

유도전동기의 회전자저항 변동 보상을 위한 슬립주파수의 적응 조정

Slip Frequency Adaptive Tuning for the Compensation of Rotor Resistance Variation of Induction Motor

이 일 형*·이 윤 종*
Il-Hyung Lee·Yun-Jong Lee

ABSTRACT

A rotor flux error-based approach for correcting the rotor time constant estimation used in the slip frequency calculator of indirect field oriented controller is presented in this paper. The controller was derived from the d-q induction machine model. Slip frequency gain is dependent on the machine parameter errors. And parameter errors result in rotor flux error. Thus, estimated rotor flux is compared to commanded rotor flux. The error between them is used for the estimation of rotor time constant. Simulation results which demonstrate the performance of this approach are presented.

1. 서 론

최근 새로운 전력용 반도체소자의 개발과 마이크로프로세서에 의한 고속, 고정밀 제어기술의 발달로 유도전동기의 고성능제어가 가능하게 되었다. 유도전동기의 고성능제어를 위한 백터제어는 토오크와 자속을 각각 독립 제어하여 직류전동기와 동등한 고속응답 제어를 할 수 있다는 장점 때문에

각종 산업분야에 적용되어 각광을 받고 있다.

백터제어를 유도전동기에 적용하기 위해서는 회전자자속의 위치검출이 필요하며 회전자자속의 검출방법에 따라 직접 및 간접백터제어로 구분된다. 직접백터제어는 Hall 소자나¹⁾, Searching coil²⁾과 같은 자속검출용 센서에서 직접 검출한 회전자자속을 이용하여 고정자측의 전류벡터를 계산한다. 그러나, 이 방법은 범용 전동기에는 사용이 어렵

* 한양대학교 전기공학과

고 비용이 많이 들며, 저속도에서는 자속검출의 부정확도 등 여러가지 문제점이 있다^{3,4)}.

간접벡터제어는 자속을 검출할 필요없이 고정자 축의 전류벡터 성분과 전동기의 파라미터를 이용하여 슬립각을 구하고 슬립각에 회전각을 합하여 이를 회전자 자속의 위치로 추정하는 방식이다. 간접벡터제어는 복잡한 자속검출의 필요성이 없고 저속에서 양호한 특성이 나타나지만 슬립각을 구하는 과정에서 전동기의 파라미터를 이용하므로 장시간 운전중 전동기내의 온도상승에 따라 회전자저항이 변동하여 슬립각에 오차가 생기게 된다. 그러므로 간접벡터제어 적용시에는 회전자저항의 변동을 보상하는 방법이 필요하다.

파라미터 보상방법은 직접 및 간접보상방법이 있으며, 직접보상방법은 외부신호를 주입하거나 파라미터를 직접 측정하여 보상하는 방법으로 전동기 파라미터를 직접 측정하는 것이 매우 어렵기 때문에 실제응용에서는 간접 보상방법을 많이 사용하고 있다. 간접 보상방법에 관한 연구로 Lorenz⁵⁾는 전동기 파라미터 값을 초기값부터 변동분을 적분하는 MRAC이론을 도입하여 회전자 저항변동을 추정하였다. 즉, 모델을 정하고 모델의 값과 실제통의 값을 비교하여 오차가 영이 되도록 파라미터를 조정하는 방법을 제안하였고, Lipo⁶⁾ 등은 Kalman filter를 이용한 알고리즘을 제안하였으나, 부가적인 신호 및 전압센서 등을 필요로 하거나 복잡한 연산으로 수행시간이 많이 소요된다.

본 연구에서는 회전자저항 변동을 보상하기 위한 방법으로 직접전압을 검출하지 않고 전동기 입력전압과 출력전류를 이용하여 회전자 자속성분을 추정하고, 추정된 자속성분을 리얼자속 성분과 비교하여 그 오차로 회전자저항변동을 보상하는 방법을 제안한다. 또한 회전자저항 변동특성을 분석하고 보상기의 출력단에 비례 적분필터를 삽입하여 회전자저항을 필터링한다. 본 연구의 이론을 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 입증한다.

