

완전 정지형 방식에 의한 유도 전동기 파라미터 오토튜닝

김정하, 홍찬욱, 권봉현, 임계영
LG산전 중앙 연구소

Identification of Parameters for Induction Motor at Standstill

J.H. Kim, C.O. Hong, B.H. Kwon, and K.Y. Lim
R&D Center, LG Industrial Systems Co., Ltd.

ABSTRACT

An identification method of induction motor parameters such as rotor time constant and mutual inductance at standstill condition is discussed assuming that stator resistance and leakage has already been obtained applying two different DC voltage and single phase voltage to the induction motor, respectively. This proposed scheme is implemented by means of Model Reference Adaptive Control (MRAC) technique, which uses a rotor flux equation in voltage model as a reference model and one in current model and is demonstrated through experiment.

1. 서 론

슬립 주파수 제어형 간접 벡터 제어에 의하여 유도 전동기를 제어하는 경우 전동기에 인가되는 슬립 주파수 지령 식에 사용하는 회전자 시정수 및 상호 인덕턴스치가 실제치와 다른 경우 정밀한 토오크 제어 특성을 얻기 어렵기 때문에 이들 파라미터의 정확한 측정이 필요하다. 이 측정 방법에 관해서는 지금까지 많은 연구가 진행되어 실제로 산업용 인버터에도 널리 적용되고 있다. 그러나 고정자 저항, 누설 인덕턴스의 측정 방식은 전동기의 정지 상태에서 실행하지만 회전자 시정수, 상호 인덕턴스, 여자 전류의 측정 방식은 반드시 전동기를 무부하 상태에서 회전시켜야만 한다. 따라서 엘리베이터와 같이 전동기를 무부하 상태로 하기 힘든 응용 분야에서는 전동기를 회전시킬 필요없이 간단히 전동기 파라미터를 측정할 수 있는 정지형 오토튜닝 방식은 필수적이다. 본 논문에서는 인버터를 사용하여 정지 상태의 전동기에 직류 전압 및 단상 교류 전압을 인가하여 측정된 고정자 저항 및 누설

인덕턴스 및 모델 규범 제어(MRAC) 기법을 사용하여 회전자 시정수, 상호 인덕턴스 및 여자 전류까지 전동기 정지 상태에서 측정하는 방법에 대하여 논하고자 한다.

2. 전동기 파라미터 오토튜닝 방법

2.1 유도 전동기의 회전자 쇄교 자속의 연산^[1]

고정자 좌표계에서의 유도 전동기의 회로 방정식은 식 (1)과 같이 표현되고,

$$\begin{bmatrix} v_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL_m \\ (p - \omega_{re})L_m & R_r + (p - \omega_{re})L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

d, q축 회전자 쇄교자속은 각각 아래식과 같이 나타낸다.

$$\phi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (2)$$

$$\phi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (3)$$

여기서, R_s, R_r : 고정자 및 회전자저항
 L_s, L_r : 고정자 및 회전자인덕턴스
 L_m : 상호 인덕턴스
 ω_{re} : 전기적 회전 각속도
 i_s : 고정자 전류 ($= i_{ds} + ji_{qs}$)
 i_r : 회전자 전류 ($= i_{dr} + ji_{qr}$)
 p : 미분 연산자 ($= \frac{d}{dt}$)

식 (1)의 1행과 식 (2), (3)을 이용하여 전압 모델에서의 d, q축 회전자 쇄교 자속을 다음식과 같이 구하여 전동기 입력 전압, 전류 및 이미 측정된 고정자 저항, 누설 인덕턴스를 이용하여 회전자 쇄교자속을 연산할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \left(\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + p\sigma L_s & 0 \\ 0 & R_s + p\sigma L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \right) \quad (4)$$

한편, 식 (1)의 2행과 식 (2), (3)을 이용하여 전동기 정지 상태 즉, 전동기 속도 $\omega_{re}=0$ 이라고 가정하면 전류 모델에서의 d, q축 회전자 쇄교 자속은 다음식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.2 MRAC 적응 제어기의 구성^{[2] [3]}

그림 1에 전동기 파라미터 추정을 위한 MRAC 적응 제어기의 블록도를 나타낸다. 전동기 정지 상태에서 저주파의 구형파 전류(i_{qs})를 인가하여 전류 모델에서의 회전자 쇄교 자속(식 (5))이 전압 모델에서의 2차 쇄교 자속(식 (4))을 추종하도록 적응 제어 알고리즘을 이용하여 회전자 시정수 τ_r 및 상호 인덕턴스 L_m 을 추정한다. 이하, 제어기의 각 부분에 대해 설명한다.

