

속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도전동기의 극 저속영역 속도센서리스 제어

이진국 · 정석권

부경대학교 대학원 메카트로닉스공학과 · 부경대학교 기계공학부

Sensorless Control of Induction Motors With Simultaneous Estimation of Speed and the Secondary Resistance in the Very Low Speed Region

Z.G.Lee and S.K.Jeong

Dep. of Mechatronics Eng. Graduate School, Div. of Mechanical Eng. PKNU

Abstract - In this paper, a new speed sensorless induction motor scheme which can work at any speed including the zero speed is presented. The proposed method is robust to secondary resistance variations. Simultaneous estimation of speed and secondary resistance are realized based on a feedforward type torque control scheme. The secondary flux with a low frequency sinusoidal waveform is used to help the estimation. Simulations results supported by experiments are given to show the effectiveness of this method.

1. 서 론

유도기의 속도센서리스 제어법에 관해서는 국내·외적으로 이미 많은 방법이 제안되어 있지만, 극 저속영역에서의 속도센서리스 제어에 대해 성공한 보고는 그다지 많지 않다. 그 원인은 주로 극 저속영역에서의 정확한 속도추정의 곤란함과 운전중 큰 폭으로 변화하여 속도추정에 영향을 미치는 2차저항에 대한 동시 동정의 어려움에 있다 [1].

본 논문은 2차자속의 크기를 가변함으로써 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 전 속도, 전 부하 범위에서의 유도기의 속도센서리스 제어방식을 제안함을 목적으로 한다.

2. 속도센서리스 제어 알고리즘

2.1 순시토크제어법

순시토크 제어법은 유도기의 수학적모델에 근거하여, 과도토크 없이 원하는 출력토크와 2차자속을 발생하도록 필요한 전압을 연산하는 기법이다. 이 기법은 전압지령 연산 시, 속도정보만을 사용하고 전류정보는 사용하지 않는다는 점과 최 단시간에 원하는 순시토크를 출력 가능하다는 점이 큰 특징이다 [2].

$$\omega_0 = \frac{R_2 T^*}{p \lambda_0^2} + \omega_{re} \tag{1}$$

$$\mathbf{u}_1^* = \left[\frac{\sigma^2}{M} \left(\frac{b \dot{\lambda}_0^* + \ddot{\lambda}_0^*}{R_2} + j \frac{\dot{T}^*}{p M \lambda_0^*} \right) + \frac{\lambda_0^* \sigma^2}{M R_2} \left(a + j b \left(\frac{R_2 T^*}{p \lambda_0^2} - \left(\frac{R_2 T^*}{p \lambda_0^2} \right)^2 \right) \right) \right] e^{j \omega_0 t} \tag{2}$$

여기서, T^* 와 λ_0^* 는 원하는 유도기의 출력토크와 2차자속의 크기이고, ω_0 와 \mathbf{u}_1^* 는 이 토크와 2차자속을 발생하도록 유도기에 인가하게 될 α, β 좌표계에서의 전압지령과 각주파수이다. 식에서 a, b, σ 는 다음으로 주어지는 값들이다.

$$a = \frac{R_1 R_2 + j \omega_{re} R_2 L_1}{\sigma^2}, \quad b = \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{\sigma^2} + j \omega_{re}$$

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

이때 유도기의 1차전류를 α, β 좌표계에서 출력토크와 2차자속의 크기로 표현하면, (3)으로 된다.

$$i_1 = \left\{ \left(\frac{\lambda_0^*}{M} + \frac{L_2}{M R_2} \dot{\lambda}_0^* \right) + j \frac{L_2 T^*}{p M \lambda_0^*} \right\} e^{j \omega_0 t} \tag{3}$$

2.2 속도 추정법 및 시뮬레이션 검증

(1)과 (3)으로부터 추정속도를 1차전류로 표현하면, (4)와 같이 된다.

$$\hat{\omega}_{re} = \omega_0 - \frac{M R_2}{L_2 \lambda_0^*} i_{1\alpha} \tag{4}$$

Fig. 1은 속도 추정식 (4)를 적용하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션에서 사용한 컨트롤러는 전압형 PWM 인버터로서 캐리어주파수 2.5[kHz], 삼각파 변조방식, 제어주기는 1[ms], 유도기의 수학적 모델에서의 전류연산과 속도연산을 위한 적분주기는 1[μs]로 각각 설정하였으며, 유도기의 정격치와 파라미터 값들은 Table 1과 같다.

