

유도전동기의 속응 토크제어를 위한 파라미터 변동의 적응보상기법

孫珍勳, 鄭乙基, 金垓煥, 田喜鍾

Adaptive Compensation Technique of Parameter Variation for Quick Torque Response of an Induction Motor Drive

Jin-Geun Shon, Eul-Gi Jeung, Joohn-Hwan Kim, Hee-Jong Jeon

요 약

본 논문에서는 유도전동기의 속응 토크제어를 위한 파라미터 변동의 적응보상기법을 제안하였다. 제어성능을 현저히 저하시키는 원인으로 작용하는 파라미터의 변동을 보상하기 위하여 본 논문에서는 모델기준 적응제어(MRAC)방식을 적용하여 회전자 저항값 변동을 추정 보상한다.

본 적응제어방식은 실측 순시무효전력과 추정 순시무효전력의 오차관계에서 실시간으로 회전자 저항값 변동을 추정 보상하는 방식이다. 본 방식은 전동기 파라미터를 사용하지 않고 실측 순시무효전력을 기준모델로 적용하기 때문에 전동기 등가모델에서 구한 기존의 다른 기준모델에 비해 강인한 시스템이 된다. 추정된 회전자 저항값을 이용하여 자속관측기를 구성하고 이를 직접벡터 제어방식에 적용하였으며, 시뮬레이션 및 실험을 통하여 속응 토크제어가 원활히 수행됨을 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, an adaptive compensation technique for parameter variation is proposed which can perform quick torque response in vector control of an induction motors. To solve the problem of control performance degradation due to parameter variation in an induction motor, a rotor resistance estimation is performed by the model reference adaptive control(MRAC).

The algorithm of rotor resistance estimation is composed of the error relationship which is generated between a motor real instantaneous reactive power and an estimated instantaneous reactive power. The advantage of such a real reactive power reference model is independence of the motor parameter variation. The estimation rotor resistance values are applied to the direct vector control system with a flux observer. Finally, the simulations and experiment are presented to validate the rotor resistance estimation algorithm of induction motor.

Key Words: rotor resistance estimation, instantaneous reactive power, model reference adaptive control(MRAC)

1. 서 론

유도전동기의 고성능 벡터제어를 위해서는 회전자 왜교자속 벡터의 정보획득이 필수적이며 이들 방법의 대부분은 전동기에 관련된 파라미터와 측정 가능한 정보에 의존하게 된다. 그러나 전동기의 파라미터는 비선형성이 존재하며 특히 회전자 저항값은 온도상승과 표피효과에 의한 변동으로 인하여

제어성능을 현저히 저하시킨다.^[1-2] 즉 과도상태에서는 응답특성의 저하 및 출력토크의 과도진동을 나타내며 정상상태에서는 토크의 입출력 비선형성과 전동기의 추가적인 손실 그리고 온도상승의 가중화를 초래하게 된다.^[3]

이를 해결하기 위한 다양한 방법의 연구들이 진행되어 왔다. 1980년대 중반까지는 부가적인 측정신호를 전동기에 주입하여 파라미터 변동을 보상하는 방법이 주로 연구되었으나

노이즈 등으로 인한 문제점이 발생하였으며^[4-5], 1985년 Lipo^[6]는 역상분 전류의 주입에 따른 역상분 전압을 검출하여 회전자 저항을 추정하였으나 상당한 토크맥동이 발생하였다.

1991년 Rowan^[7]은 모델기준 적응제어(MRAC)를 바탕으로 회전자 저항의 변화를 추정하는 방법을 제안하였으나 저속 경부하시 구현이 힘들고 수렴성 문제가 발생하였다. 1993년 F. Z. Peng^[8]은 자화 인덕턴스와 고정자 전류를 이용한 에너지 계산을 하여 고정자 및 회전자 저항값 자체를 사용하지 않는 자속추정 알고리즘을 제시하였으나 미분기의 사용으로 노이즈에 취약하다는 문제가 있고 속도 제어영역이 제한되어 있다.

1994년 J. Stephan^[9]은 수치 해석적 기법을 도입하여 무부하에서도 실시간으로 파라미터를 추정할 수 있는 기법을 제시하였으나 속도의 변화율이 적어야 한다는 제약과 고차의 필터가 필요하였다. 이외에도 초안정(Hyperstability) 조건을 도입한 적응제어기법 및 신경회로망 등을 이용한 자속관측기의 구성이 국내외에서 다양하게 연구되고 있으나 이들 방법 역시 복잡한 제어기의 구현이 요구된다.^[9]

본 연구에서는 전동기의 파라미터 변화, 특히 회전자 저항의 변화를 실시간으로 추정하여 이 값을 자속관측기에 적용하여 벡터제어를 수행하는 방식을 사용한다. 자속관측기의 구성에는 회전자회로의 전류모델을 사용한 자속연산형 피드백시스템의 직접벡터 제어방식을 채택한다. 이는 전향보상(feedforward)의 간접벡터 제어방식 보다 자속연산의 오차를 보다 효과적으로 줄일 수 있는 방법이며, 고정자 저항값 자체를 사용하지 않았으므로 이 값의 변동에도 영향받지 않는다는 장점이 있다.^[8,10]

또한 회전자 저항값 변동에 대한 추정기법은 모델기준 적응제어(MRAC)방식을 이용하였다. 이러한 방법은 전동기의 외부단자로부터 측정 가능한 전압, 전류로부터 순시무효전력을 측정하여 보상 기준함수를 선정하고 추정된 순시무효전력의 오차관계에서 회전자 저항 값을 추정하도록 하는 것이다. 본 방식은 전동기 파라미터를 사용하지 않고 실측 순시무효전력을 기준모델로 적용하기 때문에 전동기 등가모델에서 구한 기존의 다른 기준모델에 비하여 강인한 시스템이 된다.

