(c)는 2차저항 추정식 (16)의 분자 및 분모값을 각각 나타낸다.

(16)에서 $\cos Bt$ 의 값이 0에 근접하면 2차저항 추정이 어렵게 된다. 따라서, 2차저항은 $\cos Bt$ 가 0에 근접한 영역을 제외하고 2차자속에 중첩된 교류 성분의 1주기 동안의 값을 누적하여 추정하였다.

Fig. 7은 Fig. 6의 시뮬레이션과 동일한 조건 하에서 속도 지령만을 20[rpm]과 500[rpm]으로 각각 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과이다.

Fig. 7의 (a), (b)에서, 2차저항 추정값은 수 초 이내에 실제값으로 수렴해 가고 있음을 알 수 있다. 이 경우에도 속도 응답은 Fig. 7의 (a)에서와 같이 2차저항 추정값이 실제값에 수렴하기 전까지의 단계에서 추정 속도의 오차가 증가하고 있음을 볼 수 있다. 그리고, 이 결과를 Fig. 7(b)의 속도 추정 결과와 비교해 보면, 저속 영역에서의 속도 응답이 고속 영역에서의 속도 응답보다 상대적으로 2차저항 추정 오차에 더욱 큰 영향을 받고 있음을 알 수 있다. 이는 앞서 Fig. 5에서 밝힌 결과와 일치하는 것으로서, 저속 영역에서의 속도 센서리스를 어렵게 하는 한 요인으로 작용한다.

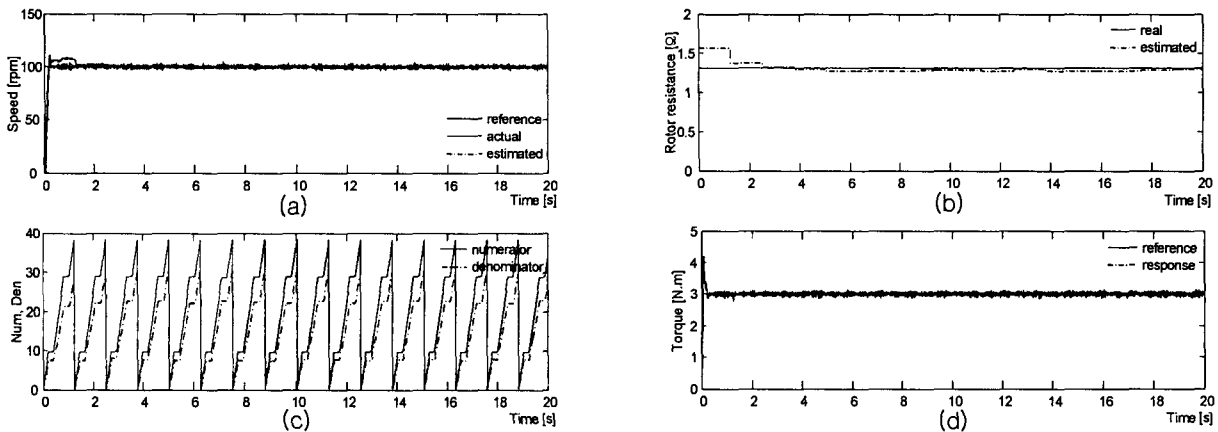


그림 6 2차저항 추정을 포함한 센서리스 속도제어의 시뮬레이션 결과(100 rpm) (a) 속도 (b) 2차저항 (c) (15)의 분자 및 분모값 (d) 토크 응답

Fig. 6 Speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation (100 rpm, initial rotor resistance set at 1.2 times of real value); (a) speed, (b) rotor resistance, (c) numerator and denominator of (15), (d) torque response

