유도전동기 고정자 자속 기준 벡터제어에서 순환 최소자승법을 이용한 회전자 저항 및 고정자 과도 인덕턴스 추정

이 대 한, 최 종 우
경북대학교

Estimation of Rotor Resistance and Stator Transient Inductance Using RLS in Stator Flux Oriented Control of Induction Motors

Dae-Han Lee, Jong-Woo Choi
Kyungpook National University

ABSTRACT

본 논문은 유도전동기 고정자 자속 기준 벡터제어에서, 슬립 관계식과 순환 최소자승법을 이용하여 회전자 저항 및 고정자 과도 인덕턴스를 동시에 추정하는 알고리즘을 제안한다. 모의실험을 수행하여, 추정 회전자 저항과 고정자 과도 인덕턴스가 제안된 방법에 의해 각각 실제 값에 수렴함을 보인다.

1. 서론

유도전동기는 교류 전동기 중에서도 산업계에서 가장 흔히 사용되는 전동기이다. 유도전동기의 고성능 구동을 위해서는 전동기의 파라미터를 정확히 파악하는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서는 유도전동기의 중요 파라미터인 회전자 저항과 고정자 과도 인덕턴스를 순환 최소자승법을 이용하여 추정하는 알고리즘을 제안한다.

2. 본론

2.1 고정자 자속 기준 벡터 제어

고정자 자속 기준 벡터제어는 고정자 자속을 기준으로 하여 자속분 전류와 토크분 전류를 제어하는 방법이다. 동기좌표계에서 표현된 유도전동기의 고정자 및 회전자 전압 방정식은 다음과 같다.[1]

$$\mathbf{v}_s^e = R_s \mathbf{i}_s^e + p\boldsymbol{\lambda}_s^e + j\boldsymbol{\lambda}_s^e \tag{1}$$

$$\mathbf{v}_r^e = R_r \mathbf{i}_r^e + p\boldsymbol{\lambda}_r^e + j(\omega_e - \omega_r)\boldsymbol{\lambda}_r^e = 0 \tag{2}$$

또한, 동기좌표계에서 표현된 고정자 및 회전자 자속 방정식은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{\lambda}_s^e = L_s \mathbf{i}_s^e + L_m \mathbf{i}_r^e \tag{3}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r^e = L_r \mathbf{i}_r^e + L_m \mathbf{i}_s^e \tag{4}$$

유도전동기 고정자 자속 기준 벡터제어를 하기 위해서는 전압 방정식을 고정자 전류 및 고정자 자속으로 표현해야 한다. 식 (3)과 식 (4)를 이용하여 다음과 같은 식을 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{i}_r^e = \frac{\boldsymbol{\lambda}_s^e - L_s \mathbf{i}_s^e}{L_m}, \boldsymbol{\lambda}_r^e = \frac{L_r}{L_m}\boldsymbol{\lambda}_s^e - \frac{L_s L_r}{L_m}\mathbf{i}_s^e + L_m \mathbf{i}_s^e \tag{5}$$

식 (5)를 식 (2)에 대입하면 회전자 전압방정식을 고정자 전류와 고정자 자속에 대한 식으로 나타낼 수 있다. 이를 나타내면 식 (6)과 같다.[2]

$$\begin{aligned} v_{dr}^e &= -L_s(1+\sigma\tau_r p)i_{ds}^e + \omega_{sl}\tau_r\sigma L_s i_{qs}^e + (1+\tau_r p)\lambda_{ds}^e - \omega_{sl}\tau_r\lambda_{qs}^e = 0 \\ v_{qr}^e &= -\omega_{sl}\tau_r\sigma L_s i_{ds}^e - L_s(1+\sigma\tau_r p)i_{qs}^e + \omega_{sl}\tau_r\lambda_{ds}^e + (1+\tau_r p)\lambda_{qs}^e = 0 \end{aligned} \tag{6}$$

고정자 q축 자속 $\lambda_{qs}^e = 0$이므로, 식(6)의 회전자 q축 전압방정식으로부터 슬립 관계식을 구하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_s(1+\sigma\tau_r p)i_{qs}^e}{\tau_r(\lambda_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e)} \tag{7}$$

2.2 순환 최소자승법(Recursive Least Mean Square)

순환 최소자승법을 이용하여 시스템의 파라미터를 추정할 수 있다. 본 논문에서는 순환 최소자승법의 구현방법 중 구배법 (Gradient Method)을 사용하며, 이득은 상수 값으로 설정하였다. 슬립 관계식인 식 (7)을 변형하면 다음과 같다. 여기서, 고정자 인덕턴스 L_s와 회전자 인덕턴스 L_r은 거의 같다고 가정한다.

$$\omega_{sl}\lambda_{ds}^e - \sigma L_s \omega_{sl} i_{ds}^e = R_r i_{qs}^e + \sigma L_s p i_{qs}^e \tag{8}$$

식 (8)의 좌우항에 각각 2차 저역 통과 필터(low pass filter, LPF)를 사용하여 정리하면 다음과 같다.

$$flt(\omega_{sl}\lambda_{ds}^e) = R_r flt(i_{qs}^e) + \sigma L_s\left[flt(\omega_{sl} i_{ds}^e) + flt(p i_{qs}^e)\right] \tag{9}$$

여기서 사용된 필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$F(s) = \frac{K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \tag{10}$$

상수 값을 이득으로 갖는 구배법의 일반적인 식을 나타내면

식 (11)과 같다.[3]

$$\mathrm{G}[n] = \mathrm{G}[n-1] + \mathrm{K}\mathrm{X}[n]e[n] \qquad (11)$$
$$e[n] = y[n] - \mathrm{G}^{\mathrm{T}}[n-1]\mathrm{X}[n]$$

식 (11)에서 G는 추정 파라미터 행렬, K는 상수 값 이득을 원소로 포함하는 이득행렬, X는 입력행렬, y와 e는 각각 출력과 오차에 해당한다. 식 (11)을 이용하여 회전자 저항과 고정자 과도 인덕턴스 추정식으로 표현하면 다음과 같다. 여기서, K_1과 K_2는 각각 회전자 저항의 추정 이득, 고정자 과도 인덕턴스의 추정 이득이다.

