

새로운 유도전동기의 회전자저항 추정 알고리즘

김 규 식
서울시립대학교 제어계측공학과

A New Rotor Resistance Identification Algorithm for Induction Motors

Gyu-Sik Kim

Dept. of Control and Instrumentation Eng., Seoul City University

Abstract

This paper presents a new rotor resistance identification algorithm for induction motors. The algorithm is derived from the fact that the slip frequency given in the d-q rotating frame is equal to that measured in the x-y fixed frame. Rotor resistance varies greatly with the machine temperature. In certain cases, the rotor resistance can increase 100 % over its ambient or nominal value. This deteriorates the dynamic performance of vector control systems for induction motors. However, the control scheme proposed in this paper is robust with respect to variations in rotor resistance because an efficient identification algorithm for rotor resistance is employed. To illuminate the performance of the proposed controller further, the simulation results are presented.

1. 서 론

1972년 벡터 제어 방법을 제시한 Blaschke 이후 유도전동기의 고성능 제어를 위한 많은 연구들이 이루어져 왔다. 그런데 이와같은 고성능 제어기들은 전동기 매개변수에 대한 정확한 정보를 필요로 하는데 그중에서도 회전자 저항은 기계온도의 상승에 따라 크게 변하고 이것은 유도전동기 제어기의 성능을 크게 저하시킨다. 따라서 유도전동기의 고성능 제어를 위해서는 효율적인 회전자 저항 알고리즘이 필수적으로 요구된다. 최근에 들어 효율적인 회전자 저항 추정 알고리즘에 대한 많은 연구들이 있었다. [1-5] 이들중에 Kim [4] 등은 Garces [1] 가 제시한 파라미터 변화보상을 위한 기준함수 사이의 수학적 관계를 유도하고 이 관계를 토대로 측정 가능한 물리량들을 사용하여 회전자 저항을 계산해내는 알고리즘을 제안하였다. Matsuo [2] 등은 고정자 전류에 유입된 역방향성 전류의 주파수를 변화시켜 이로인해 생기는 역방향성 고정자 전압의 정상상태 값을 검출하고 이를 토대로 회전자 저항을 추정하였다. 그러나 이 방법은 추정시 MMF의 정방향과 역방향 성분의 상호 작용으로 강한 토오크 변동을 야기시키는 단점이 있다.

본 논문에서는 온도에 가장 민감하고 전동기 동특성에 큰 영향을 미치는 회전자 저항을 효과적으로 추정하는 새로운 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 회전축에서 가한 슬립 주파수와 정지축에서 측정된 슬립주파수가 같다는데서 착안하여 얻은 것으로 상호인덕턴스, 고정자 저항등의 변화에 대체적으로 강한 특성을 보임을 시뮬레이션을 통해 보인다.

2. 제어기 설계

2.1 x - y 축상의 유도전동기 방정식

유도전동기 제어기를 설계할때 필요한 상태변수들은 고정자 전류, 회전자 자속, 그리고 회전자 속도등이다. 이들 상태변수들의 함수로 x-y 고정자 기준 좌표축에서 표현된 유도전동기의 동적방정식은 다음과 같다. [6]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{xs} &= -a_1 i_{xs} + a_2 \phi_{xr} + p a_3 \omega_r \phi_{yr} + a_0 V_{xs} \\ \dot{i}_{ys} &= -a_1 i_{ys} + a_2 \phi_{yr} - p a_3 \omega_r \phi_{xr} + a_0 V_{ys} \\ \dot{\phi}_{xr} &= -a_4 \phi_{xr} - p \omega_r \phi_{yr} + a_5 i_{xs} \\ \dot{\phi}_{yr} &= -a_4 \phi_{yr} + p \omega_r \phi_{xr} + a_5 i_{ys} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 (T_e - T_L) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 V_{xs} , V_{ys} 는 제어입력이고 T_e 는 다음과 같이 주어지는 발생된 토오크이다.

$$T_e = K_T (\phi_{xr} i_{ys} - \phi_{yr} i_{xs}). \quad (2)$$

상수 K_T 와 a_i , $i = 0, \dots, 7$ 는 유도전동기 매개변수이고 이들과 전동기 변수들에 대한 정의는 기호 및 약어 설명에 있다. 여기서, 슬립 속도 ω_{sl} 는 발생된 토오크와 회전자 자속 크기의 제곱 $\psi (\equiv \phi_{xr}^2 + \phi_{yr}^2)$ 의 함수이다.