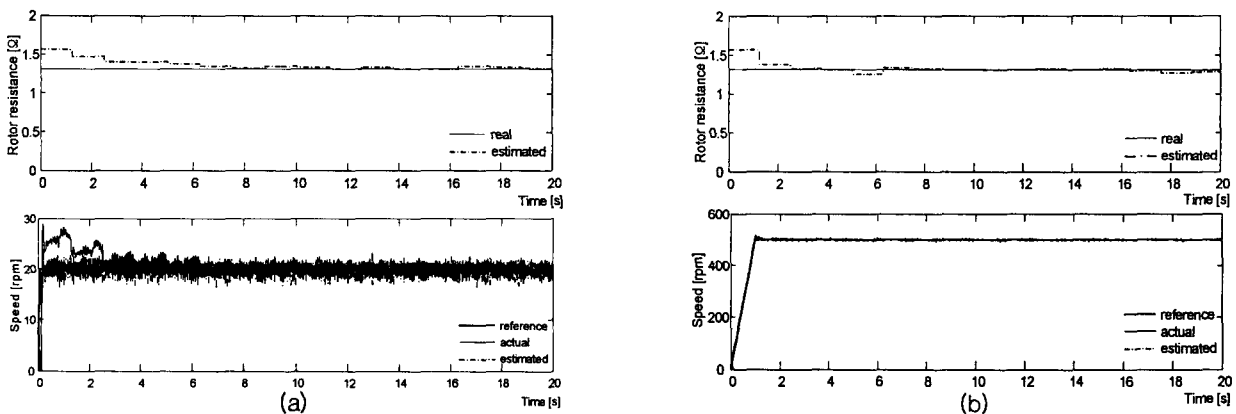


그림 7 2차저항 추정을 포함한 센서리스 속도제어의 시뮬레이션 결과 (a) 20[rpm] (b) 500[rpm]

Fig. 7 Simulation result of speed sensorless control with simultaneous rotor resistance estimation; (a) 20[rpm], (b) 500[rpm]

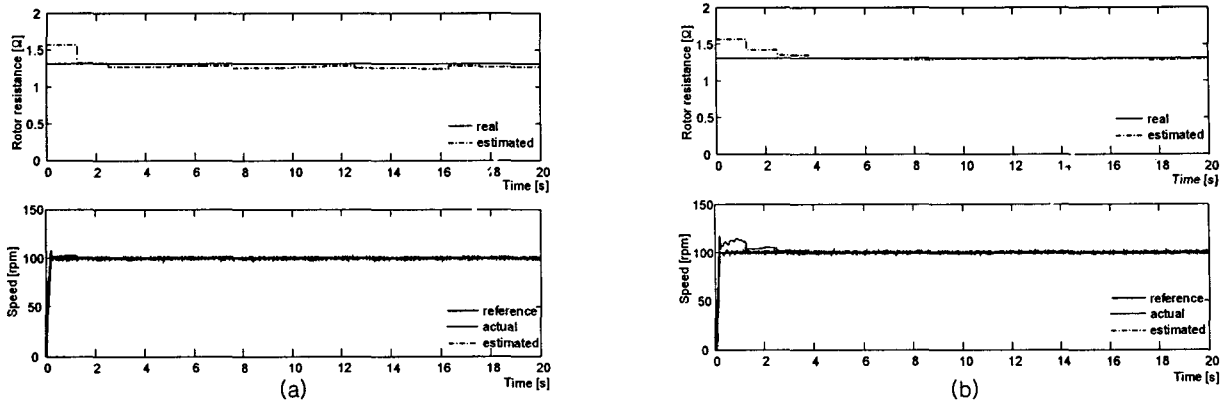


그림 8 2차저항 추정을 포함한 센서리스 속도제어의 시뮬레이션 결과 (a) 부하 토크 1[N·m] (b) 부하 토크 5[N·m]
 Fig. 8 Simulation result of sensorless control system with simultaneous rotor resistance estimation; (a) load torque 1[N·m], (b) load torque 5[N·m]

Fig. 8은 Fig. 6의 시뮬레이션과 같은 조건 하에서 부하 토크만을 달리하여 1[N·m]와 5[N·m]로 각각 변경하였을 때의 시뮬레이션 결과이다.

이 결과에서도 2차저항 추정값이 부하 토크와는 무관하게 수 초 이내에 실제값으로 수렴하고 있음을 볼 수 있다. 또한 추정 속도도 실제 속도를 잘 추종하고 있음을 보여준다.

Fig. 7과 Fig. 8의 시뮬레이션 결과를 통해, 제안한 속도 추정법과 2차저항 추정법으로 다양한 속도 범위와 부하 범위에서 2차저항 변동에 강인한 센서리스 속도제어가 가능함을 알 수 있다.

