

피드포워드적 수법에 근거한 유도전동기의 토크 속응제어계에 있어서 2차저항 동정법

정석권^{**}, 양주호^{**}

* 부산수산대학교 해양산업개발연구소, ** 부산수산대학교 공과대학 제어기계공학과

An Identification Method of Secondary Resistance Based on Quick Torque Control System of Induction Motors

Seok-Kwon Jeong^{*}, Joo-Ho Yang^{**}

* National Fisheries University of Pusan Research Center for Ocean Industrial Development

** National Fisheries University of Pusan Department of Control and Mechanical Engineering

Abstract

Servo systems became indispensable to applications such as industrial robots and numerically controlled machinery. Especially, induction motor drives are widely used as ac-servo system owing to the fact that it is maintenance-free. At the present time, quick torque control methods such as vector control have been employed that enables an induction motor to attain as quick torque response as a dc motor. However, these methods can not be realized without knowing several motor parameters accurately, because the methods need them to calculate flux or voltage command. Most of all, secondary resistance has to be identified accurately, because its value varies greatly for operation of induction motors.

In this paper, a new identification method of secondary resistance based on quick torque control system of induction motors is proposed. The proposed method is derived theoretically from motor circuit equation and can be realized very simply by detecting primary current and voltage command of the motor.

Through the numerical simulation considered using PWM inverter, the validity of the proposed method was successfully confirmed.

1. 서론

1차측 전압에 펄스전압을 인가함으로써 과도토크를 소거하고 토크 속응제어를 실현하는 새로운 토크 속응제어 방법을 제안한 바 있다¹⁾. 이 방식의 특징으로서는 다음의 두 가지를 들 수 있다. 첫째, 인가 펄스전압 조건식을 이론적으로 도출함으로써 과도가 없는 토크응답을 얻기 위한 전압 지령치 결정을 전류의 피드백 투프에 의존하지 않고 피드포워드적으로 행할 수 있다. 그 결과 제어 그 자체에는 전류정보를 직접적으로 필요로 하지 않기 때문에 전류제어의 시간지연이 문제시되는 고도의 속응성이 요구되는 분야에 적용될 수 있을 것으로 기대가 된다. 둘째, 제어연산이 극히 간단화되므로 디지털 제어계로 실현할 경우 DSP등 CPU의 처리시간이 단축 가능하여 실 시스템에 적용하기가 쉽다.

이러한 피드포워드적 수법에 있어서는 모터 파라미터 변동에 대한 토크의 응답특성이 대단히 중요하게 된다. 제안된 토크 속응제어 방식¹⁾은 전압지령 연산시에 1차, 2차측의 저항과 자기인력턴스 및 상호인력턴스 등의 모터 파라미터를 이용하고 있다. 이 가운데 모터의 운전 중에 특히 그 값 변동이 큰 문제로 되는 것은 2차저항으로서 여러가지 동정법⁴⁾들이 제안되어지고 있다. 본 논문에서는 모터의 인가전압과 1차전류 정보로부터 비교적 간단히 2차저항을 동정할 수 있는 새로운 방법을 제안하고 이에 대한 수치 시뮬레이션 결과를 소개한다.

2. 전압제어형 인버터에 의한 토크 속응제어

제안된 토크 속응제어 방식은 그림1과 같은 토크 응답을 식(1)과 같은 전압패턴으로 실현한다.

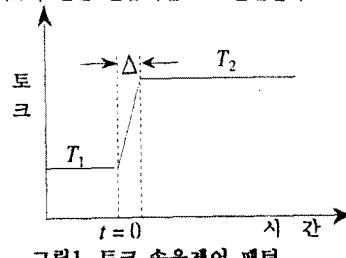


그림1. 토크 속응제어 패턴

$$u(t) = \begin{cases} u_1 \exp(j\omega_1 t) & t < 0 \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) + u_c & 0 \leq t < \Delta \\ u_2 \exp(j\omega_2 t) & \Delta \leq t \end{cases} \quad (1)$$

