

저속영역에서 센서리스 벡터제어 유도전동기의 성능을 향상시키기 위한 MRAC 기반의 강인한 속도 추정 기법

論文
53B-1-6

A Robust MRAC-based Speed Estimation Method to Improve the Performance of Sensorless Induction Motor Drive System in Low Speed

朴 哲 佑* · 權 宇 鉉**
(Chul-Woo Park · Woo-Hyen Kwon)

Abstract - A novel rotor speed estimation method using model reference adaptive control(MRAC) is proposed to improve the performance of a sensorless vector controller. In the proposed method, the stator current is used as the model variable for estimating the speed. In conventional MRAC methods, the relation between the two model errors and the speed estimation error is unclear. In the proposed method, the stator current error is represented as a function of the first degree for the error value in the speed estimation. Therefore, the proposed method can produce a fast speed estimation. The robustness of the rotor flux-based MRAC, back EMF-based MRAC, and proposed MRAC is compared based on a sensitivity function about each error of stator resistance, rotor time constant, mutual inductance. Consequently, the proposed method is much more robust than the conventional methods as regards errors in the mutual inductance, stator resistance. Therefore, the proposed method offers a considerable improvement in the performance of a sensorless vector controller at a low speed. In addition, the superiority of the proposed method and the validity of sensitivity functions were verified by simulation and experiment

Key Words : speed estimation, sensitivity function, sensorless vector control, induction motor, MRAC

1. 서 론

유도전동기의 출력토크를 선형 제어하기 위한 벡터제어는 회전자 자속의 위치를 이용하여 전동기 내에서 자속전류와 토크전류를 분리시켜 제어하는 방법이다. 벡터제어를 하기 위해서는 회전자 자속각의 위치를 정확히 알아내는 것이 중요하다. 회전자 자속각의 정보를 얻기 위한 방법으로 자속을 검출하는 센서를 부착하여 자속각의 위치를 직접 측정하는 방법과 속도 센서를 이용하여 측정한 속도와 슬립 명령치를 이용하여 간접적으로 자속각의 위치를 검출하는 방법이 있다. 자속을 직접 측정하는 방법은 측정 센서를 고정자 슬롯에 별도로 설치해야 하는 문제를 가지고 있기 때문에 일부 대용량 전동기를 제외하고는 사용하고 있지 않다. 속도 센서를 이용하여 간접적으로 회전자 자속각의 위치를 계산하는 방법은 리졸버나 엔코더같은 속도센서를 전동기의 축에 부착시켜야 하기 때문에 시스템의 제작비용을 증가시키게 된다. 또한, 엔코더는 충격 같은 외부 환경에 민감하므로 벡터제어 시스템이 사용되는 환경을 제한하게 되고, 전체 시스템의 신뢰성을 떨어뜨리게 된다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해 속도 센서를 사용하지 않는 벡터제어 방법이 중요한 연구 과제가 되었고, 다양한 속도 추정 방법이 제안되었다.

속도를 추정하는 방법으로 회전자 자속과 추정된 슬립주파

수로부터 속도를 추정하는 슬립주파수 기반의 속도 추정기 [1], 기준모델과 가변모델 사이의 오차를 이용하는 모델 기준 적응 제어(Model reference adaptive control: MRAC) 기반의 속도 추정기[2,3], 회전자 슬롯에 의한 릴럭턴스 변화로 야기 되는 고조파를 측정하여 속도를 추정하는 방법[4], 상태관측기에 의해서 회전자 자속과 속도를 추정하는 방법[5], 선형 상태공간 전동기 모델을 이용한 확장 칼만필터를 이용하는 방법[6,7]등이 있다. 이러한 기존의 방법들은 모두 장점과 한계점을 가지고 있고, 저속에서의 정확한 속도 추정, 넓은 속도 제어 범위, 회로변수의 변화에 대한 견실성 등 센서리스 벡터제어기에서 요구되는 모든 사항을 만족시켜주지는 못하고 있다. 그러나 기존의 방법 중에서 MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 방법이 설계와 해석이 비교적 쉽기 때문에 가장 많이 이용되고 있다[8-12]. 이 방법에서는 회전자 속도에 대해서 독립적인 기준모델과 종속적인 가변모델을 만들고, 두 모델의 오차를 이용하여 전동기의 속도를 추정하게 된다. 속도 추정을 하기 위한 MRAC 방법은 모델변수에 따라 여러 가지가 있지만, 회전자 자속과 역기전력을 기반으로 하는 방법이 많이 언급되고 있다. 그러나 저속에서는 비선형 이득의 증가로 속도 추정 성능이 떨어지게 된다.

본 논문에서는 센서리스 벡터제어기의 성능을 향상시키기 위해 MRAC를 이용한 새로운 회전자 속도 추정 방법을 제안한다. 제안한 방법에서는 속도 추정을 위한 모델변수로 고정자 전류를 이용한다. 속도 추정에 이용한 고정자 전류의 차이는 기존의 MRAC 방법과는 다르게 속도 추정 오차에 일차 비례하는 관계로 나타나므로 빠른 속도추정 특성을 가지고, 회로변수의 변화에 대해 훨씬 더 견실한 특성을 나타낸다.