4. 실험 결과 및 고찰

Fig. 9는 DSP를 베이스로 한 실험시스템의 하드웨어 구성도를 보여준다. 실험에 사용한 DSP는 T.I사의 TMS320C32-50[MHz]로서 연산 속도는 1명령 실행당 40[ns]이다. 실험에서 캐리어주파수는 2.5[kHz], 삼각파 변조방식을 사용하였고, 속도 샘플링주기는 1[ms]로 설정하였으며, 엔코더는 실제

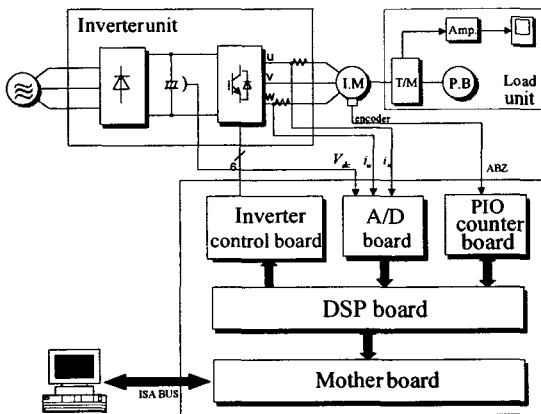


그림 9 DSP 기반의 시스템 하드웨어 구성도
 Fig. 9 DSP-based experimental hardware system

속도와 추정 속도를 상호 비교하기 위하여 1000[puls/rev.]를 발생하는 증분형을 사용하였다.

부하 시험을 위한 부하 인가 장치로는 속도의 크기와 관계없이 일정한 토크를 출력할 수 있는 파워더 브레이크 (P.B)를 사용하였다. 또한, 부하 토크의 측정을 위해 토크미터(T/M; TP-5KMCB형, 일본 KYOWA사)를 모터 축에 장착하고 이 신호를 신호 증폭기(Amp.)를 통해 출력하였다.

실제 실험에서는 센서리스 속도제어가 가장 어려운 저속 영역에서의 센서리스 속도제어에 초점을 맞추어 제안한 방식의 유효성을 검증하였다. 실험 결과에서 실제 속도는 IM 축에 장착한 엔코더로부터 검출한 값이고, 2차자속 응답은 간략화한 Gopinath형 자속 관측기를 통하여 얻은 값이며 [19], 토크 응답은 2차자속 응답과 1차전류의 곱으로 연산한 값이다.

Fig. 10의 (a)와 (b)는 100[rpm]의 속도 지령에서 무부하 상태와 3.2[N.m]의 일정 부하 토크 인가 시의 실험 결과를 각각 보인다. 실험에서 2차자속은 $\lambda_2^* = 0.54(1 + 0.1\sin 0.5t)$ [Wb]로 지령하였고, 1차전류의 d, q 축 성분 및 2차저항 추정값에는 각각 저역 통과 필터(L.P.F)를 사용하였다.

실험 결과로부터 추정 속도는 실제 속도와 지령 속도에 잘 일치하고 있으며, 2차저항 추정값도 실제값을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다. 또한, 토크와 2차자속 응답도 순시 토크 제어기에 입력되는 토크 지령과 2차자속 지령을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.

Fig. 11의 (a)와 (b)는 5[rpm]의 극 저속 지령 하에서 무부하 상태와 2.5[N.m]의 일정 토크 부하 인가 시의 실험 결과를 각각 보인다. 실험에서 속도가 극 저속인 관계로 2차자속 기준값을 정격 자속값보다 약간 높은 0.6[Wb]로 설정하였다.

실험 결과로부터 속도 응답은 실제값과 추정값 모두 5[rpm] 근방에서 진동하는 양상을 보이고 있다. 이는 실험에 사용한 IM의 관성모멘트가 큰 까닭에 극 저속 영역에서 맥동 현상이 나타난 것으로 생각된다. 또한, 추정 속도는 실제 속도, 토크와 2차자속 응답도 각각의 지령값을 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다.