여기서, u_1 , ω_1 은 토크 가변전, u_2 , ω_2 는 토크 가변시 및 가변후의 정현파전압과 각주파수를 각각 나타내며 u_c 는 과도토크를 소거하기 위해 Δ 시간 동안 인가해야 하는 펄스전압을 나타낸다. 또한, 전압 u_1 , u_2 , u_c 는 복소량이다. 제어주기를 Δ 로 해서 n 시각에서의 식(1)의 각주파수지령 및 전압지령은 다음식으로 구해진다.

$$\omega_n^* = \frac{\sigma^4 T_1^*}{NR_2 m^2 C^2} + \theta_{en}^* \quad (2)$$

$$u_n^* = (u_n + u_m)C_n \quad (3)$$

$$C_n = C_i \exp(j\Delta \sum_{k=1}^{n-1} \omega_k) \quad (4)$$

여기서,

$$\begin{aligned} u_n &= (\tau_1 + j\omega_n)(\tau_2 + j\omega_n) \\ u_m &= j(\omega_n - \omega_{n-1})(1 - j\Delta\omega_{n-1}/2) \\ &\quad (1/\Delta - (j\omega_n + \tau_1 + \tau_2)/2) \end{aligned}$$

$$C_i = C \exp\left\{j(\varphi + \Delta \sum_{k=1}^{n-1} \omega_k)\right\}, i < n$$

$$C = \sqrt{\frac{\sigma^4 T_{rat}}{NR_2 m^2 (\omega_{rat} - \theta_{rat})}}$$

위식에서 τ_i 는 모터의 상태방정식 표현에 있어서 시스템 행렬의 고유치, N 는 극대수, C 는 C_n 의 크기, θ_{rat} 은 모터 회전속도로부터 환산된 전기각속도, 하첨자 rat 는 정격치, 상첨자 *는 지령치를 각각 나타낸다. 또한 T 는 전자기적 모터 토크, $\sigma^4 = L_1 L_2 - m^2$ 은 누설자속, φ 는 초기위상을 나타내고 있다. 식(2)로부터 제안된 제어방식은 토크를 슬립주파수에 비례하여 제어하고 있음을 알 수 있다. 이때 전압지령은 (3)식으로서 정상상태 ($\omega_n = \omega_{n-1}$)에서는 정현파전압 u_n^* 만이 출력되며, 과도상태일 경우에는 설정된 Δ 시간 이후에 파도 토크가 발생하지 않도록 펄스 전압 u_m 이 인가된 전압이 출력된다. 따라서, 제안된 제어수법은 토크를 정정시간 Δ 에 의해서 항상 정상상태 간을 이행하게 한다. 또한, 전압지령을 속도정보와 모터정수만으로 (3)식에 의해 피드포워드적으로 결정할 수 있다. 그러나, 2차저항의 초기 설정치가 모터의 실제치와 다를 경우 전압지령 (3)식에 연산오차가 발생하여 고정도의 토크 응답 실현이 어렵게 되므로 2차저항을 정확히 동정할 필요가 있다.

3. 토크 속응제어 방식에 근거한 2차저항 동정법

그림2에서는 2차저항의 설정치가 신치와 10% 다를 경우, 제안된 제어방식에 의한 토크 응답 특성을 나타낸다.

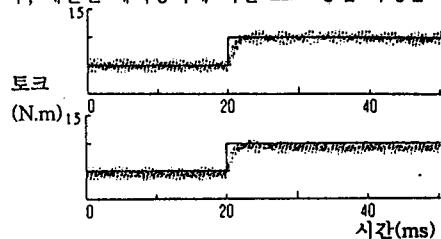


그림2. 2차저항 변동시의 토크 응답 특성
(상:설정치=신치, 하:설정치≠실제치)

그림2(하)로부터 2차저항의 값이 정확하지 않을 경우, (3)식의 전압지령에 연산오차를 발생시켜 토크의 응답특성을 크게 열화시키지는 않으나 토크의 정상편차를 발생시키고 있음을 알 수가 있다.