$$\begin{aligned} \omega_{sl} &= \frac{d}{dt} [\arctan(\phi_{yr}/\phi_{xr})] - p \omega_r \\ &= (\phi_{xr} \dot{\phi}_{yr} - \dot{\phi}_{xr} \phi_{yr}) / \psi - p \omega_r \\ &= a_5 (\phi_{xr} i_{ys} - \dot{\phi}_{yr} i_{xs}) / \psi. \end{aligned} \quad (3)$$

2.2 d - q 축상에서 비간접 제어기 설계

전기가속도 ω_s 에 동기되어 회전하는 d-q 좌표계에서 유도전동기의 동적방정식은 다음과 같다. [6]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \phi_{dr} + p a_3 \omega_r \phi_{qr} + a_0 V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - \omega_s i_{ds} + a_2 \phi_{qr} - p a_3 \omega_r \phi_{dr} + a_0 V_{qs} \end{aligned}$$

$$\dot{\phi}_{dr} = -a_4 \phi_{dr} + (\omega_s - p \omega_r) \phi_{qr} + a_5 i_{ds} \quad (4)$$

$$\dot{\phi}_{qr} = -a_4 \phi_{qr} - (\omega_s - p \omega_r) \phi_{dr} + a_5 i_{qs}$$

$$\dot{\omega}_r = -a_6 \omega_r + a_7 K_T (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - a_7 T_L$$

d-q 회전 좌표계에서 표현된 유도전동기 방정식 (4) 에서 제어 입력 ω_s 를 다음과 같이 선택한다.

$$\omega_s = p \omega_r + \hat{a}_5 i_{qs} / \hat{\phi}_{dr} \quad (5)$$

식 (5) 의 우변 두번째 항은 슬립주파수를 나타낸다. 반일 a_5 의 추정치 $\hat{a}_5 (= \hat{M} \hat{R}_r / \hat{L}_r)$ 가 a_5 와 같고 d축 성분 회전자 자속의 추정치 $\hat{\phi}_{dr}$ 가 ϕ_{dr} 와 같다면 ϕ_{qr} 은 점차 0 으로 되고 유도전동기의 동특성은 다음의 식에 의해 결정된다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \phi_{dr} + a_0 V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - \omega_s i_{ds} - p a_3 \omega_r \phi_{dr} + a_0 V_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} &= -a_4 \phi_{dr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 K_T \phi_{dr} i_{qs} - a_7 T_L \end{aligned} \quad (6)$$

또한, $\phi_{qr} = 0$ 이면 d-q 축상에서 회전자 자속 크기의 제곱 $\psi_d (= \phi_{dr}^2)$ 과 x-y 축상에서 회전자 자속 크기의 제곱 $\psi (= \phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2)$ 는 서로 같다. 식 (5) 에서 필요한 $\hat{\phi}_{dr}$ 는 식 (6) 의 세번째 식으로부터 간단히 추정할 수 있다.

$$\hat{\phi}_{dr} = -\hat{a}_4 \hat{\phi}_{dr} + \hat{a}_5 i_{ds} \quad (7)$$

이때 $\hat{a}_4 (= \hat{R}_r / \hat{L}_r)$, \hat{a}_5 이 각각 a_4 , a_5 와 같다면 추정치 $\hat{\phi}_{dr}$ 는 그것의 실제값 ϕ_{dr} 과 같아진다. 물론 초기 추정 오차가 있어도 빠른 시간내에 같게 된다. 이제 ω_s 가 식 (5) 과 같이 제어되고 있을때 유도전동기를 선형 시스템으로 변환시키는 제어를 설계한다. 이를 위해 식 (6) 에서 제어입력과 출력은 다음과 같이 정한다.

$$u = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\omega_s i_{qs} + \hat{a}_5 i_{ds}^2 / \hat{\phi}_{dr}) / \hat{a}_0 \\ p \omega_r (i_{ds} + \hat{a}_3 \hat{\phi}_{dr}) / \hat{a}_0 \end{bmatrix} + \bar{u} / \hat{\phi}_{dr} \quad (8)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (8) 에서 $\bar{u} = [\bar{u}_1 \ \bar{u}_2]^T$ 는 새로운 입력이고 \hat{a}_0 , \hat{a}_3 , \hat{a}_5 는 각각 a_0 , a_3 , a_5 의 추정치이다. 식 (9) 에서 d-q 축 상의 회전자 자속의 제곱 ψ_d 과 회전자 속도 ω_r 을 출력 변수로 정했다. 식 (6) - (9) 이 선형 비간섭 시스템으로 변환되어짐을 보여주기 위해 다음의 상태변환을 도입한다.