제안된 방식의 이론적 타당성을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였으며 2.2[kW] 유도전동기 구동용 IGBT 인버터에 의한 실험을 수행하여 그 유용성을 입증하였다.

2. 회전자저항 변동의 적응보상기법

유도전동기의 전압, 전류 방정식을 임의의 각속도 ω 로 회전하는 d - q 축 좌표계에서 회전자 자속쇄교수에 관하여 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{dqs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + (p + j\omega)L_\sigma & (p + j\omega)\frac{L_m}{L_r} \\ -\frac{R_r}{L_r}L_m & \frac{R_r}{L_r}(p + j(\omega - \omega_r)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ \lambda_{dqr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, p 는 미분연산자, R_s 는 고정자 저항, R_r 은 회전자 저항, L_σ 는 회전자 자기 인덕턴스, L_m 은 상호인덕턴스, ω_r 은 회전자 각속도, $L_\sigma = L_s - L_m^2/L_r$ 을 나타낸다.

유도전동기의 벡터제어를 위해서는 회전자 쇄교자속 벡터에 대한 정보를 알아야 한다. 회전자 쇄교자속은 (1)식 1행에 의하여 고정자 전압 모델로, 2행에 의하여 회전자 전류 모델로 자속관측기를 구성하여 연산할 수 있다. 고정자 전압모델은 저속영역에서 연산값이 정확치 않고 적분연산에 의한 오차의 누적 문제가 발생한다. 회전자 전류모델은 회전자 속도와 전류로 부터 자속을 연산하는 방법이다. 자속의 연산식은 1계 미분방정식의 형태이며 μ -processor를 이용하여 실시간으로 충분히 처리 가능하며 저속영역에서도 적합한 방식이다.^[11] 이러한 자속연산식은 식(2)와 같이 표현할 수 있으며, 회전자 좌표계(Rotor Reference Frame)에서도 회전자 자속을 구할 수 있는데 이는 $\omega = \omega_r$ 로 놓으면 식(3)과 같다.

$$\lambda_{dqs} = \frac{L_m}{1 + \{p + j(\omega - \omega_r)\} \frac{L_r}{R_r}} \cdot i_{dqs} \quad (2)$$

$$\hat{\lambda}_{dqr} = \left(\frac{L_m}{1 + p \frac{L_r}{R_r}} \right) \cdot i_{dqs}^r \quad (3)$$

이러한 연산방식은 고정자 및 회전자 좌표계의 좌표변환이 필요하지만 우수한 전달 특성을 갖게된다. 그러나 이 방식은 전동기의 파라미터 특히 회전자 저항값을 포함하게 되므로 이 값의 변동에 대하여 고려할 필요가 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 회전자 저항의 변동을 보상처리하면서 보다 강인한 자속관측기를 구성하고자 한다.

식(3)은 회전자 좌표계에서의 회전자 쇄교자속을 연산하는 식이며 파라미터의 변동을 고려하여 추정치 쇄교자속으로 표현하였으며, 기호 $\hat{\lambda}$ 는 추정치를 의미한다. 이 식은 저속영역에서도 사용 가능하며 특히 고정자 저항을 사용하지 않았으므로 이 값의 변동에 대해서는 근본적으로 강인하다는 장점이 있다.

한편, 3상 유도전동기의 시스템에서 3상변수들에 대한 제량들은 순시적인 합이 0이므로 2상으로 변환이 가능하다. 이들 변수의 변환은 복소공간 평면상에서 한 점으로 표시할 수 있으며 실축을 d 축, 허축을 q 축으로 정하고 전압과 전류를 공

간벡터 표기법을 적용하여 표현하면 식(4), (5)와 같다.

$$v_{dq} = v_d + jv_q \quad (4)$$

$$i_{dq} = i_d + ji_q \quad (5)$$

이렇게 변환된 v_{dq} 와 i_{dq} 를 순시무효전력 계산식에 대입하면 d - q 좌표계에서의 순시무효전력을 구할 수 있으며 식(6), (7)은 유도전동기의 고정자에 입력되는 무효전력을 나타낸 것이다.⁽⁴⁾

$$Q_i = \text{Im}(v_{dqs} i_{dqs}^*) \quad (6)$$

$$= (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) \quad (7)$$

단, $v_{dqs} = v_{ds} + j v_{qs}$, $i_{dqs} = i_{ds} + j i_{qs}$ 이고 i_{dps}^* 는 i_{dps} 의 공액복소수이다. 이 값들은 고정자의 전압과 전류에 의한 스칼라 양이고, 유도전동기의 고정자 회로에서 측정된 값들을 고정자 좌표계에 직접 대입하기 위하여 이들의 제약을 v_{ds}^s , v_{qs}^s , i_{ds}^s , i_{qs}^s 와 같이 표기한다.