본 논문에서는 제안된 토크 제어 방식이 전술한 바와 같이 정상상태 간을 이행하며, 전압지령을 피드포워드적으로 연산 가능하고, 더욱이 정현파전압과 펄스전압을 개

별로 연산 가능한 점을 이용하여 전압지령(정현파전압)과 1차전류 정보로부터 2차저항을 비교적 간단히 동정하는 방법을 제안한다.

$$\begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 p & m p \\ m(p - j\theta_e) & R_2 + L_2(p - j\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5)식은 유도전동기의 일반적인 회로방정식으로서 u 는 입력전압, x_1, x_2 는 1차, 2차 전류를 나타내며 복소량으로서 그 실수부가 d 축, 허수부가 q 축에 각각 대응하고 있다. 또한, 임피던스 행렬의 $L, (i=1, 2)$ 는 1차, 2차 자기인 터턴스, $R, (i=1, 2)$ 는 1차, 2차저항을, 그리고 m 은 상호인티턴스를 각각 나타내고 있다. 이들값 중 입력전압은 토크지령치에 의해 (3)식의 연산을 거쳐 상시 연산부에서 관리되는 값이며, 1차전류 또한 콘트롤러의 안전을 위해 허센서등을 통해 감시되는 값으로서 기지의 값에 해당한다. 유도전동기에서 2차전류의 값은 측정 불가능하나, 정상상태에서는 (5)식에서의 미분연산자 p 를 $j\omega$ 로 대치 가능하므로 추정해야 할 2차전류는 모터의 인가전압 및 1차전류를 이용하여 (6)식과 같이 치환시킬 수 있다.

$$x_2 = -j \frac{1}{\omega m} (u - (R_1 + j\omega L_1)x_1) \quad (6)$$

단, 여기서 강조하고 싶은 것은 (6)식에서의 전압 u 는 (3)식에서 펄스전압 u_m 을 제외한 정현파전압 성분 u_n^* 만을 나타낸다는 것이다. 위식을 (5)식에 대입함으로써 동정하고자 하는 2차저항 \hat{R}_2 만이 미지수인 (7)식이 얻어진다. 이때 모터의 속도정보는 미소한 샘플링시간 동안에는 일정치로 가정한다.

$$\hat{R}_2 = \frac{\omega(\omega - \theta_e)m^2 x_1}{u - (R_1 + j\omega L_1)x_1} - jL_2(\omega - \theta_e) \quad (7)$$

위의 (7)식에서는 좌변이 스칼라량, 우변이 복소량으로 되어 있다. 따라서 위식을 d 축, q 축 성분으로 나누어서 나타내면 다음식이 얻어진다.

$$\begin{aligned} b_1 \hat{R}_2 &= c_1 \\ b_2 \hat{R}_2 &= c_2 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서,

$$b_1 = u_d - R_1 x_{1d} + \omega L_1 x_{1q}$$

$$b_2 = u_q - R_1 x_{1q} - \omega L_1 x_{1d}$$

$$c_1 = (\omega - \theta_e)(\omega m^2 x_{1d} + L_2 b_1)$$

$$c_2 = (\omega - \theta_e)(\omega m^2 x_{1q} - L_2 b_1)$$

$$x_1 = x_{1d} + jx_{1q}$$

$$u = u_d + j u_q$$

(8)식의 두식을 만족하는 \hat{R}_2 는 두식의 양변 오차의 제곱 합인 (9)식의 Q 가 최소로 되는 \hat{R}_2 를 취함으로써 결정할 수 있다. 따라서, 2차저항은 (10)식으로부터 용이하게 동정된다.