2. 유도전동기의 벡터제어

본 연구에서 사용한 벡터제어는 고정자 전압이나 전류를 직접검출하지 않고 기준 토오크 전류와 자속전류로부터 슬립각속도를 계산하고 회전자속도를 검출하여 합한 값을 회전자 자속의 위치로 추

정하여 분리제어를 이루는 슬립주파수형 벡터제어이다.

Fig. 1은 벡터제어에서의 고정자 좌표축과 회전자 좌표축과의 관계를 표시하고 있다. Fig. 1에서 d^s-q^s 축은 고정자에 고정되어 있고 d^r-q^r 축은 회전자에 고정되어 있으며, d^e-q^e 축은 동기속도 ω_e 로 회전한다. q^s 축을 기준으로 하였을 때 q^e 축의 회전각도가 $\theta_e = \omega_e t$ 이면 q^e 축과 q_r 축은 슬립각 $\theta_{sl} = \omega_{sl} t$ 의 차이를 갖게 되며 다음과 같다.

$$\theta_e = \theta_{sl} + \theta_r \dots\dots\dots (1)$$

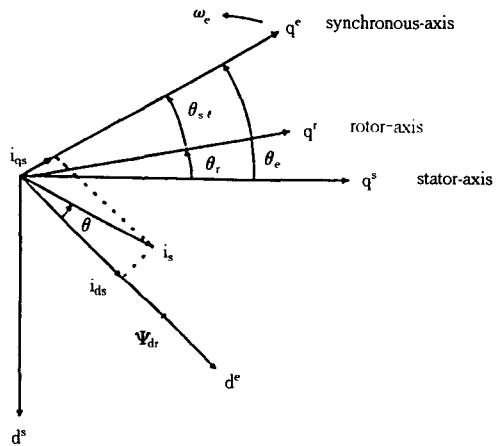


Fig. 1 Phasor diagram for vector control

유도전동기의 동기속도로 회전하는 회전자의 $d-q$ 축 방정식은 식(2) 및 식(3)과 같다.

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + (\omega_e - \omega_r)\Psi_{dr} = 0 \dots\dots\dots (2)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r)\Psi_{qr} = 0 \dots\dots\dots (3)$$

또한, 회전자 자속은 식(4) 및 식(5)로 표현된다.

$$\Psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \dots\dots\dots (4)$$

$$\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \dots\dots\dots (5)$$

식(2), 식(3), 식(4) 및 식(5)에서 회전자전류항은 식(6) 및 식(7)과 같이 소거될 수 있다.

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \Psi_{dr} = 0 \dots\dots\dots (6)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \Psi_{qr} = 0 \dots\dots\dots (7)$$

여기서, $\omega_s \ell = \omega_e - \omega_r$ 이다.

벡터제어를 위해서는 식(8)이 만족되어야 한다.

$$\Psi_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} = 0$$

$$\Psi_{dr} = \Psi_r = \text{constant} \dots\dots\dots (8)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = 0$$

따라서, 식(8)에 의해 식(6)과 식(7)은 식(9)와 식(10)으로 간략화된다.

$$\omega_s = \frac{L_m}{\Psi_{dr}} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \dots\dots\dots (9)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \Psi_{dr} = L_m i_{ds} \dots\dots\dots (10)$$

그러므로 토오크성분 전류와 자화성분 전류가 결정되면 슬립각속도가 식(9)로 결정되고 회전자 각속도에 합해져서 동기회전각 θ_e 가 구해진다. 자화성분 전류 i_{ds} 의 크기는 식(10)에서 다음과 같다.

$$i_{ds} = \frac{\Psi_{dr}}{L_m} \dots\dots\dots (11)$$

식(4)와 식(5)에서 식(12) 및 식(13)을 구한다.

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \dots\dots\dots (12)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \dots\dots\dots (13)$$

식(12)와 식(13)을 이용하면 고정자전류와 회전자 자속의 함수인 토오크는 식(14)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \Psi_{dr} - i_{ds} \Psi_{qr}) \dots\dots\dots (14)$$

벡터제어상에서는 $\Psi_{qr} = 0$ 이므로 토오크 방정식은 식(15)가 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \Psi_{dr} \dots\dots\dots (15)$$

식(9)에서 슬립주파수는 유도전동기의 회전자 저항변화에 크게 영향을 받으므로 회전자 저항의 변화를 추정하여 보상하는 방법이 필요하다.