따라서 고정자 좌표계에서의 순시무효전력을 식(8)과 같이 표현할 수 있다. 이 식은 전동기 파라미터를 사용하지 않으며 고정자 단자로부터 실측한 값이므로 불변 값으로 볼 수 있다.

$$Q_i = V_{qs}^s i_{ds}^s - V_{ds}^s i_{qs}^s \quad (8)$$

일반적으로 사용하고 있는 3상 유도전동기의 고정자 좌표계에서의 전압방정식 V_{ds}^s , V_{qs}^s 를 식(8)에 대입 정리하면 식(9)와 같이 자속과 관련된 순시무효전력의 식을 얻을 수 있다.

$$Q_i = \frac{L_m}{L_r} \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} \lambda_{gr}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^s \right) + L_\sigma \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} i_{qs}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} i_{ds}^s \right) \quad (9)$$

이 식에서 고정자 전류 (i_{ds}^s , i_{qs}^s)는 실측값이고 고정자 좌표계에서의 회전자 자속 (λ_{dr}^s , λ_{gr}^s)은 추정치이므로 순시무효전력의 추정치를 식(10)과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{Q}_i = \frac{L_m}{L_r} \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{gr}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{dr}^s \right) + L_\sigma \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} i_{qs}^s - i_{qs}^s \frac{d}{dt} i_{ds}^s \right) \quad (10)$$

그러나 이 과정에서 회전자 자속 추정식은 식(3)에서 처럼 회전자 저항값을 포함하므로 오차를 수반하게 된다. 따라서

실측한 순시무효전력의 식(8)과 추정한 순시무효전력의 식(10)에서 발생한 오차 ΔQ_i 를 식(11)과 같이 정의할 수 있다.

$$\Delta Q_i = Q_i - \hat{Q}_i = \frac{L_m}{L_r} \left(i_{ds}^s \frac{d}{dt} (\lambda_{gr}^s - \hat{\lambda}_{gr}^s) - i_{qs}^s \frac{d}{dt} (\lambda_{dr}^s - \hat{\lambda}_{dr}^s) \right) \quad (11)$$

이때 누설계수 L_σ 는 변동하지 않는다고 간주하고 소거하면 식(11)은 회전자 저항값의 변동에 기인하는 회전자 채교 자속 벡터 λ_{dqr}^s 의 연산오차에 의하여 순시무효전력의 추정오차가 발생하고 있음을 알 수 있다. 일반적으로 유도전동기의 운전에서는 회전자 저항의 변동은 극히 완만하게 변화되므로 식(11)을 정상상태의 관계로 놓고 식(3)의 관계를 이용하여 대입 정리하면 식(12)로 된다.

$$\Delta Q_i = \frac{L_m^2 \omega_e \omega_{sl} L_r |i_s|^2}{L_r} \frac{\left(\frac{1}{\hat{R}_r} - \frac{1}{R_r} \right) \left(\frac{1}{\hat{R}_r} + \frac{1}{R_r} \right)}{\left[1 + \left(\omega_{sl} \frac{L_r}{R_r} \right)^2 \right] \left[1 + \left(\omega_{sl} \frac{L_r}{\hat{R}_r} \right)^2 \right]} \quad (12)$$

이러한 계산식으로부터 $\omega_e = 0$, $\omega_{sl} = 0$ 일 때를 제외하고 $\hat{R}_r = R_r$ 이 되는 경우에는 순시무효전력의 추정오차가 영이 됨을 알 수 있다. 따라서 이러한 원리를 기본으로 하여 회전자 저항 추정 알고리즘을 구할 수 있는데 본 논문에서는 모델기준 적응제어 기법을 도입한다. 이는 식(8)로부터 구한 Q_i 를 보상 기준함수 모델로, 식(10)을 수학적모델의 추정치로 설정하여 이들의 오차에 대하여 제어기 이득을 조정한 후 오차가 영일 때 회전자 저항을 추정하는 방식을 적용한 것이다.

따라서 순시무효전력의 계산은 전동기의 파라미터를 전혀 사용하지 않고 유도전동기의 고정자 회로에 유입되는 전압과 전류만 이용하여 측정할 수 있다. 측정된 순시무효전력은 기준모델 적응제어에서 보상 기준함수가 되며 추정된 순시무효전력과 비교하여 오차가 영이 되는 순간에서 회전자 저항값을 추정하게 한다. 이러한 기법은 전동기의 등가회로에 의해서 기준모델을 설정하는 종래의 기법보다 근본적으로 강인한 시스템이 된다.

이러한 알고리즘에는 주로 PI보상기를 사용할 수 있으나 본 논문에서는 회전자 저항의 변동은 완만하다고 가정하므로 I 요소만으로도 구성이 가능하다. 만일 유도전동기의 운전 중 $\omega_e = 0$ 또는 $\omega_{sl} = 0$ 에 의하여 순시무효전력의 추정오차가 영으로 되었다 하더라도 회전자 저항의 추정치는 그때까지의 오차 적분치를 유지하고 있으면 되고 또한 무부하시에도 슬

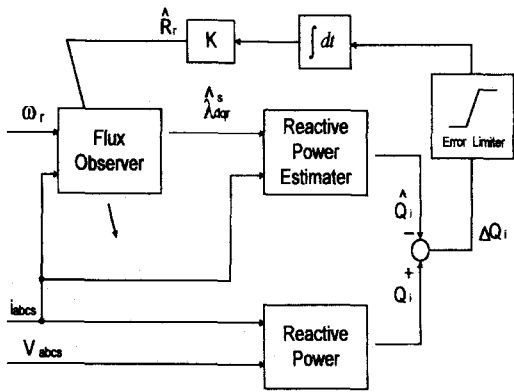


그림 1 MRAC에 의한 회전자 저항의 추정
Fig. 1 Estimation of rotor resistance by using MRAC

림은 완전 영이 아니므로 제어시스템이 발산하는 경우는 없다.