Table 1 Motor Parameters and Rated Values

P_R	1.5 [kW]	p	4 [pole]
U_R	220/380 [V]	I_R	6.6/3.8 [A]
R_1	3.7122 [Ω]	R_2	2.7895 [Ω]
L_1	236.79 [mH]	L_2	236.79 [mH]
M	220.42 [mH]	J	0.002 [N · m · s ² /rad]

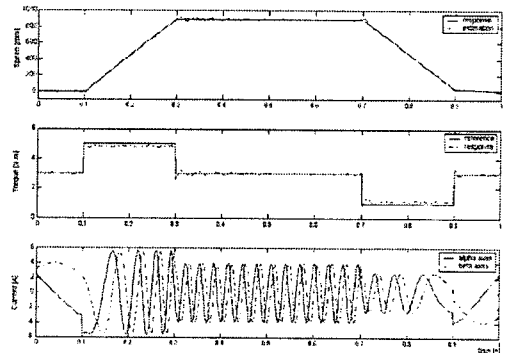


Fig. 1 Speed Estimation

속도추정식(4)에서 보다시피, 2차자속에 순시토크제어기의 입력인 2차자속지령 λ_0^* 을 바로 대입하였다. 이렇게 대입할 수 있는 이유는 제어시스템에서 순시토크제어기를 사용함으로써 원하는 출력토크와 2차자속을 발생하게 하는 전압지령을 유도기에 인가하였을 때, 유도기에서 발생하는 실제 출력토크와 실제 2차자속이 각자 지령에 대한 추종성능이 좋기 때문이다. Fig. 1에선 2차자속을 정격자속인 $\lambda_R=0.525$ [Wb]의 값으로 정수를 취하여, 그 추종성을 보여주지 않았지만 아래의 시물레이션 및 실험결과로부터 이를 충분히 나타낼 수 있다. 더불어 Fig. 1에서 유도기에서 발생하는 토크가 지령토크에 아주 잘 추종하고 있는 것을 볼 수 있다.

2.3 2차저항 추정법 및 시물레이션 검증

(3)의 실수부에서 2차저항을 1차전류로 표현하면, 다음의 (5)로 된다.

$$\hat{R}_2 = \frac{L_2 \dot{\lambda}_0^*}{M i_{1d} - \lambda_0^*} \quad (5)$$

(5)에서 알 수 있듯이 2차저항 동정시에는 2차자속의 미분정보가 필요하므로 2차자속의 크기에 인위적으로 일정크기, 일정주파수의 사인파 교류성분을 중첩시킨 (6)을 순시토크제어기의 2차자속 지령값으로 정하였다.

$$\lambda_0^* = \lambda_R (1 + A \sin Bt) \quad (6)$$

여기서, A 는 2차자속의 크기의 진동폭을 나타내므로, 유도기의 출력특성에 큰 영향을 주지 않는 조건하에서 정수인 0.1을 취하였고, B 는 2차자속 크기의 변화의 빠르기를 나타내는 것으로서 그 값은 제어시스템에서의 샘플링주기 등을 고려하여 그 값을 5로 정하였다.

그리고 2차자속의 미분정보인 각주파수가 B 인 코사인 함수로 변화하므로 2차저항 추정식 (5)의 분자, 분모 모두 각주파수가 B 인 코사인으로 변화한다는 것을 손쉽게 알 수 있다. 때문에 2차저항 추정값의 정도를 높이기 위하여 2차저항 추정식 (5)의 분자, 분모에 각각 $\cos Bt$ 를 나누었다. 동시에 유도기 운전중, 2차저항 변화의 특성상 시정수가 큰 것을 고려하여, 매 샘플링주기마다 2차저항을 추정하지 않고 2차저항 값을 누적하여 2차자속 크기의 매 주기마다 2차저항이 추정되고 갱신되도록 하였다.

$$\hat{R}_2 = \frac{\Sigma(L_2 A B \lambda_R)}{\Sigma\{(M i_{1d} - \lambda_0^*) / \cos Bt\}} \quad (7)$$

Fig. 2는 2차저항 추정식 (7)을 적용하였을 때의 시물레이션 결과이다. 이때의 시물레이션 환경은 위에서의 속도추정 시물레이션에서 단지 2차저항 추정을 위한 2차자속 지령이 변했을 뿐 그 외 조건은 똑같이 설정했다. 그리고 짧은 시간 동안 2차저항 추정이 올바르게 작동하는가를 보기 위하여 우선 2차저항의 초기값을 실제치의 1.2배로 설정하여 그 수렴성을 관찰하였다. 그림에서 보듯이, 수 초 이내에 실제 2차저항값에 수렴하고 있음을 볼 수 있다. 또한, 유도기에서 발생하는 출력토크와 2차자속은 그 지령값에 매우 잘 추종하고 있음도 볼 수 있다.