$$\begin{aligned} z &= [z_1^T \ z_2^T]^T = [z_{11} \ z_{12} \ z_{21} \ z_{22}]^T \\ &= [\phi_{dr} i_{ds} \ \psi_d \ \phi_{dr} i_{qs} \ \omega_r]^T \end{aligned} \quad (10)$$

만일 $\hat{a}_0 = a_0$, $\hat{a}_3 = a_3$, $\hat{a}_5 = a_5$, $\hat{\phi}_{dr} = \phi_{dr}$ 을 만족한다면 식 (6) - (9) 으로 이루어진 시스템은 상태변환 식 (10) 에 의해 다음의 선형 비간섭 시스템으로 변환되어 진다.

$$\begin{aligned} \dot{z} &= \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 z_1 + b \bar{u}_1 \\ A_2 z_2 + b \bar{u}_2 + L T_L \end{bmatrix} \\ y_i &= c z_i, \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서

$$A_1 = \begin{bmatrix} -a_1 - a_4 & a_2 \\ 2a_5 & -2a_4 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -a_1 - a_4 & 0 \\ a_7 K_T & -a_6 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$b = [a_0 \ 0]^T, \quad c = [0 \ 1], \quad L = [0 \ -a_7]^T$$

로 주어진다. 이들 결과로 부터 주목해야 할 점은 식 (6) - (9) 으로 구성되는 패루우프 시스템의 입출력 동특성은 선형 비간섭 시스템 (11) 의 그것과 동일하다는 것이다. 식 (11) 로 부터 회전자 속도 (혹은 토오크) 와 회전자 자속은 서로 독립적으로 제어될 수 있음을 알 수 있다. 따라서 회전자 자속이 변화할때 회전자 속도는 비간섭으로 인해 이것의 영향을 받지않고 고성능 특성을 유지시킬 수 있는 장점이 있다. 이때 유도전동기 회전자 속도와 회전자 자속이 주어진 명령값을 신속히 추종하게 하기위하여 새로운 입력 \bar{u}_1 와 \bar{u}_2 를 다음과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 &= k_{p1} (\bar{u}_1 - \hat{\phi}_{dr} i_{ds}) + k_{i1} \int_0^t (\bar{u}_1 - \hat{\phi}_{dr} i_{ds}) dt \\ \bar{u}_2 &= k_{p2} (\bar{u}_2 - \hat{\phi}_{dr} i_{qs}) + k_{i2} \int_0^t (\bar{u}_2 - \hat{\phi}_{dr} i_{qs}) dt \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 &= -k_{p3} \psi_d + k_{i3} \int_0^t (\psi_d^* - \psi_d) dt \\ \bar{u}_2 &= -k_{p4} \omega_r + k_{i4} \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \end{aligned} \quad (14)$$

상수 k_{ij} , k_{pj} , $j = 1, 2, 3, 4$ 는 제어 이득이고 ω_r^* , ψ_d^* 는 각각 ω_r , ψ_d 의 명령 입력을 나타낸다. 그리고 ψ_d^* 은 ψ_d 의 추정치이다. 즉, $\psi_d^* = \hat{\phi}_{dr}^2$. 식 (13) 의 PI 제어기는 토오크 $\phi_{dr} i_{qs}$ 과 회전자 자속을 발생시키는 $\phi_{dr} i_{ds}$ 의 속을 제어를 위해 채택되었고 식 (14) 은 회전자 속도 ω_r 과 회전자 자속 ψ_d 의 과도 및 정상상태 특성을 향상시키기 위해 IP 제어로 설계하였다. 식 (5), (7), (8), (13), (14) 으로 구성되어 있는 선형 비간섭 제어기는 Kim[4] 등의 제어기와 유사한 제어 방식으로 자속대신 자속의 제곱을 제어함으로써 추후 효율제어를 실행시 제공된 연산을 피할 수 있도록 한 일종의 확장된 제어로 볼 수 있다.