3. 회전자 자속 연산

벡터제어의 경우 회전자 자속 Ψ_r 은 지령자속과 같고 일정해야 하나 실제로는 회전자저항에 의해 변하고 있다. 회전자저항 변동은 명령치 자속과 측정된 회전자 자속간의 오차를 보상한다. 자속검출 방법은 지령 고정자 단자전압과 전류에 기초한

모델로 구성되는 비선형 회전자 자속 관측자를 이용하고 전동기 전압은 신호지연을 보상하면 명령치와 같다고 볼 수 있으므로 명령치로 사용한다⁷⁾. 관측자의 방정식은 식(16) 및 식(17)과 같다⁸⁾.

$$\Psi_{dqs}^s = \Psi_{dqs}^s + (V_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) \Delta t \dots\dots\dots (16)$$

$$\Psi_{dqr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{dqs}^s - L_{rs} i_{dqs}^s) \dots\dots\dots (17)$$

여기서, $L_{rs} = L_s (1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r})$ 이다. 또한 Δt 는 샘플링 시간이다.

회전자 자속을 구하기 위해 다음과 같이 3상 전압, 전류를 이용해 고정자 자속을 구한 다음 그 값으로 회전자 자속을 추정한다.

$$\frac{d}{dt} \Psi_{ds}^s = V_{ds}^s - r_s i_{ds}^s \dots\dots\dots (18)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qs}^s = V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s \dots\dots\dots (19)$$

$$\Psi_{dr}^s = \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m} i_{ds}^s + \frac{L_r}{L_m} \Psi_{ds}^s \dots\dots\dots (20)$$

$$\Psi_{qr}^s = \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m} i_{qs}^s + \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs}^s \dots\dots\dots (21)$$

$$\Psi_{dr} = \Psi_{qr}^s \sin \theta_c + \Psi_{dr}^s \cos \theta_c \dots\dots\dots (22)$$

$$\Psi_{qr} = \Psi_{qr}^s \sin \theta_c - \Psi_{dr}^s \cos \theta_c \dots\dots\dots (23)$$

4. 슬립주파수 적응 조정기

본 연구의 슬립주파수 보상 방법은 회전자 자속 성분들(Ψ_{dr} , Ψ_{qr})의 정래환입력과 부래환입력 사이의 오차를 구하여 회전자 저항의 변동을 보상한다.

농형 유도전동기에 대한 q축 회전자 전압 방정식은 식(24)와 같고 모든 변수는 동기속도 좌표계에서의 양이다.

$$0 = r_i i_{qr} + p \Psi_{qr} + \omega_s \Psi_{dr} \dots\dots\dots (24)$$

슬립주파수 변화는 낮은 기율기로 변화하는 회전자 저항에서의 변화가 주된 원인이기 때문에 pΨ_{qr}항이 거의 0에 근접한다고 가정할 수 있다.

$$0 = r_i i_{qr} + \omega_s \Psi_{dr} \dots\dots\dots (25)$$

식(5)에서 i_{qr} 을 구해 식(25)에 대입하여 ω_s 에 대해서 풀면 다음과 같다.

$$\omega_s = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \Psi_{dr}} - \frac{\Psi_{dr}}{T_r \Psi_{dr}} = m \frac{i_{qs}}{\Psi_{dr}} - n \frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{dr}} \dots\dots\dots (26)$$

여기서 $m=L_m/T_r$, $n=1/T_r$ 벡터제어 하에서는 지령 슬립주파수는 다음과 같다. 여기서 q 축 자속 성분은 0이다.