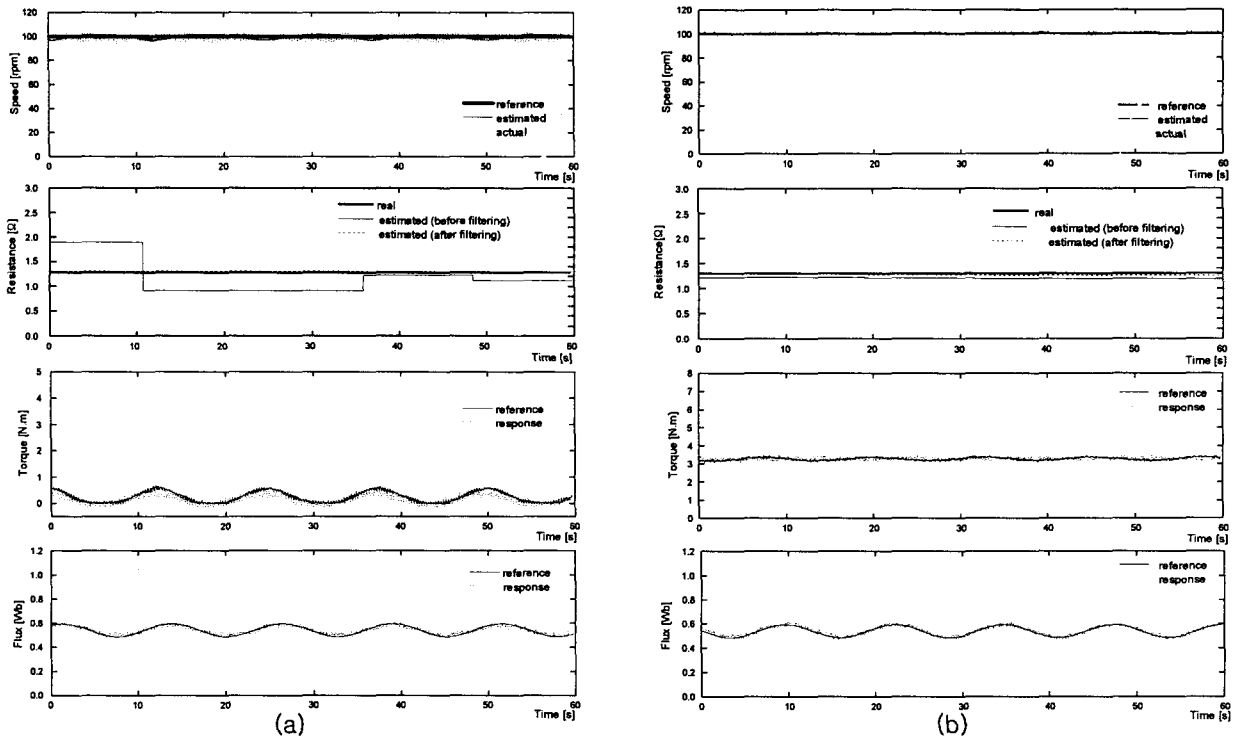


그림 10 저속(100 rpm) 운전 시의 실험 결과 (a) 무부하 (b) 부하 토크 3.2[N · m]
 Fig. 10 Experimental result at low speed (100 rpm); (a) no load, (b) load torque 3.2[N · m]