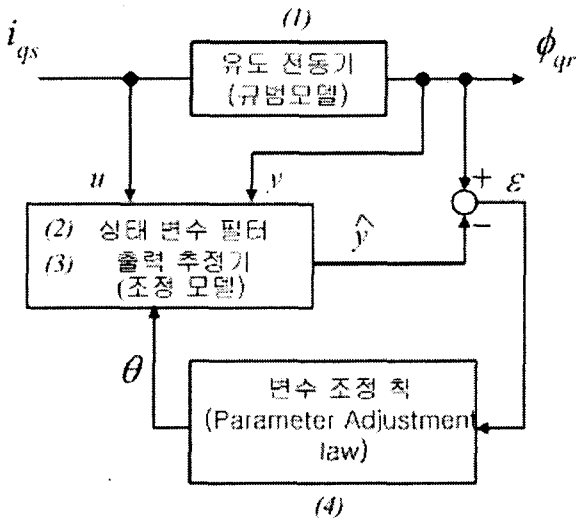


그림 1 MRAC 적응 제어기의 블록도
Fig. 1 The Block diagram of MRAC Adaptive Controller(Identifier)

2.2.1 유도 전동기 (규범 모델)

플랜트인 유도 전동기 (규범 모델)의 회전자 쇄교 자속인 식 (4)에 L_m/L_r 을 곱하면 전압 모델에서의 q축 회전자 자속 상태 방정식은 다음 식 (6)과 같이 되어 전동기에 인가된 q축 고정자 전류, 인버터 전압 지령치를 이용하여 자속을 연산할 수 있다.

$$\dot{\phi}_{qr} = \omega_s - (R_s + p\sigma L_s) \cdot i_{qs} \quad (6)$$

2.2.2 상태 변수 필터 (State Variable Filter) 및 출력 추정기 (Output Estimator)

조정 모델로 사용하기 위한 q축 회전자 자속은 L_m/L_r 을 곱하여 다시 정리하면 다음 식과 구할 수 있다.

$$\dot{y} = a\dot{y} + bu = \dot{\phi}_{qr} = -\frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} i_{qs} \quad (7)$$

임의의 설계 상수 a_m 을 넣어 식 (7)을 다시 쓰면 다음 식과 같이 되어,

$$\dot{y} = \dot{\phi}_{qr} = -\frac{1}{\tau_r} \phi_{qr} - \underbrace{a_m \phi_{qr}} + \underbrace{a_m \phi_{qr}} + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} i_{qs} \quad (8)$$

$$\dot{y} = \dot{\phi}_{qr} = \frac{1}{s+a_m} \left\{ (a_m - \frac{1}{\tau_r}) \phi_{qr} + \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} i_{qs} \right\} \quad (9)$$

식 (9)를 $\phi_{qr} = \theta \zeta$ 의 형태로 다시 정리하면 추정할 파라미터 θ 는 다음과 같고 나타낼 수 있고

$$\theta = \begin{bmatrix} \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} & a_m - \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (10)$$

상태 변수 필터 ζ 는 다음과 같이 나타낼 수 있고

$$\zeta = [\zeta_1 \quad \zeta_2]^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{s+a_m} \cdot i_{qs} & \frac{1}{s+a_m} \cdot \hat{\phi}_{qr} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

추정 파라미터 $\theta = [\theta_1 \quad \theta_2] = \left[\frac{L_m^2}{L_r \tau_r}, \frac{1}{\tau_r} - a_m \right]$ 으로 하고 상태 변수 필터 ζ 를 상태 방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\zeta}_1 \\ \dot{\zeta}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_m & 0 \\ 0 & -a_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \zeta_1 \\ \zeta_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \hat{\phi}_{qr} \end{bmatrix} \quad (12)$$