$$\omega_{sl}^* = \frac{m \hat{i}_{qs}^*}{\Psi_{dr}^*} \dots\dots\dots (27)$$

회전자 저항 변동으로 인해 추정된 파라미터 m , n 과 실제값 m , n 이 Δm , Δn 만큼 다르다고 가정하고, 이 오차로 인해 회전자 자속 성분도 $\Delta \Psi_{dr}$, $\Delta \Psi_{qr}$ 만큼 변동한다고 하면 식(26)은 미소변동을 고려한 식(28)과 같이 나타낼 수 있으면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} m &\rightarrow \hat{m} + \Delta m, \quad n \rightarrow \hat{n} + \Delta n \\ \Psi_{dr} &= \Psi_{dr}^* + \Delta \Psi_{dr}, \quad \Psi_{qr} = \Psi_{qr}^* + \Delta \Psi_{qr} \\ \omega_{sl} &= (\hat{m} + \Delta m)(\Psi_{dr}^{*-1} - \Delta \Psi) i_{ds} \\ &\quad - (\hat{n} + \Delta n)(\Psi_{qr}^* + \Delta \Psi_{qr}) \\ &\quad (\Psi_{dr}^{*-1} - \Delta \Psi) \dots\dots\dots (28) \end{aligned}$$

(단, $\Delta \Psi = \frac{\Psi_{dr} - \Psi_{dr}^*}{\Psi_{dr}^* \Psi_{dr}}$)

식(28)을 전개하여 $\Psi_{qr}^* = 0$ 로 가정하고, 소신호를 생략하여 정리하면 식(29)와 같다.

$$\begin{aligned} \omega_{sl} &= \hat{m} \Psi_{dr}^{*-1} i_{ds} - \hat{m} i_{qs} \Delta \Psi + \Delta m \Psi_{dr}^{*-1} i_{ds} \\ &\quad - \hat{n} \Delta \Psi_{qr} \Psi_{dr}^{*-1} \dots\dots\dots (29) \end{aligned}$$

식(29)를 지령슬립주파수 식(26)과 비교하면 식(30)을 얻을 수 있다.

$$-\hat{m} i_{qs} \Delta \Psi + \Delta m \Psi_{dr}^{*-1} i_{ds} - \hat{n} \Delta \Psi_{qr} \Psi_{dr}^{*-1} = 0 \quad (30)$$

식(30)을 $m \Psi_{dr}^{*-1} i_{qs}$ 이다.

$$\frac{\Delta m}{\hat{m}} = \frac{\Delta \Psi}{\Psi_{dr}^{*-1}} + \frac{\Delta \Psi_{qr}}{L_m i_{qs}^*} = \frac{\Delta \Psi_{dr}}{\Psi_{dr}} + \frac{\Delta \Psi_{qr}}{L_m i_{qs}^*} \dots\dots\dots (31)$$

회전자 자속의 추정치와 지령치를 비교하여 각각의 변동분을 구하면, 회전자 저항변동에 대한 정보를 담고 있는 Δm 을 구할 수 있다.

$$\Delta m = \left(\frac{\Delta \Psi_{dr}}{\Psi_{dr}} + \frac{\Delta \Psi_{qr}}{L_m i_{qs}^*} \right) \hat{m} \dots\dots\dots (32)$$

Δm 은 시상수가 아주 작은 시변요소이므로 저항의 두배 이상 정도되는 갑작스런 Δm 의 변동은 일어나지 않으나 식(32)를 보면 노이즈나 수치 연산과정에서 Δm 이 급변할 수 있다.

본 연구에서는 비례 적분 제어구조를 Δm 의 갑작스런 변동을 제한하는 필터로 사용하고 Δm 의 급변을 필터링하는 식(33)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta m_f &= \Delta m_{f-1} + G_p(\Delta m - \Delta m_{f-1}) \\ &\quad + G_i(\Delta m) \Delta t \dots\dots\dots (33) \end{aligned}$$

여기서 Δm_{f-1} , Δm_{f-1} 은 Δm , Δm_f 의 한 샘플링 시간전의 값이다. 그리고 G_p , G_i 는 이득, Δt 는 샘플링 시간이다. 이 값을 이용해 슬립주파수를 구하면 식(34)와 같다.

$$\omega_{sl}^* = (\hat{m} + \Delta m_f) \frac{i_{qs}^*}{\Psi_{dr}^*} \dots\dots\dots (34)$$

따라서 식(34)를 이용하여 Δm 만큼 보상된 슬립주파수값이 얻어지게 되어 응답특성이 개선된 벡터제어 시스템을 구성할 수 있다. Fig. 2는 제안된