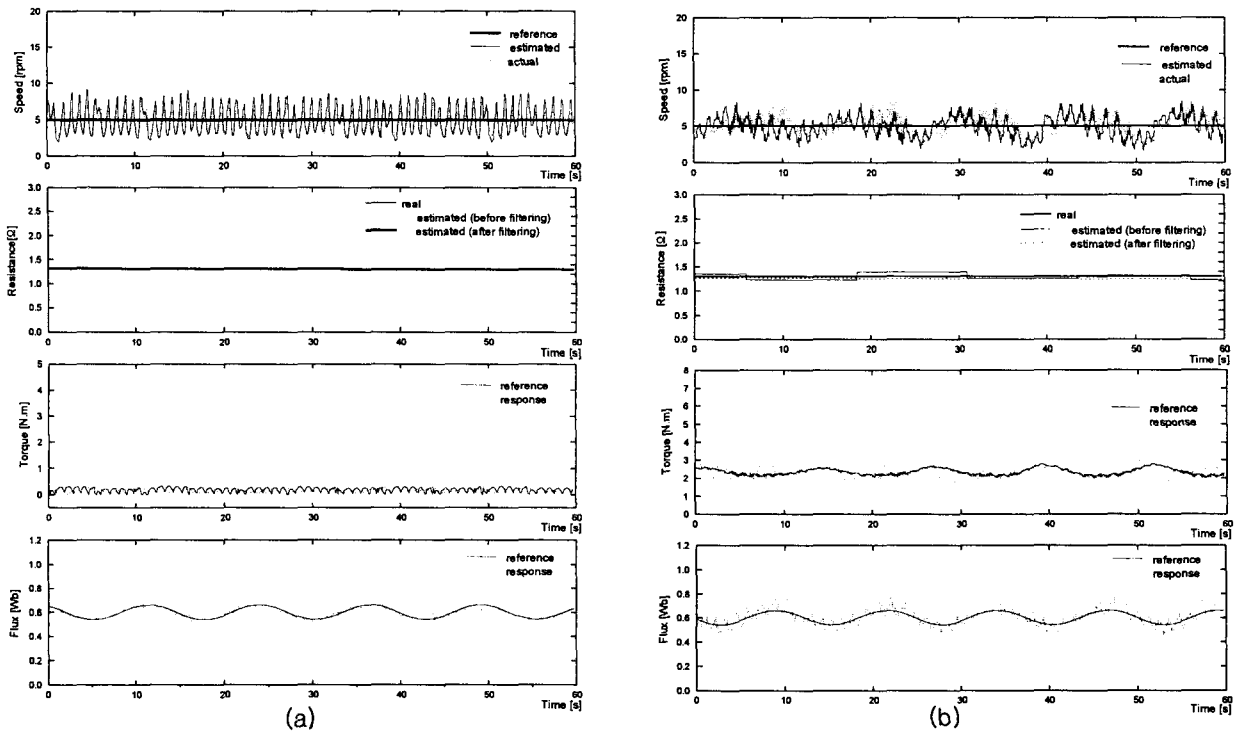


그림 11 극 저속(5 rpm) 운전 시의 실험 결과 (a) 무부하 (b) 부하 토크 2.5[N · m]
 Fig. 11 Experimental result at very low speed (5 rpm); (a) no load, (b) load torque 2.5[N · m]

Fig. 12는 Fig. 11과 동일한 조건 하에서 속도 지령을 정지 상태에서부터 5[rpm]까지 램프 형태로 인가한 후 다시 정지시킬 때까지의 실험 결과를 보인다. 실험 결과로부터 기동에서 5[rpm]을 거쳐 정지에 이르는 동안 비교적 양호한 센서리스 속도제어가 실현됨을 알 수 있다.

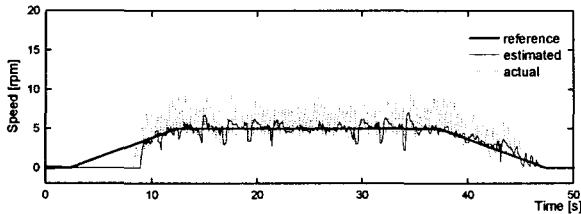


그림 12 2차저항 추정을 포함한 센서리스 속도제어 실제 실험 결과(0~5 rpm)

Fig. 12 Experimental results of sensorless control system with simultaneous rotor resistance estimation (0~5 rpm)

5. 결 론

본 논문에서는 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 IM의 극 저속영역에서의 센서리스 속도제어 방식을 제안하였다. 이를 위해 우선 순시 토크 제어법에 근거한 속도와 2차저항 추정법을 제안하고, 수치 시뮬레이션을 통해 이론의 타당성을 검증하였다. 그리고, DSP를 이용한 실제 실험을 통해 속도와 2차저항을 동시에 추정하는 극 저속 영역에서의 IM의 센서리스 속도제어를 실험함으로써 이론의 유효성을 검증하였다. 수치 시뮬레이션 및 실제 실험을 통해 얻은 주요 결과를 요약하면 다음과 같다.

(1) 2차자속을 기존의 고정값으로 제어하는 방법과는 달리 정현파 형태로 제어함으로써 2차저항 및 속도의 동시 추정이 가능하였다. 이로써 2차저항 변동에 강인한 센서리스 속도제어가 가능해졌다. 또한, 2차저항 동시 추정을 위해 고조파를 부가함으로써 발생하는 불필요한 문제점들을 해소하고, 과도상태뿐만 아니라 정상상태에서도 2차저항을 속도와 동시에 추정할 수 있었다.