$$Q = (b_1 \hat{R}_2 - c_1)^2 + (b_2 \hat{R}_2 - c_2)^2 \quad (9)$$

$$\hat{R}_2 = \frac{b_1 c_1 + b_2 c_2}{b_1^2 + b_2^2} \quad (10)$$

4. 수치 시뮬레이션 결과 및 고찰

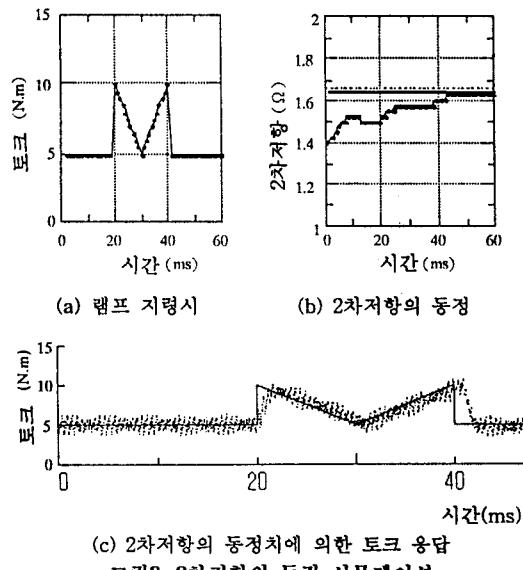
시뮬레이션에 이용한 전동기(3상, 권선형, 2.2kW)의 모터정수를 표1에 나타낸다. 또, PWM인버터를 상정한 2차 저항 동정 시뮬레이션 결과를 그림3에 나타낸다. 이때, 제어주기 Δ 는 1ms, 반송파 주파수는 2kHz로 설정했다.

표1. 유도전동기의 파라미터

3-phase, 200V, 50Hz, 1265rpm	
R_1 : 0.58Ω	R_2 : 1.5Ω
L_1 : 100mH	L_2 : 108.8mH
m : 100.4mH	

또한 동정치에 의한 제어계의 불안정을 피하기 위해 우선 본 논문에서는 하중 W 를 (11)식과 같이 부가하여 동정을 행했다.

$$\hat{R}_2 = (W\hat{R}_2 + \hat{R}_2)/(W+1) \quad (11)$$



한편, 이 동정법은 (10)식에서 보는 바와 같이 1회의 계산을 필요로 할뿐, 모두 승산 및 가·감산만으로 연산이

가능하다. 또, 1차전류 검출정보는 전류센서로부터 얻어지지만 이 때에도 동정을 위해 반드시 매 제어주기마다 전류정보를 고정도로 읽어야 할 필요는 없다. 2차 권선의 온도는 제어주기에 비해 대단히 완만하게 변화하므로 DSP등 연산소자의 부담요인이 되지 않는다. 따라서 수회 내지는 수십회의 주기에 걸쳐서 그 평균치를 취함으로써 보다 정도 높게 2차저항을 동정할 수 있다.

5. 맺음말

본 논문에서는 피드포워드적 수법에 근거한 유도전동기의 토크 속용제어에 있어서 2차저항의 새로운 동정법을 제안했다. 제안 방식은 유도전동기의 회로방정식으로부터 유도된 비교적 간단한 연산식에 의해 인가전압 및 1차전류 정보로부터 2차저항을 동정할 수 있다. 아직 개선의 여지는 남아 있으나, 시뮬레이션 결과로부터 제안한 동정수법에 의해 2차저항을 정도 높게 동정할 수 있음을 확인할 수 있었다. 실기 실험 등을 통한 검증은 금후의 과제로 남겨둔다.

참고문헌

- [1] Jeong, S.K., Y. Fujii and T. Sekiguchi, "A Method to Realize Very Quick Torque Control of Induction Motor Systems with Voltage-Source Inverter", The Trans. of Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 115, No. 4, pp. 394~401, 1995.
- [2] Jeong, S.K., W.K. Yoo, Y. Fujii and T. Sekiguchi, "An Identification Method of Secondary Resistance Based on Quick Torque Control System of Induction Motors", Proc. National Convention Record I.E.E. Japan, pp. 254~255, 1995.
- [3] Kubota, H., O. Masanori, M. Kouki and N. Takayoshi, "Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux observer", The Trans. of Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 111-D, No. 11, pp. 954~960, 1991.
- [4] Ohmori, Y. and I. Miyashita, "An Identification Method of Secondary Resistance of Speed Sensorless Vector Control", Proc. National Convention Record I.E.E. Japan, pp. 6~24, 1991.