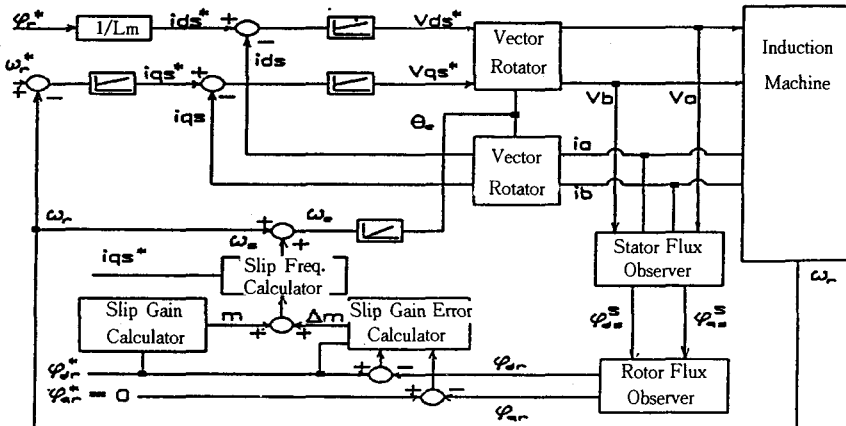
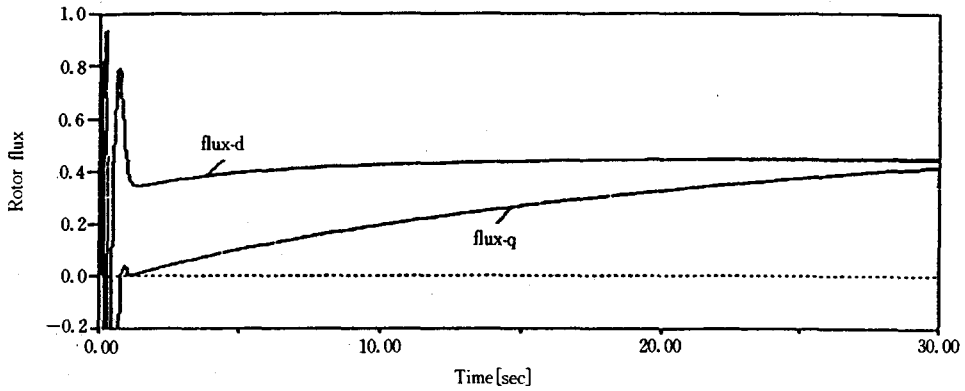
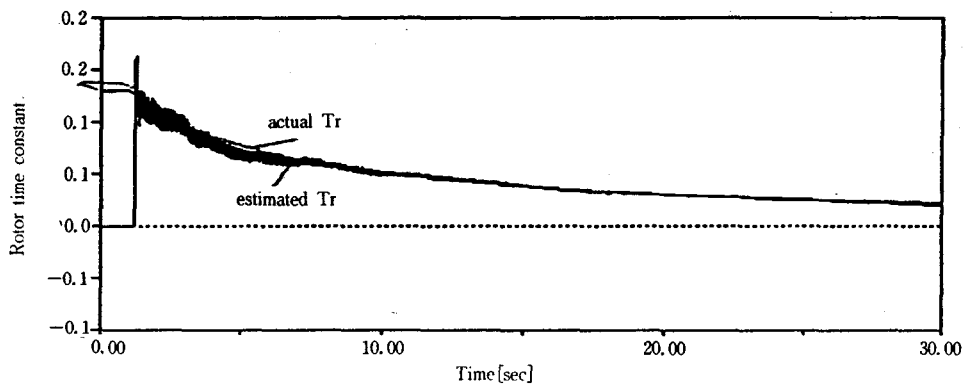