2.2.3 변수 조정 칩 (Parameter Adjustment Law)^[4]

2.2.2에서 설명한 추정 파라미터 θ_1, θ_2 를 추정하기 위한 변수 조정 칩으로 재귀적 최소 자승법 (Recursive Least Square Method)을 사용하였다. 파라미터 추정치에 오차가 존재하는 경우 다음식의 오차 ε 가 존재한다.

$$\varepsilon = y[k] - \theta[k] \zeta^T[k] \quad (13)$$

$y[k]$: 출력, $\zeta[k]$: N차원의 측정치 벡터,
 $\theta[k]$: N차원의 미지의 파라미터

다음에 오차 $\varepsilon[k]$ 에 대한 평가 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$J = \sum_{k=1}^N w(k) \varepsilon^2(k, \theta) = \varepsilon^T W \varepsilon \quad (14)$$

$w(k)$: Weighting factor

위의 평가 함수 J 를 최소로 하는 $\theta[k]$ 를 구하는 것이 목적으로 파라미터 추정 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta[k] = P[k]z[k] \quad (15)$$

$$P[k] = \sum_{k=1}^N (\zeta[k] W \zeta^T[k])^{-1} \quad (16)$$

$$z[k] = \sum_{k=0}^N \zeta[k] W y[k] \quad (17)$$

$$\theta[k+1] = \theta[k] + L[k+1](y[k+1] - \theta[k]\zeta[k]) \quad (18)$$

$$P[k+1] = \frac{1}{\gamma} (I - L[k+1]\zeta^T[k+1])P[k] \quad (19)$$

$$L[k+1] = \frac{P[k]}{\gamma} \left(\frac{1}{a} + \frac{\zeta^T[k+1]P[k]\zeta[k+1]}{\gamma} \right) \quad (20)$$

여기서, γ = 망각 계수, $a = 1 - \gamma$

$$\theta[k] = [\theta_1[k] \quad \theta_2[k]] = \left[\frac{L_m^2}{L_r \tau_r} \quad \left(\frac{1}{\tau_r} - a_m \right) \right]$$

$$\zeta = [\zeta_1[k] \quad \zeta_2[k]]^T$$

$$= \left[\frac{1}{s + a_m} \cdot i_{qs}[k] \quad \frac{1}{s + a_m} \cdot \hat{\phi}_{qr}[k] \right]^T$$

$P[k]$: 적응 Gain 행렬(2×2), $P[0] = \lambda I$, λ : 정수

2.3 실험 결과

그림 2에 인버터 제어 블록도를 나타낸다. 저주파의 구형파 i_{qs} 를 인버터를 통하여 전동기에 인가하여 그때의 전동기 입력 전압 즉, 인버터출력 전압을 이용 그림 1의 MRAC 적응 제어기를 사용하여 전동기의 회전자 시정수 및 상호 인덕턴스를 추정한다.

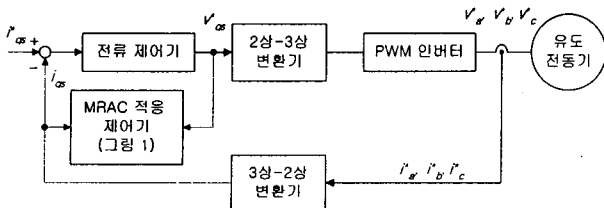


그림 2 인버터 제어 블록도

Fig. 2 Block Diagram of Inverter Control

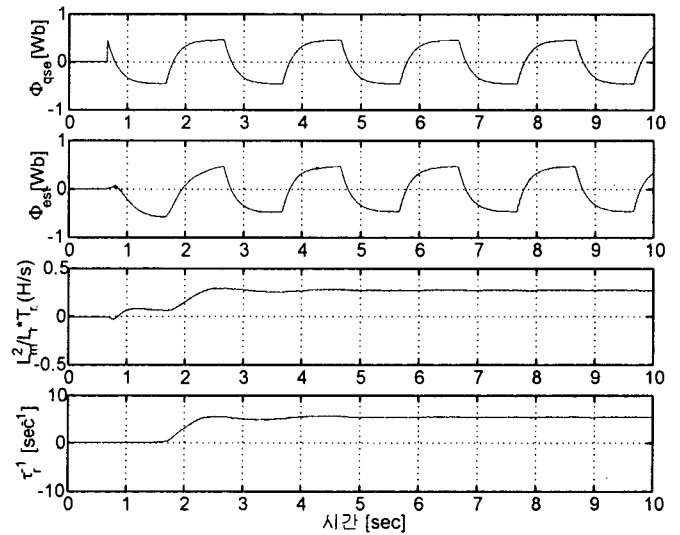
실험에 사용한 전동기의 정격은 표 1과 같다.