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_r[n] \\ \sigma\hat{L}_s[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R}_r[n-1] \\ \sigma\hat{L}_s[n-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha[n] \\ \beta[n] \end{bmatrix} \left(y[n] - \hat{R}_r[n-1]\alpha[n] - \sigma\hat{L}_s[n-1]\beta[n] \right) \qquad (12)$$

$$y = flt\left(\hat{\omega}_{sl}\lambda_{ds}^{e}\right),\ \alpha = flt\left(i_{qs}^{e}\right),\ \beta = flt\left(\hat{\omega}_{sl} i_{ds}^{e}\right) + flt\left(p i_{qs}^{e}\right)$$

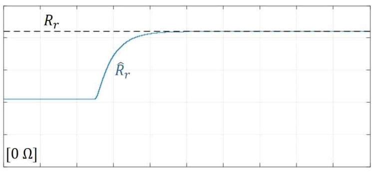
이때, 추정 슬립 $\hat{\omega}_{sl}[n]$은 추정 고정자 자속 각 $\hat{\theta}_e$를 이용하여 추정한다. 여기서 T는 샘플링 시간 (Sampling time)이다.

$$\hat{\omega}_{sl}[n] = \hat{\omega}_e[n] - \omega_r[n] = \left(\hat{\theta}_e[n] - \hat{\theta}_e[n-1]\right)/\mathrm{T} - \omega_r[n] \qquad (13)$$

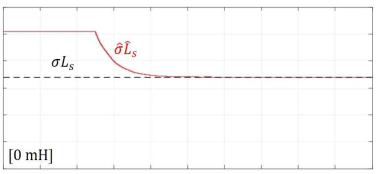
3. 모의실험

표 1 유도전동기 정격 및 파라미터
Table 1 Induction Motor ratings and parameters

정격 용량	4 [kW]
극수	4
정격 주파수	50 [Hz]
정격 전압	230 [V]
정격 전류	14.55 [A]
회전자 저항 (R_r)	0.21 [Ω]
고정자 과도 인덕턴스 (σL_s)	6.8 [mH]



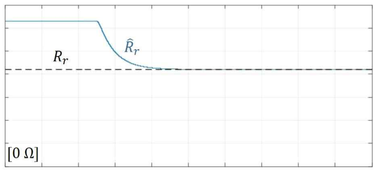
(a) R_r 추정 시뮬레이션 결과
x-axis: Time [2 s/div.], y-axis: R_r[0.05 Ω/div.]



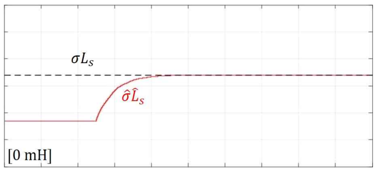
(b) σL_s 추정 시뮬레이션 결과
x-axis: Time [2 s/div.], y-axis: σL_s[2 mH/div.]

그림 1 R_r과 σL_s추정 시뮬레이션 결과
Fig. 1 Simulation results for R_r and σL_s estimation
$\left(\hat{R}_r[0] = 0.5R_r,\ \sigma\hat{L}_s[0] = 1.5\sigma L_s\right)$

그림 1의 (a)와 (b)를 보면 각각 -50%와 +50%의 오차를 갖는 초기 추정 회전자 저항 및 추정 고정자 과도 인덕턴스가 약 3초만에 실제 값으로 수렴하는 것을 알 수 있다.



(a) R_r 추정 시뮬레이션 결과
x-axis: Time [2 s/div.], y-axis: R_r[0.05 Ω/div.]



(b) σL_s 추정 시뮬레이션 결과
x-axis: Time [2 s/div.], y-axis: σL_s[2 mH/div.]

그림 2 R_r과 σL_s추정 시뮬레이션 결과
Fig. 2 Simulation results for R_r and σL_s estimation
$(\hat{R}_r[0] = 1.5R_r,\ \sigma\hat{L}_s[0] = 0.5\sigma L_s)$

반대로 그림 3과 그림 4에 보인 바와 같이 각각 +50%와 -50%의 오차를 갖는 초기 추정 회전자 저항 및 추정 고정자 과도 인덕턴스 역시 약 3초만에 실제 값에 도달하는 것을 확인할 수 있다. 위 실험 결과를 통해 순환 최소자승법을 이용하여 초기 오차를 포함한 추정 회전자 저항 및 추정 고정자 과도 인덕턴스가 실제 값에 도달하는 것을 확인할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서 제안한 알고리즘인 슬립 각속도를 이용한 순환 최소자승법을 통한 회전자 저항 및 고정자 과도 인덕턴스 추정 방법을 모의실험을 통하여 검증하였다. 각각 50% 오차가 있는 경우에도 정확한 파라미터 값으로 수초 이내에 정확히 추정되는 것을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] 김상훈, 모터제어, 복두출판사, pp. 256-262, 2018

[2] Gouhai Liu, Jiali Lu and Hao Zhang, “A Stator Flux-oriented Decoupling Control Scheme for Induction Motor”, IEEE Trans. ICCA. pp. 1701-1704. 2007.

[3] P.E. Wellstead and M.B. Zarrop, Self-tuning Systems, JOHN WILEY & SONS, pp. 85-102, 1991