Fig. 2 Block diagram of proposed slip frequency adaptive tuning system

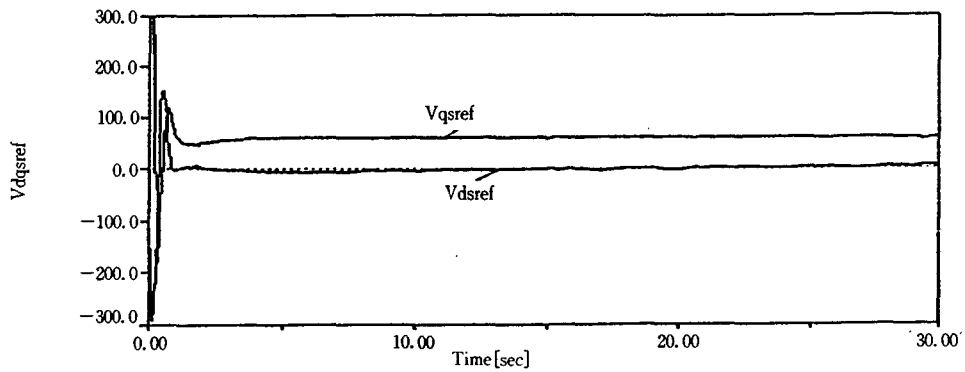


(c) Rotor flux

Fig. 3 Characteristics of the rotor resistance variation (noncompensation)



(a) Rotor time constant



(b) Reference voltage

슬립주파수 적응조정 시스템의 블록도이다.

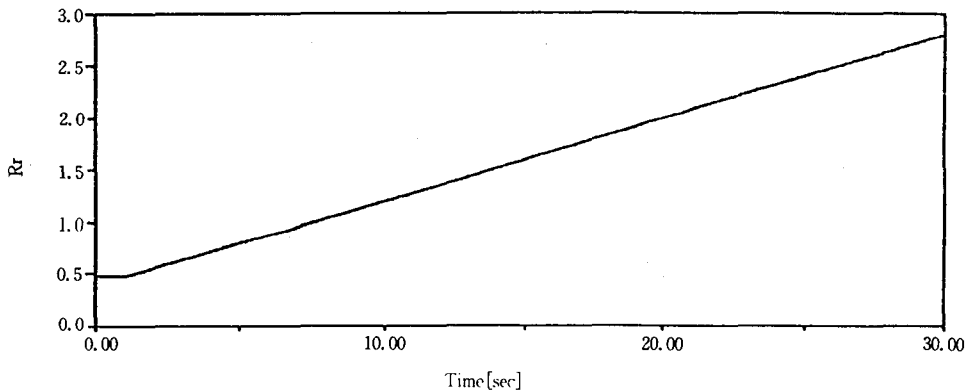
5. 결과 및 검토

본 연구의 타당성을 입증하기 위하여 시뮬레이션을 수행하며 사용된 전동기의 상수는 Table 1과 같다.

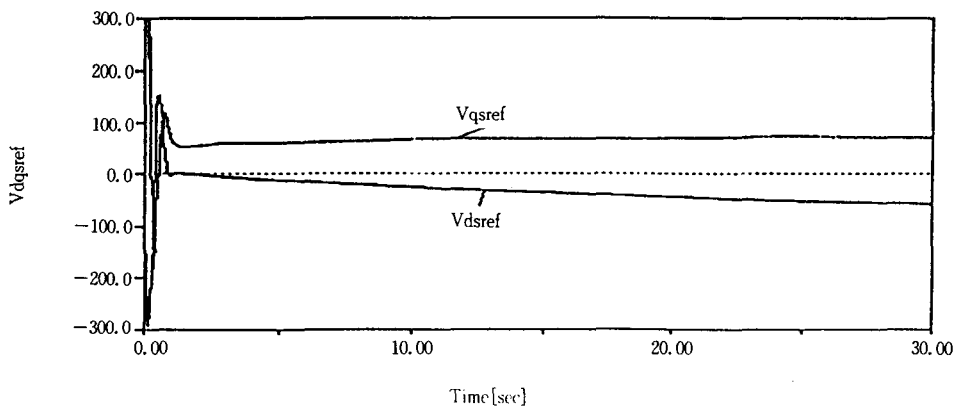
Table 1 Parameter of used induction motor

5hp, 380V, 1750rpm, 60Hz, 3phase
$R_s=1.11\Omega$, $R_r=0.47\Omega$, $L_m=0.0586H$
$L_s=0.0614H$, $L_r=0.0614H$, $J=0.021Kgm^2$