$\omega_e = 0$ 또는 $\omega_{sl} = 0$ 의 조건이 해제되면 그전에 유지한 값에서 부터 다시 추정 알고리즘을 시작하므로 회전자 저항 추정치는 어떤 일정한 값으로 수렴하게 된다. 식(12)에서 처럼 ΔQ_i 는 동기회전속도 ω_e 에 비례하기 때문에 운전 속도에 의하여 수렴시간이 변화한다. 만일 수렴시간을 일정하게 유지하고 싶다면 실제속도에 반비례하게 제어기의 이득을 변화시켜 조정할 수 있다. 또한 ΔQ_i 의 연산과정에서 전동기의 파라미터 또는 측정값의 오류로 인하여 그 값이 과도하게 산정될 때는 시스템의 안정성을 고려해야 하므로 오차제한기(Error Limiter)를 거쳐 적절한 이득으로 설정할 필요가 있

다. 그림 1은 이러한 알고리즘을 토대로 모델기준 적응제어 기법을 수행한 회전자 저항 추정 알고리즘을 구성한 것이며, 그림 2는 그림 1의 추정 알고리즘을 포함한 벡터제어 시스템의 구성도를 나타낸 것이다.

3. 시뮬레이션 및 결과검토

유도전동기의 파라미터 변동에 대하여 보상하지 않는 경우와 보상한 경우의 각각에 대하여 자속과 출력토크의 과도응답을 살펴 본 후 회전자 저항 변동에 대한 추정알고리즘의 수행과정을 검토하였다. 제어 프로그램은 DSP칩의 실행시간을 고려하여 스위칭 주파수를 10[kHz]로 설정하였다. 따라서 공간전압벡터 PWM의 스위칭 ON/OFF시간의 계산 수행은 각 50[μsec], 전류제어는 100[μsec]이며 전류제어 시간과 동일한 루프에서 자속연산이 수행되고 회전자 저항추정과 속도 제어는 전류나 자속의 변화보다 천천히 변화되므로 500[μsec]마다 제어되도록 설정하여 시스템이 무한 루프로 수행하도록 하여 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 사용된 3상 농형 유도전동기의 파라미터 및 정격은 표1과 같다.

그림 3은 정상적인 전동기 운전중 회전자 저항값이 갑자기 정격치의 2배로 변동되었을 때의 제어특성을 나타낸 것이다. 회전자 저항값의 영향으로 자속관측기가 제대로 동작을 행하지 않았을 경우이다. (a)는 저항값 변동 이후 전동기의 부하 토크를 증가하였을 때 속도응답이 심하게 변화되며 이에 따라 속도제어 명령을 수행하기 위하여 고정자 전류도 과도하게 증가되고 있음을 알 수 있다. (b)에서는 회전자 저항값의 변동을 나타낸 것이며 그 아래에서는 고정자 저항값의 변동

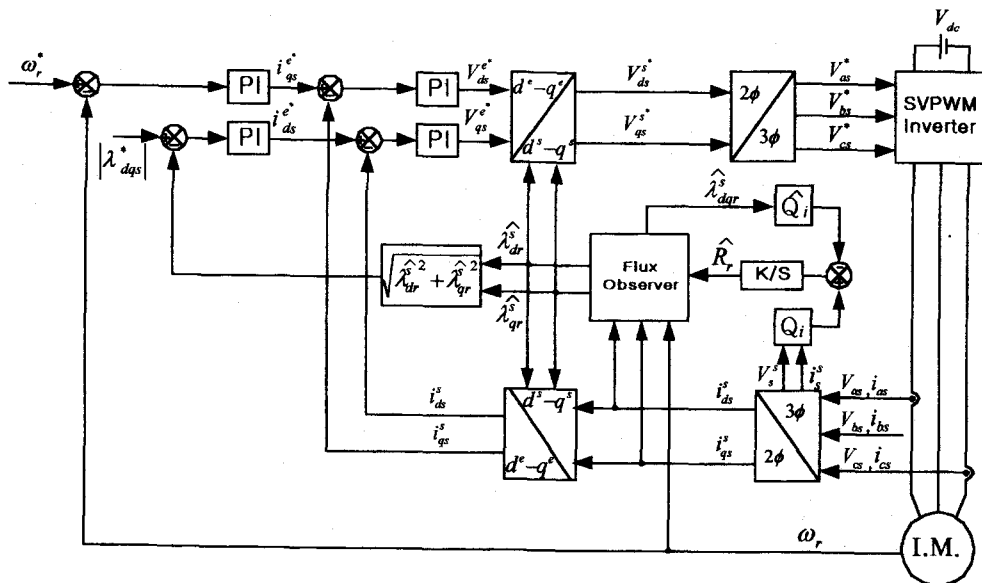


그림 2 제안된 추정 알고리즘에 의한 벡터제어의 구성
Fig. 2 Configuration of vector control by the proposed estimation algorithm