2.3 회전자 저항의 실시간 추정

제어 입력 (5), (8) 과 회전자 자속 추정식 (7) 에서 사용된 전동기 매개변수의 추정값 \hat{a}_0 , \hat{a}_3 , \hat{a}_4 , \hat{a}_5 이 각각 그들의 실제값 a_0 , a_3 , a_4 , a_5 와 같다면 비선형 시스템인 유도 전동기

의 식 (4)은 제어 입력 (5), (8) 과 자속 추정식 (7)를 통해 선형 시스템 (11)의 형태로 변환되어짐을 보였다. 그런데 이들 매개변수 a_0, a_3, a_4, a_5 는 L_s, L_r, M, R_r 로 구성되어 있다. 따라서 이들의 추정값 $\hat{L}_s, \hat{L}_r, \hat{M}, \hat{R}_r$ 이 얼마나 정확한가 여부가 전체 폐루프 시스템의 동적 성능을 좌우할 것이다.

고정자 인덕턴스 $L_s (= L_{s0} + M)$, 회전자 인덕턴스 $L_r (= L_{r0} + M)$, 상호 인덕턴스 M 은 회전자 자속의 크기에 따라 변하고 온도나 부하 조건에 무관한 특성이 있다. 그런데 L_{s0}, L_{r0} 는 고정자 전압, 전류, 회전자 자속, 온도의 변화에 무관한 일정한 값을 갖고 있으며 일반적으로 M 에 비해 무척 작다.[3]

반면 회전자 저항은 전동기 온도에 따라 크게 변하고 회전자 자속 크기에 영향을 받지 않는다. 어떤 경우에는 온도의 증가에 따라 100% 이상 상승할 경우도 있다. 그런데 전동기 온도가 변할 때 회전자 저항 값은 오프라인 실험에 의해 구하기가 어렵기 때문에 전동기 운전시 온라인 (on-line) 에 의해 매순간 추정해야 할 필요가 있다. 식 (1) 로 부터 $x-y$ 축에서 표현된 회전자 자속의 추정식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_{xr} &= \frac{\hat{a}_0}{a_3} \int_0^t (V_{xs} - \hat{R}_s i_{xs}) dt - \frac{1}{a_3} i_{xs} \\ \hat{\phi}_{yr} &= \frac{\hat{a}_0}{a_3} \int_0^t (V_{ys} - \hat{R}_s i_{ys}) dt - \frac{1}{a_3} i_{ys}.\end{aligned}\quad (15)$$

한편 식 (5)의 우변 두번째 항으로 표현된 $d-q$ 축 슬립 주파수와 식 (3)로 표현되는 $x-y$ 축 슬립 주파수는 일치 해야 하므로 이들로 부터 다음식을 얻을 수 있다.

$$a_5 = \hat{a}_5 i_{qs} \Psi / \hat{\phi}_{dr} (\hat{\phi}_{xr} i_{ys} - \hat{\phi}_{yr} i_{xs}).\quad (16)$$

오프라인 실험을 통해 구한 상호인덕턴스 추정치가 정확하다고 하고 (즉, $\hat{M} = M$) 식 (15), (16) 을 이용하면 본 논문에서 제안하는 회전자 저항의 실시간 추정 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$\hat{R}_r(+) = \hat{R}_r i_{qs} \Psi / \hat{\phi}_{dr} (\hat{\phi}_{xr} i_{ys} - \hat{\phi}_{yr} i_{xs}).\quad (17)$$

여기서 $\Psi = \hat{\phi}_{xr}^2 + \hat{\phi}_{yr}^2$ 이고 $\hat{\phi}_{xr}, \hat{\phi}_{yr}$ 은 식 (15) 으로 주어진다. 식 (17) 에서 \hat{R}_r 은 제어기에서 사용된 회전자 값이고 $\hat{R}_r(+)$ 는 전체 폐루프 시스템이 운전중에 새로이 추정된 회전자 저항으로 추후 업데이트 (up-date) 할때 사용될 값이다. 식 (17)에서 알 수 있듯이 $\hat{R}_r(+)$ 는 여러가지 전동기 변수와 매개 변수들의 함수이다.

$$\hat{R}_r(+) = f(i_s, v_s, M, L_s, L_r, R_s).\quad (18)$$

고정자 전압 v_s 는 전압제어형 PWM 제어방식인 경우 전압 명령치를 이용하면 전압센서를 줄일 수 있다. [4] M, L_s, L_r 의 경우 \hat{M} 만 오프라인 실험에 의해 회전자 자속의 함수로 기억하고 있으면 되고 문제는 고정자 저항 R_s 인데 다행히 이 값은

전동기 온도에 따른 값의 변동이 R_r 에 비해 상당히 작다. 이들 전동기 매개변수의 측정 오차에 따른 R_r 의 추정 오차는 시뮬레이션을 통해 알아보기로 한다.