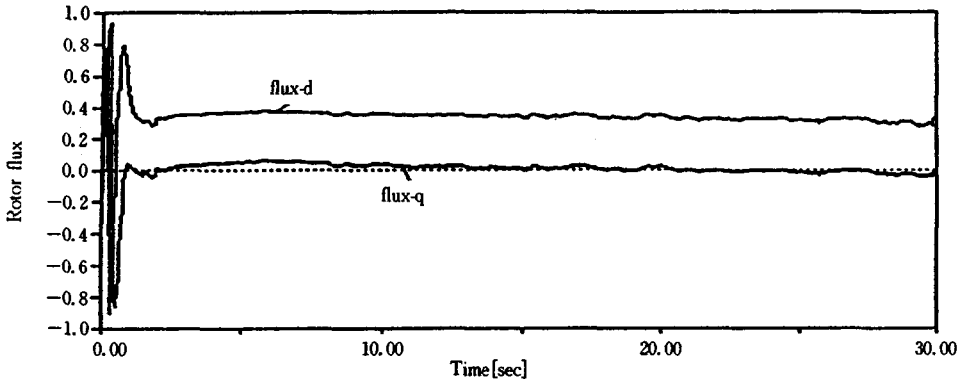
Fig. 3 및 Fig. 4는 본 연구의 알고리즘을 적용한 시뮬레이션 결과이다. 속도지령치는 900rpm이고 5[Nm]의 부하가 인가된 상태에서 얻어진 값이다. Fig. 3은 보상하지 않은 경우로 저항변동을 제어기에서 추정하지 않은 경우이다. Fig. 3(a)는 저항의 변동을 나타내며 Fig. 3(b)는 슬립각속도로써 보상되지 않는다. Fig. 3(c)는 회전자 d축과 q축 자속을 나타내며 저항이 변화함에 따라 일정하지 못하고 증가함을 알 수 있다. Fig. 4는 저항변화를 보상한 경우이며 저항변화시의 자속과 상전류가 일정함을 알 수 있다.



(a) Variation of rotor resistance



(b) Reference voltage



(c) Rotor flux

Fig. 4 Characteristic of rotor resistance variation(compensation)

6. 결 론

본 연구에서는 회전자 저항의 변화가 벡터제어에 미치는 영향을 고찰하고 회전자 저항 변화를 보상하는 방법을 제시하였다.

보상방법은 회전자저항 변동에 따른 자속성분의 변동 특성을 고려하여 기준 자속성분과 검출된 자속성분과의 오차를 슬립 주파수 이득을 구하는데 이용한다. 자속검출은 회전자 저항의 함수가 아닌 고정자 단자 전압과 전류에 기초한 모델을 이용한다. 시뮬레이션을 통하여 본 연구의 방법이 타당함을 알 수 있다.

향후 과제로서 자속 검출시 고정자 저항의 변동 영향과 고정자 인덕턴스 성분의 민감도를 고려한 연구가 필요할 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- 1) F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-loop Control System for Rotating Field Machines," Simens Reviews, Vol. 39, No. 5, pp. 217~220, 1972.
- 2) R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive systems," IEEE Trans., Vol. IA-23, No. 4, pp. 623~635, Jnly/Aug. 1987.
- 3) H. Sugimoto and S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction-Motor Applied MRAS and Its Characteristics," IEEE Trans., Vol. IA-23, No. 2, pp. 296~303, 1987.
- 4) T. A. Lipo, "A New Approach to Flux and Torque Sensing in Induction Machines," Conf. Record of IAS, pp. 765~769, 1985.
- 5) R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "A Simplified Approach to Continuous, Online Tuning of Field Oriented Induction Machine Drives" Conf. Record of IAS, pp. 444~449, 1988.
- 6) L. C. Zai and T. A. Lipo, "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives," Conf. Record IAS, pp. 177~183, 1987.
- 7) 김영석, 설승기, 박민호, "확장 칼만필터를 이용한 속도 센서 없는 유도전동기의 벡터제어," 전기학회 논문지, Vol. 43, No. 1, pp. 27~35, 1994.
- 8) G. R. Slemon, "Synchronous Motor Drive with Current Source Inverter," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-10, pp. 412~416, 1974.