표 1 유도전동기의 파라미터 및 정격
Table 1 The parameters and ratings of the used I. M

정격 및 파라미터	값 [단위]
정격출력	2.2 [kW]
정격토크	14 [Nm]
정격속도	1420 [rpm]
Rr	0.925 [Ω]
Rs	1.45 [Ω]
Lm	96.7 [mH]

은 없다는 것을 나타낸 것이다. (c)에서는 회전자 자속의 실제값을 동기 좌표계에서의 직류량으로 나타낸 것이며 그 아래는 자속제어의 지령값이다. 자속지령에 대하여 자속의 실제값이 일정하게 제어되지 않고 심하게 변동되고 있음을 볼 수 있다. (d)에서는 회전자 저항값 변동 이후 부하토크 인가 시 전동기 출력토크의 응답은 과도진동을 일으키며 출력의 지연이 나타나고 있음을 보여준다.

그림 4에서는 전동기의 운전 중 회전자의 저항값을 정격치의 2배로 변동시켜 보상을 수행한 시뮬레이션 결과이다. 이는 회전자 저항값의 변동에 대하여 적절히 추정하여 보상하고 있음을 나타내고 있으며 이때의 추정 소요시간은 400[msec] 정도이며, 저항값을 추정하는 동안에는 토크출력과 회전자 자속이 진동하는 현상을 보이거나 추종이 끝난 후 원래의 제어

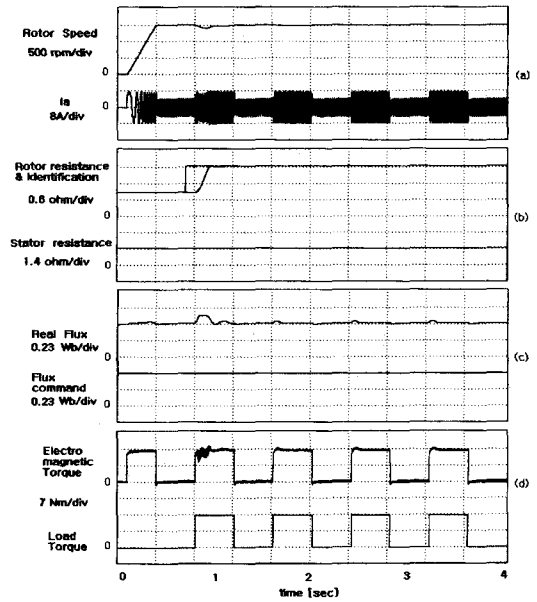


그림 4 보상이 있는 경우 회전자 저항 200% 변동시의 벡터제어 특성
Fig. 4 Characteristics of vector control at rotor resistance 200% variation with compensation

성능을 회복한다. (a)에서 속도응답은 회전자 저항값의 변동에 대하여 추정하고 있는 동안에는 약간의 변동이 있으나 이후에는 정상적인 속도응답과 고정자 전류의 응답을 보여주고 있다. (b)에서는 회전자 저항 변동에 대한 추정과정을 나

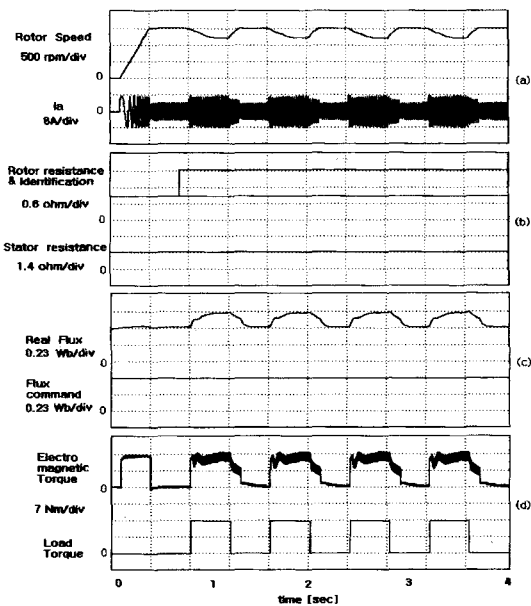


그림 3 보상이 없는 경우 회전자 저항 200% 변동시의 벡터제어 특성
Fig. 3 Characteristics of vector control at rotor resistance 200% variation without compensation

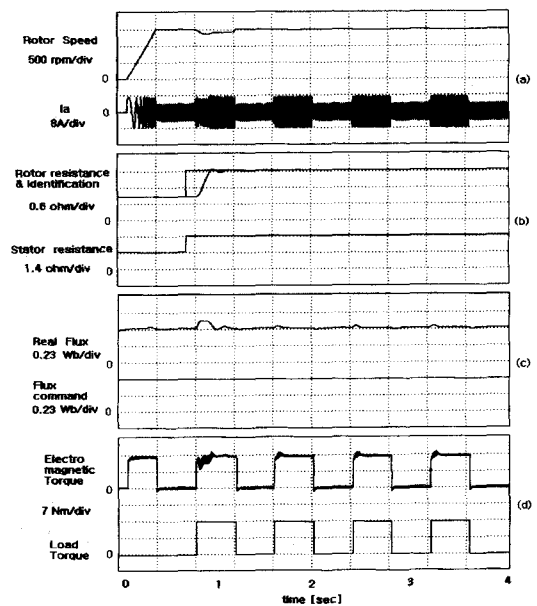


그림 5 보상이 있는 경우 회전자 및 고정자 저항 200% 변동시의 벡터제어 특성
Fig. 5 Characteristics of vector control at rotor & stator resistance 200% variation with compensation

타내고 있다. (c), (d)에서도 자속과 부하토크의 지령에 대하여 추정 순간을 제외하고 잘 응답하고 있음을 보여준다.