3. 시뮬레이션 결과

지금까지 언급한 제어방식의 성능을 더욱 명확히 알아보기 위해 몇가지 시뮬레이션을 수행해 본다. 이를 위해 표 1 과 같은 전동기 데이터를 갖는 농형 유도전동기를 선정한다.

표 1. 시뮬레이션을 위해 사용된 유도전동기 데이터

Nameplate Data		Nominal Parameters	
120 V	50 Hz	R_s	1.09 Ω
3 상		R_r	1.14 Ω
Y 결선		L_s	100 mH
2 극		L_r	100 mH
정격 600 W		$L_{ro}(L_{s0})$	7.7 mH
정격속도 3000 rpm		M	92.3 mH
정격자속 0.3 Wb		J	3.2×10^{-4} kgm ²
정격전류 4.2 A (rms)		B	4.2×10^{-4} kgm ² /s

본 논문에서 제안한 R_r 추정 알고리즘의 성능을 알아보기 위한 시뮬레이션을 수행한다. $t=0$ sec 에서 ω_r^* 와 ψ_d^* 는 각각 정격을 가한다. 부하 토크 T_L 은 $t=0$ sec 에서 0.25 p.u. 을 그리고 $t=3$ sec 에서 1.0 p.u. 을 가한다. 이때 R_r 의 초기 추정치 \hat{R}_r 는 0.57 Ω (50%의 추정 오차)으로 가정한다. 이 상황에서 \hat{R}_r 는 0.57 Ω 으로 일정하게 둔채로 $t=1$ sec 이후에 식 (17) 에 의해 실시간으로 구한 회전자 저항의 추정치 $\hat{R}_r(+)$ 이 그림 1 에 있다. 이 그림 1 의 결과에서 알 수 있듯이 부하변동이 급격히 일어나지 않는다면 $\hat{R}_r(+)$ 는 실제 값의 $\pm 1\%$ 이내에서 실시간으로 추정됨을 알 수 있다. $t=3$ sec 에서 추정오차가 크게 발생한 것은 회전자 저항 값이 50% 나 되는 초기 추정 오차를 그대로 유지하고 있었기 때문에 토크와 자속사이 에 간섭이 일어나 식 (17) 의 계산에 큰 오차를 유발시켰던 것이다.

두번째로, 이 회전자저항 추정 알고리즘 (17) 식이 자속에 따라 변화하는 상호인덕턴스 M 에 얼마나 영향을 받는가 알아

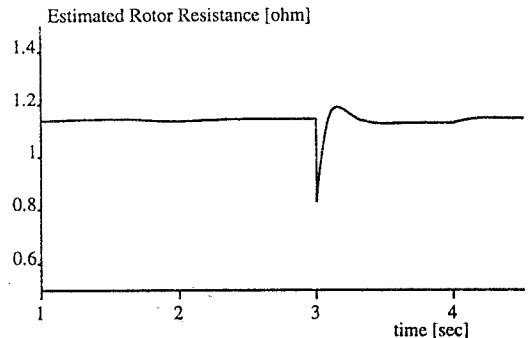


그림 1 회전자 저항의 추정에 대한 시뮬레이션 결과

보기 위해 \hat{M} 을 78.2 mH 로 (15% 의 추정 오차가 있는 것으로) 가정하였다. 따라서 $\hat{L}_s = \hat{L}_r = 86.2$ mH 로 가정하였다. 속도, 자속, 부하 토크는 그림 1 의 시뮬레이션의 경우와 같은 조건일 때 구한 $\hat{R}_r(+)$ 이 그림 2 에 있다. 이 그림 2 의 결과에서 알 수 있듯이 부하 토크 변동이 크지 않을 때 $\hat{R}_r(+)$ 는 실제 값의 3% 정도의 오차를 갖고 실시간으로 추정됨을 알 수 있다.

세번째로, 전동기 온도에 따라 변화하는 고정자저항 R_s 에 얼마나 영향을 받는지 알아보기 위해 \hat{R}_s 을 0.9265 Ω 으로 (15% 의 추정 오차가 있는 것으로) 가정하였다. 속도, 자속, 부하 토크는 그림 2 의 시뮬레이션의 경우와 같은 조건일 때 구한 $\hat{R}_r(+)$ 이 그림 3 에 있다. 이 그림 3 의 결과에서 알 수 있듯이 $\hat{R}_r(+)$ 는 실제 값의 3.5% 이내에서 실시간으로 추정됨을 알 수 있다. 지금까지 회전자 저항을 추정함에 있어 초기 추정 오차가 있을때, \hat{M} 에 오차가 있을때, 그리고 \hat{R}_s 에 오차가 있을때 이들이 각각 식 (17) 으로 표현되는 회전자 저항 추정 알고리즘에 미치는 영향을 알아보았다.