2.4 제어시스템의 구축

Fig. 3이 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 속도센서리스 제어시스템의 블록도이다. 전체 시스템은 크게 PI속도제어기, 순시토크제어기, 속도연산부, 2차저항 연산부, 인버터 및 유도모터로 구성되어 있다.

3. 실험결과 및 고찰

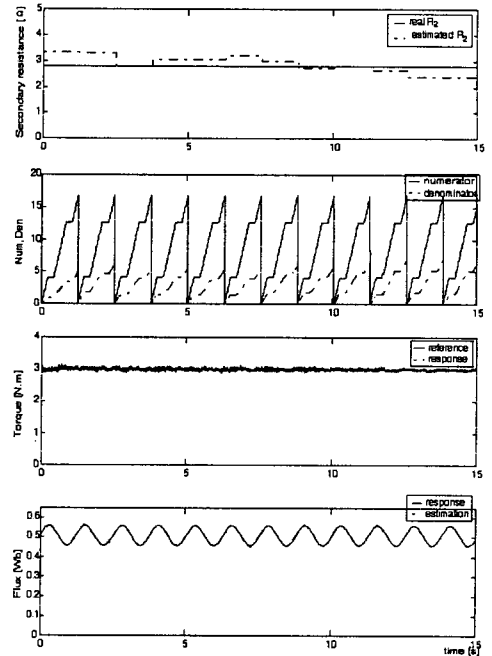


Fig. 2 Secondary Resistance Estimation

Fig. 4는 DSP를 베이스로 한 실험시스템의 블록도를 보여준다. 실험에서 사용한 DSP는 T.I사의 TMS320C32-50MHz로서 연산속도는 1명령 실행당 40[ns]이다. 실험에서는 캐리어주파수가 2.5(KHz)인 삼각파 변조방식을 사용하였고, 엔코더는 실제 검출된 속도와 프로그램 내에서 연산한 속도를 상호 비교하기 위하여 사용하였다.

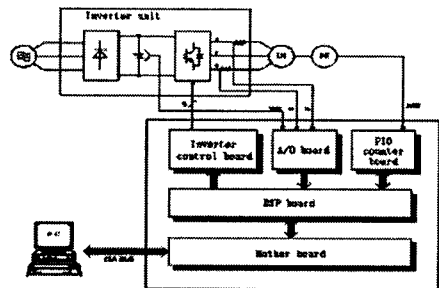


Fig. 4 DSP-based hardware set up for the experiment

Fig. 5는 무부하상태에서 3[rpm] 속도지령에서의 속도와 2차저항을 동시 추정한 속도센서리스 제어 실험결과를 보인다. 실험에서 속도가 극 저속영역에 속하는 관계로 샘플링주기를 10[ms]로 설정하였으며, 1차전류의 검출시와 2차저항 추정 시 각각 필터를 사용하였다. 2차자속지령은 $\lambda_0^* = 0.6(1 + 0.1 \sin t)$ [Wb]로 하였고, PI게인은 각각 0.5, 0.025로 정했다.

Fig. 5(a)에서, 3[rpm] 지령시, 범용 유도기의 관성모멘트가 큰 관계로 속도가 3[rpm] 근처에서 다소 진동하고 있다. 그림에서의 실제속도는 모터에 장착된 1000[puls/r]의 엔코더로부터 검출한 값이다. 또한, Fig. 5(d)에서 보듯이 2차자속 관측기로 연산한 2차자속 응답이 주어진 2차자속 지령에 거의 이상적으로 잘 추종되고 있음을 보인다.