그림 5는 회전자와 고정자 저항값을 모두 정격치의 2배로 변동시켜 보상을 수행한 그림이다. (a)에서 속도응답은 회전자와 고정자의 저항값 변동에 대하여 추정 순간에만 약간 변동이 있고 이후에는 정상적으로 동작하고 있다. (b)에서는 회전자 저항 변동에 대한 추정과정과 고정자 저항값의 변동을 나타낸다. (c), (d)에서도 회전자와 고정자의 저항값 변동에 대하여 자속과 부하토크의 지령에 대하여 추정순간을 제외하고 잘 응답하고 있음을 보여준다. 이러한 결과는 회전자 자속 관측기에 고정자 저항이 사용되지 않았으므로 고정자 저항값 변동에 대하여 영향을 받지 않기 때문이다.

4. 실험결과 및 검토

시뮬레이션 결과를 통해 입증된 추정 알고리즘에 대하여 효용성을 더욱 높이고자 표1과 같은 전동기 모델을 사용하여 실험을 수행하였다. 속도 측정을 위하여 2500[ppr]의 인크리멘탈 엔코더를 사용하였으며, 제어 프로그램의 수행시간은 시뮬레이션과 동일한 조건으로 구성하였다. 즉 전류제어기는 100[μsec]마다 수행되며, 전류 제어시간과 동일한 루프에서 자속연산이 수행되고 회전자 저항추정과 속도제어는 전류나 자속의 변화보다 천천히 변화되므로 500[μsec]마다 제어되도록 설정하여 무한루프를 수행하도록 하였다.

제어시스템의 구현에 있어서는 제안된 추정 알고리즘 및 3상 대칭 공간전압벡터 기법의 실시간 처리를 위하여 DSP소자인 TMS320C31을 사용하였고 주변 인터페이스 장치 및 전체 시스템을 관장하는 IBM PC와 통신할 수 있도록 하였다. 또한 전압형 벡터제어인버터의 스위칭 소자는 IGBT를 채용하여 스위칭 주파수 10[kHz]에서 ON/OFF 스위칭을 수행하였다.

실험은 회전자 저항값 변화에 따른 속도응답, 회전자 저항값의 추정과정, 속도 및 부하 변화에 대한 추정값의 안정성을 확인하는 순서로 진행하였다. 농형 유도전동기의 경우 실제로 운전을 하고 있을 때에는 회전자 저항값을 측정하기가 어렵다. 또한 일반적인 경우 전동기의 운전에 따라 회전자 저항값이 상승하게 된다. 그러므로 제어기 파라미터로 쓰이는 회전자 저항값이 실제 저항값보다 작게된다. 따라서 본 실험에서도 운전중인 유도전동기의 실제 회전자 저항값을 알수 없기 때문에 제어기 파라미터로 쓰이는 회전자 저항값을 전동기의 설계치 보다 작게 설정하고 실험을 수행하였다.

그림 6은 무부하에서 제어기 파라미터로 사용되는 회전자 저항 추정값과 실제 회전자 저항값이 일치하는 경우의 속도 응답을 나타낸다. 100[rpm]의 운전상태에서 1500[rpm]으로 계단상승하도록 하였을때 속도응답은 오버슈트가 약간 있

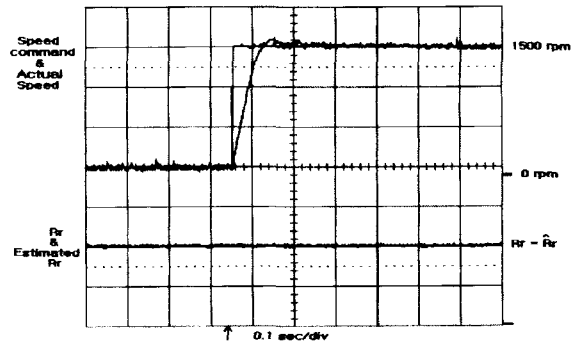


그림 6 $R_r = \hat{R}_r$ 일 때 유도전동기의 과도응답
Fig. 6 Dynamic response of the induction motor at $R_r = \hat{R}_r$

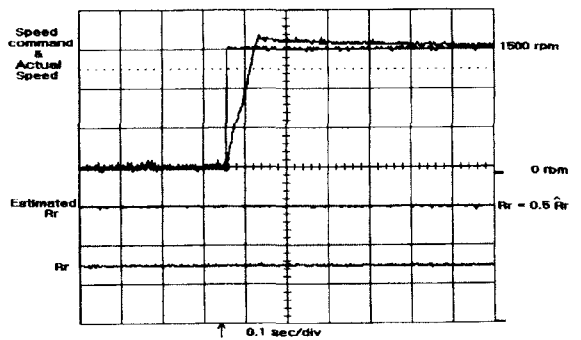


그림 7 $R_r = 0.5 \hat{R}_r$ 일 때 유도전동기의 과도응답
Fig. 7 Dynamic response of the induction motor at $R_r = 0.5 \hat{R}_r$

으나 안정적으로 동작한다.