4. 결론

본 논문에서 회전자 저항 추정 알고리즘을 갖는 선형 비잔섭 제어를 제안했다. 또한, 온도에 가장 민감하고 전동기 동특성에 큰 영향을 미치는 회전자 저항을 효과적으로 추정하는 새로운 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 회전자속에서 가한 슬립 주파수와 정지속에서 측정된 슬립주파수가 같다는에서 착안하여 얻은 것으로 상호인덕턴스, 고정자 저항등의 변화에 대해서적으로 강인한 특성을 보임을 시뮬레이션을 통해 보였다.

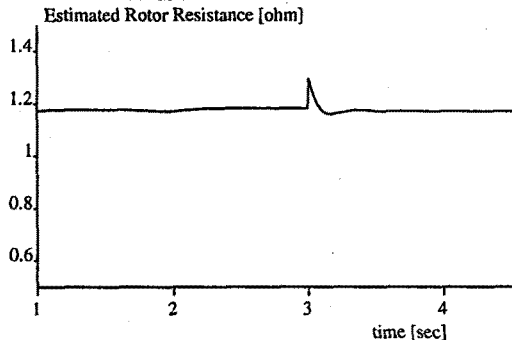


그림 2 \hat{M} 에 오차가 있을 경우의 $\hat{R}_r(+)$ 의 시뮬레이션 결과

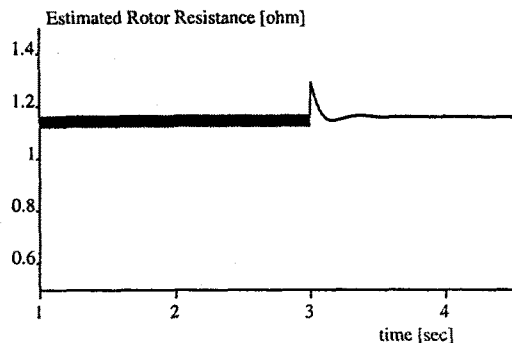


그림 3 \hat{R}_s 에 오차가 있을 경우 $\hat{R}_r(+)$ 의 시뮬레이션 결과

참고 문헌

- [1] L. J. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-16, pp.173-178, Mar/Apr., 1980.
- [2] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-21, pp.624-632, May/June, 1985.
- [3] S. K. Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-25, pp.578-587, July/Aug., 1989.
- [4] D. I. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling," *Int. J. Control*, vol.51, pp.863-883, 1990.
- [5] C. C. Chan and H. Wang, "An efficient method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol.IE-37, pp.477-482, Dec., 1990.
- [6] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1986.

기호 및 약어 설명

V_{js} (V_{js})	$x(y)$ -정지속 고정자 전압
V_{ds} (V_{ds})	$d(q)$ -회전속 고정자 전압
i_{js} (i_{js})	$x(y)$ -정지속 고정자 전류
i_{ds} (i_{ds})	$d(q)$ -회전속 고정자 전류
ϕ_{xr} (ϕ_{xr})	$x(y)$ -정지속 회전자 자속
ϕ_{dr} (ϕ_{dr})	$d(q)$ -회전속 회전자 자속
ψ	$\phi_{xr}^2 + \phi_{dr}^2$
ψ_d	ϕ_{dr}^2
ω_s	전기각속도
ω_r	회전자 각속도
ω_{sl}	슬립 각속도
R_s (R_r)	고정자 (회전자) 저항
L_s (L_r)	고정자 (회전자) 인덕턴스
L_{so} (L_{ro})	고정자 (회전자) 누설 인덕턴스
M	고정자/회전자 상호 인덕턴스
J	유도전동기 및 부하의 합성 관성 모멘트
B	댐핑 계수
K_T	토크 상수 ($= 3pM/2L_r$)
p	극대수 ($=$ 극수/2)
σ	누설 계수 ($= 1 - M^2/L_sL_r$)
a_0	$1/\sigma L_s$
a_1	$a_0(R_s + M^2R_r/L_s^2)$
a_2	a_0MR_r/L_s^2
a_3	a_0M/L_r
a_4	R_r/L_r
a_5	MR_r/L_r
a_6	B/J
a_7	$1/J$
T_L	부하 토크