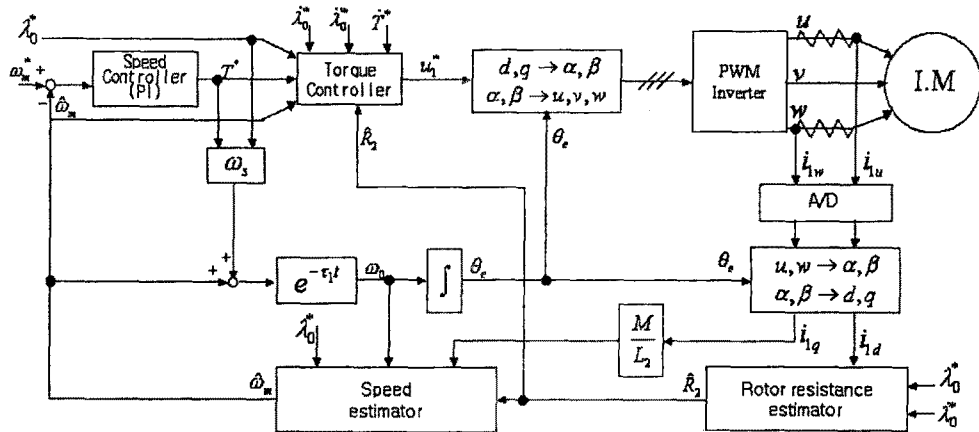


Fig. 3 Speed Sensorless Control System

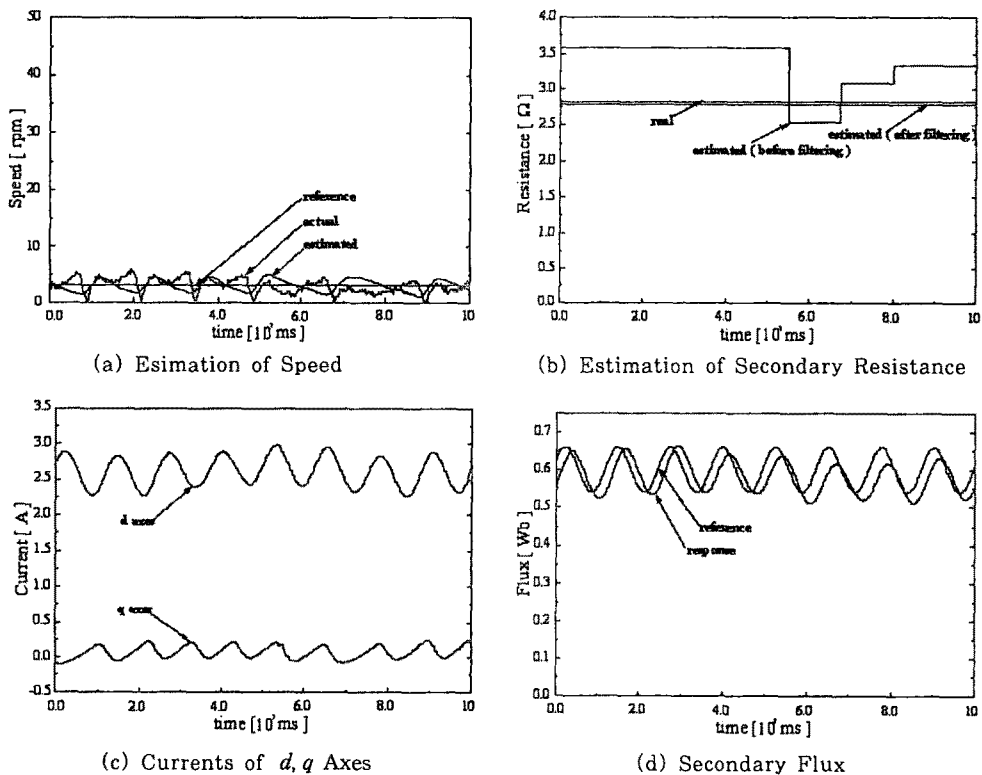


Fig. 5 Experimental Results of Estimation for Speed and Secondary Flux.

4. 결 론

[참 고 문 헌]

본 논문에서는 속도와 2차저항의 동시 추정이 가능한 유도기의 극 저속영역에서의 속도센서리스 제어방식을 제안하였다. 이를 위해 우선 순시토크제어법에 근거한 속도와 2차저항 추정법을 제안하고, 해당 시뮬레이션을 통해 이론의 정확성을 검증하였으며, 또한, DSP를 이용한 실험실용 제어시스템을 통해 속도와 2차저항을 동시에 추정하는 극 저속영역에서의 유도기의 속도센서리스 제어를 실현함으로써 이론의 타당성을 검증하였다.

- [1] 황동일, 정석권, "2차저항 동정을 고려한 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1042-1045, 2000
- [2] T. Hayashi, Y. Fujii, 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.
- [3] 이진국, 정석권, "저속정보를 이용한 2차저항 동정기동을 갖는 유도전동기의 저속영역 속도센서리스 제어", 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템학회 춘계학술대회 논문집, pp. 308-310, 2001