그림 7에서는 그림6과 동일 속도조건에서 회전자 저항값을 $R_r = 0.5 \hat{R}_r$ 으로 설정할때의 응답파형이다. 속도응답에 오버슈트가 크고 정상속도의 도달시간이 지연되고 있음을 보이고 있다.

그림 8은 본 논문에서 제안된 회전자 저항 변동에 따른 적응 보상 알고리즘의 추정 과정과 전동기의 과도응답 특성을 나타낸 것이다. 회전자 저항값의 추정치를 전동기 설계치의 0.5배로 설정하고 운전을 시작하였다. 직접벡터 제어시스템에서 속도제어기를 추종하기 위하여 전동기의 출력토크가 발생하고 이때 흐르는 토크분 전류의 영향으로 회전자 저항의 추정 알고리즘이 시작된다. 회전자 저항값 추정이 시작된지 약 400[msec] 이내에 회전자 저항값 변동을 추정하여 안정되게 수렴하는 과정을 보인다. A는 전동기의 실제 속도응답을 나타내며, B는 이때의 회전자 저항값 변동에 대한 추정 과정을 나타내고 있다. C는 전동기의 토크분 전류를 나타내며 D는 전동기의 상 전류를 나타내고 있다. 추정된지 약 3초 후에 전동기의 속도를 500[rpm] 감소시켜도 추정된 값은 변함이 없다. 이후의 실험파형도 동일한 순서로 변수들을 표현하였다.

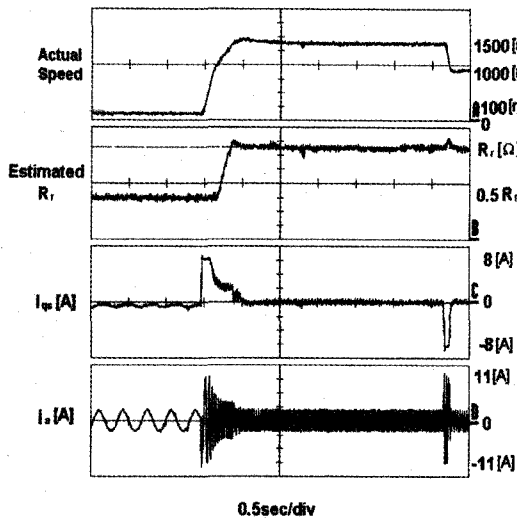


그림 8 회전자 저항값 추정 알고리즘의 실험파형
 Fig. 8 Experimental waveforms of estimation algorithm of rotor resistance(100(rpm)→1500(rpm)→1000(rpm))

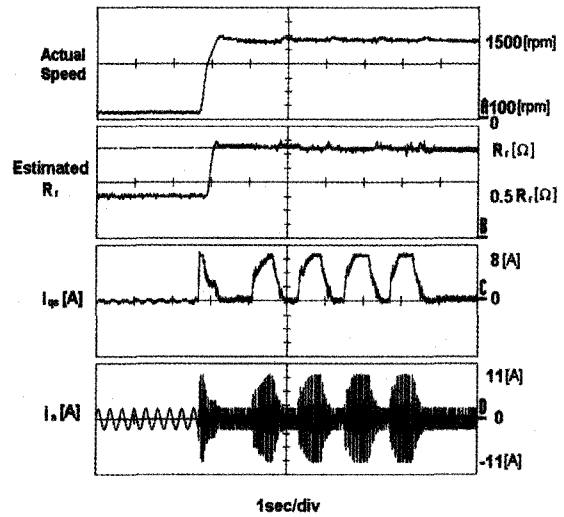


그림 10 회전자 저항값 추정 후 부하변화에 대한 출력파형
 Fig. 10 Output waveforms of load variation after rotor resistance estimation(1,500(rpm))

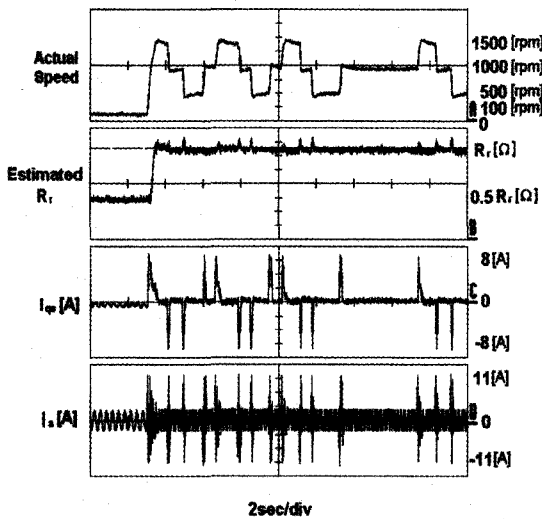


그림 9 회전자 저항값 추정 후 속도지령의 변화파형
 Fig. 9 Variation waveforms of speed command after rotor resistance estimation(1500(rpm)→1000(rpm)→500(rpm))

그림 9는 그림 8과 동일한 조건에서 회전자 저항값을 추정 한 후에 전동기의 속도지령을 반복인가한 경우의 출력 특성을 나타낸다. 속도추종을 위한 토크분 전류가 계속 발생되더라도 회전자 저항값의 변동이 거의 없음을 나타낸다. 속도지령 순간에는 전류값에 의하여 추정 저항값이 약간 변동하나 계속해서 참값으로 수렴되고 있는 경향을 확인할 수 있다.