(2) 기동시를 포함, 5[rpm]대와 같은 극 저속 영역에서 무부하 상태와 부하 인가 상태 모두 센서리스 속도제어를 실현할 수 있었다. 다만, 수 rpm의 극 저속 영역에서는 모터의 실제 속도가 다소 맥동하는 현상이 발생하므로 이에 대한 추가적인 검토가 필요할 것으로 생각된다.

(3) 전압 지령을 전류제어기의 피드백 정보에 의존하지 않고 피드포워드적으로 연산함으로써 저속에서의 양호한 센서리스 속도제어에 기여할 수 있었으며, 전류제어기의 PI 게인 설정에 따른 번거로움도 피할 수 있었다.

향후, 실용화 연구에서는 2차저항 연산으로 인한 마이크로프로세서의 부담 요인을 고려하여, 이를 보다 간편하게 추정할 수 있는 알고리즘 개발이 필요할 것으로 사료된다.

감사의 글

이 논문은 2004년도 두뇌한국21사업에 의하여 일부 지원되었음.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] 김경서, "속도센서 없는 유도전동기 자속기준제어를 위한 새로운 자속연산기," 전력전자학회 논문지 3권 2호, pp. 125-130, 1998.
- [3] 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.
- [4] 박철우, 권우현, "저속영역에서 센서리스 벡터제어 유도전동기의 성능을 향상시키기 위한 MRAC 기반의 강인한 속도 추정 기법," 대한전기학회 논문지 53권 1호, pp. 37-45, 2004.
- [5] 이교범, 송주호, 송중호, 최익, "새로운 축속 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 유도 전동기의 센서리스 벡터제어," 대한전기학회 논문지 53권 3호, pp. 173-179, 2004.
- [6] 윤광호, 남문현, "교류서보 전동기의 전류관측기를 이용한 속도 센서리스 제어," 대한전기학회 논문지 53권 6호, pp. 402-407, 2004.
- [7] 김영렬, 설승기, 박민호, "확장 칼만 필터를 이용한 속도 센서 없는 유도전동기의 벡터 제어," 대한전기학회 논문지 43권 1호, pp. 27-35, 1994.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 김상민, 한우용, 김성중, "센서리스 유도전동기를 위한 새로운 적응 슬라이딩 모드 관측기의 설계," 대한전기학회 논문지 52권 10호, pp. 522-527, 2003.
- [11] 김용석, "슬라이딩 모드 축차 관측기를 이용한 유도전동기 속도추정," 대한전기학회 논문지 53권 3호, pp. 145-152, 2004.
- [12] 김상민, 한우용, 이공희, "유도전동기의 센서리스 제어를 위한 회전자 속도 및 파라미터 추정," 대한전기학회 논문지 50권 4호, pp. 169-174, 2001.
- [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] 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.
- [16] 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.
- [17] 김성환, 오상호, 권영안, "전류오차수정을 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어," 대한전기학회 논문지 46권 12호, pp. 1743-1749, 1997.
- [18] 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.
- [19] B. Gopinath, "On the Control of Linear Multiple Input-Output System," The Bell System Technical Journal, 1971.
- [20] 황동일, 정석권, "2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1042-1045, 2000.
- [21] 이진국, 정석권, "자속정보를 이용한 2차저항 동정기능을 갖는 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 춘계학술대회 논문집, pp. 308-310, 2001.
- [22] 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.
- [23] 이진국, 정석권, "속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속영역 속도센서리스 제어," 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1081-1083, 2003.

저 자 소 개



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



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



유삼상 (柳三相)

1958년 6월 16일생. 1983년 부산수산대학교 기관학과 졸업. 1990년 미국 University of Wisconsin-Madison 대학원 기계공학과 졸업(석사), 1994년 미국 Iowa State University 대학원 기계공학과 졸업(공학박). 현재 한국해양대학교 기계·정보공학부 부교수
Tel : 051-410-4366
E-mail : ssyou@kmaritime.ac.kr