표 1 유도 전동기의 정격

Table 1 The Table of Induction Motor Rating

정격 출력, 전압, 전류	3.7kW, 220V, 12.9A
정격 회전 속도	1730 rpm
정격 토크	20.4 Nm
회전자 시정수	187 ms
상호 인덕턴스	54.55 mH
누설 인덕턴스	2.34 mH

위에 기술한 정격의 유도 전동기를 사용하여 실험을 행하여 그림 3에서 보이는 바와 같은 약 4초 후에 수렴하는 추정 특성을 갖는 제어기를 실현, 검증하였다. 파라미터 추정 결과 그림 3의 (c), (d)에서 보인 바와 같이 θ_1 및 θ_2 를 사용하여 회전자 시정수 τ_r , 상호 인덕턴스 L_m 을 다음과 같이 연산으로부터 구할 수 있다.



(a) 실제 q축 자속 ϕ_{qr} , (b) 추정 q축 자속 $\hat{\phi}_{qr}$

(c) $\theta_1 = \frac{L_m^2}{L_r \tau_r}$ (d) $a_m + \theta_2 = \frac{1}{\tau_r}$

그림 3 적응 추정기에 의한 파라미터 추정 특성

Fig. 3 Identification Characteristic of Adaptive Identifier

2.3.1 회전자 시정수 τ_r 의 연산

추정된 $\theta_2 (= \frac{1}{\tau_r} - a_m)$ 에 임의의 설계 정수 a_m 을 더하여 그 역수를 취하면 회전자 시정수 τ_r 을 구할 수 있다. 추정치를 사용하여 180.93 [ms]의 회전자 시정수 τ_r 을 얻는다.

2.3.2 상호 인덕턴스 L_m 의 연산

L_m 을 구하기 위해서는 θ_1 을 $\frac{1}{\tau_r}$ 으로 나누면

$\frac{L_m^2}{L_r \tau_r} (=K)$ 을 얻는데 $L_m = L_r - \sigma L_s$ 라고 하면 다음 식으로 구할 수 있다.

$$L_m = \frac{K + \sqrt{K^2 + 4K \cdot \sigma L_s}}{2} \quad (21)$$

실험 결과의 추정치를 이용하여 연산하면 상호 인덕턴스 L_m 은 51.23mH의 값을 얻는다.

3. 결 론

고정자 저항, 누설 인덕턴스의 측정은 전동기 정지 상태에서 측정하는 이미 실용화되어 여러 산업 응용 분야에 적용되어 오고 있지만 전동기 제어 특성에 큰 영향을 미치는 회전자 시정수는 회전형 방식에 의존하여 왔다. 본고에서 설명한 회전자 시정수 및 상호 인덕턴스의 정지형 측정 방식은 이미 엘리베이터, 주차 설비와 같은 전동기를 무부하 상태로 만들기 힘든 분야에 적용되고 있고 고정자 저항, 누설 인덕턴스, 여자 전류와 같은 제어 관련된 전동기 전 파라미터를 완전 정지형 방식으로 측정이 가능하게 되었다.

참 고 문 헌

- [1] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification For Vector Control Of Induction Motors Without Rotational Transducers", *Proceedings of the IEEE*, pp. 493-499, 1989.
- [2] P. A. Ioannou, "ROBUST ADAPTIVE CONTROL" pp.144-162, PRENTICE HALL, 1996.
- [3] 岩田誠, "インバータを使用した誘導電動機定數の初期同定", 日本電氣學會半導体電力変換研究會, S P C 9 4 - 4 8, pp.21-28, 1994.
- [4] G. F. Franklin, " Digital Control of Dynamic System", pp.378-381, ADDISON WESLEY, 1990.