그림 10에서는 정격에 가까운 부하를 반복 인가하였을 경우의 응답 파형들이다. 마찬가지로 부하인가 후에도 회전자

저항값은 안정적으로 추정하고 있으며 전동기의 속도응답 파형도 정상적으로 제어되고 있음을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 파라미터 변동의 적응보상기법에 의한 유도전동기의 속도 토크제어 기법을 제안하였다. 유도전동기의 운전 중 온도상승 및 포피효과에 의한 파라미터의 변화는 제어성능을 현저히 저하시키며 전동기의 추가적인 손실 등을 초래하므로 이를 위한 보상이 필요하다.

따라서 본 논문에서는 실측 가능한 전동기의 순시무효전력을 이용하여 보상 기준함수를 설정하고 이의 관계로부터 회전자 저항값을 추정 보상하는 기법을 제안하였다. 이러한 방법은 전동기 등가회로에 의한 기존의 보상 기준함수보다 외부환경의 변화에 더 강한 효과를 얻을 수 있다.

추정 보상된 회전자 저항값은 자속관측기의 구성에 사용되며 회전자 전류모델을 이용하여 자속관측기를 구성하였다. 이는 적분연산 등이 필요하지 않기 때문에 전 속도제어 범위에서 유효한 자속연산을 수행할 수 있으며, 특히 고정자 저항값을 사용하지 않았으므로 이 값의 변동에 대해서도 근본적으로 강인하다.

자속관측기의 구성에 의한 직접벡터 제어방식의 디지털 시스템을 구성하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였으며, 그 결과 제안된 추정 알고리즘의 타당성을 충분히 확인하였다. 또한 고성능 DSP를 이용한 실제의 제어시스템을 구성하여 실험을 행하였고 그 결과 우수한 제어특성이 수행되고 있음을 확인하였다.

참고 문헌

[1] T. Ohtani et al., "A New Method of Torque Control Free From Motor Parameter Variation in Induction Motor Drives," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.22, No.2, pp.203~209, April 1986.

[2] Geng Yang and Tung-Hai Chin, "Adaptive-Speed Identification Scheme for Vector-Controlled Speed Sensorless Inverter-Induction Motor Drive," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.29, No.4, pp.820-825, 1993.

[3] Jenifer Stephan and Marc Bodson, "Real-Time Estimation of Parameters and Fluxes of Induction Motors," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.30, No.3, pp.746~759, 1994.

[4] L. J. Garces, "Parameter Adaptation for the Speed Controlled Static AC Drive With a Squirrel-cage Induction Motor," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-16, No.2, pp. 173~178, March/April 1980.

[5] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Tukao, "New Control Method of Inverter-Fed Induction Motor Drive by Using State Observer With Rotor Resistance Identification," Elec. Eng. Japan, Vol. 105, No. 5, pp.119~127, 1985.

[6] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-21, No.3, pp. 624~632, May/June 1985.

[7] T. M. Rowan et al., "A Simple On-Line Adaptation for Indirect Field Orientation of an Induction Machine," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 27, No. 4, pp.720~727, 1991.

[8] Kanokvate Tungpimolrut and Tadashi Fukao, "Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.30, No.5, pp.1241~1246, 1994.

[9] Y. S. Kung, C. M. Liaw, and M. S. Ouyang, "Adaptive Speed Control for Induction Motor Drives Using Neural Networks," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-42, No. 1, pp. 25~32, February 1995.

[10] S. N. Vukosavic and M. R. Stojic, "On-Line

Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications," IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 40, No.1, pp.130~138, 1993.

[11] 堀 洋一 外 3人, "誘導機の磁束オブザーバの離散形實現と電動機定數變動に對する低感度化," 日本電氣學會論文誌 D, 108, pp.665~671, 1988. 7.

[12] J. B.cker and J. Janning, "Discrete-Time Flux Observer for PWM Fed Induction Motors," Proc. of EPE, Florence, pp.171~176, 1991.

〈 저 자 소 개 〉



손진근(孫珍勛)

1964년 8월 13일생. 1990년 송실대학교 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992~1995년 현대중공업(주) 중앙연구소 주임연구원. 1997~현재 경원전문대학 전기과 전임강사.



정을기(鄭乙基)

1958년 5월 19일생. 1988년 서울산업대학교 전기공학과 졸업. 1992년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 송실대학교 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 송실대학교 전산원 교수.



김준환(金竣煥)

1973년 11월 12일생. 1997년 송실대학교 전기공학과 졸업. 현대 송실대학교 대학원 전기공학과 석사과정.



전희종(田喜鍾)

1953년 1월 6일생. 1975년 송실대학교 전기공학과 졸업. 1977년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1977~1981년 공군사관학교 전자공학과 교수. 1995~1996년 Univ. of Victoria, CA. 객원교수. 1983년~현재 송실대학교 공과대학 전기공학과 교수. 당 학회 조사이사.