* 正 會 員 : 慶 北 大 電 子 工 學 科 博 士 課 程
** 正 會 員 : 慶 北 大 電 子 工 學 科 教 授 · 工 博
接 受 日 字 : 2003年 7月 15日
最 終 完 了 : 2003年 10月 29日

또한, 기존의 MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 방법과 제안한 방법의 고정자 저항, 회전자 시정수, 상호 인덕턴스의 변화에 대한 견실성을 회로변수의 변화와 속도 추정 오차사이의 감도함수를 구하여 비교한다. 그 결과 제안한 방법은 고정자 저항과 상호 인덕턴스의 변화에 매우 견실한 특성을 가지므로 저속과 0[rpm]에서 센서리스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있다. 그리고 본 논문에서 제안하는 고정자 전류를 이용한 MRAC 방법의 성능과 회로변수의 변화에 대한 감도함수의 타당성을 모의실험과 실험으로 확인한다.

2. MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 방법

MRAC를 이용한 센서리스 벡터제어 방법에서는 회전자 속도에 독립적인 기준모델과 종속적인 가변모델의 출력을 이용하여 전동기의 속도를 추정한다. 기준모델은 회전자 속도와는 무관하게 단자 전압과 전류로부터 모델의 출력값을 계산하고, 가변모델은 추정한 속도를 이용하여 모델의 출력값을 계산한다. 이 두 모델의 출력값으로 오차신호를 구성한 후 적응제어 기법을 이용하여 가변모델에 이용되는 회전자 속도를 가변하면 실제 회전자 속도를 추정할 수 있다. 그림 1에 MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 구조를 나타내었다

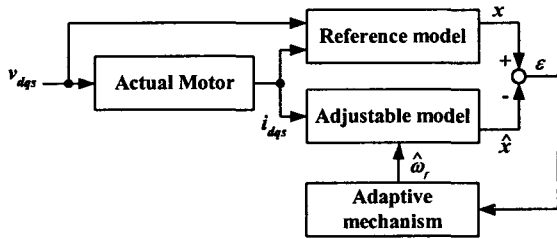


그림 1 MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 구조
Fig. 1 Rotor speed estimation structure using MRAC

MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 방법은 모델의 출력값에 따라 여러 가지로 분류할 수 있고[10], 그 중에서 C. Schauder가 제안한 회전자 자속을 기반으로 한 방법[2] 과 F. Z. Peng이 제안한 역기전력을 기반으로 방법[3]이 가장 많이 이용되고 있다[8-12].

2.1 회전자 자속 기반의 MRAC 방법

C. Schauder[2]는 회전자 속도를 추정하기 위해 회전자 자속을 모델의 출력으로 이용하였다. 회전자 자속을 이용한 MRAC에서 기준모델과 가변모델에 이용되는 식은

$$p\lambda_r = \frac{L_r}{L_m}(v_s - R_s i_s - \sigma p i_s) \quad (1)$$

$$p\lambda_r = j\hat{\omega}_r \lambda_r - \frac{1}{T_r} \lambda_r + \frac{L_m}{T_r} i_s \quad (2)$$

와 같다. 식(1)은 기준모델을 나타내고, 전동기 속도에 독립적인 회전자 자속을 구할 수 있다. 식(2)는 가변모델을 나타내고, 전동기의 속도에 종속적인 회전자 자속을 계산한다. 기준모델에서 계산한 회전자 자속과 가변모델에서 계산한 회전자 자속이 일치할 때 가변모델의 회전자 속도가 실제 전동기의 속도가 된다. 이 방법에서 회전자 속도를 추정하는 식은

$$\hat{\omega}_r = K_p(\lambda_{qr} \lambda_{dr} - \lambda_{dr} \lambda_{qr}) + K_i \int (\lambda_{qr} \lambda_{dr} - \lambda_{dr} \lambda_{qr}) dt \quad (3)$$

과 같다.

2.2 역기전력 기반의MRAC 방법

F. Z. Peng[3]은 역기전력을 모델의 출력으로 이용하여 기준모델에서 적분기를 사용하지 않는 구조를 제안하였다. 기준모델과 가변모델에서 역기전력을 구하기 위해 사용되는 식은

$$e = v_s - R_s i_s - \sigma p i_s \quad (4)$$

$$\hat{e} = \frac{L_m}{L_r} [j\hat{\omega}_r (L_m i_s + L_r i_r) - R_r i_r] \quad (5)$$

와 같다. 여기서 e 는 기준모델을 이용하여 계산한 역기전력, \hat{e} 은 가변모델을 이용하여 계산한 역기전력을 나타낸다. 이 방법에서 회전자 속도는 식(6)을 이용하여 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_p(e_q \hat{e}_d - e_d \hat{e}_q) + K_i \int (e_q \hat{e}_d - e_d \hat{e}_q) dt \quad (6)$$

회전자 자속과 역기전력을 이용하는 방법은 기준모델과 가변모델의 출력으로 구성된 오차신호와 회전자 속도 추정 오차 사이에 명확한 관계가 주어지지 않기 때문에 MRAC 제어에 비선형 이득을 가져오는 단점이 있고, 특히 센서리스 벡터제어 저속영역과 0[rpm]에서 비선형 이득이 증가하여 속도 추정이 어려워지는 문제점이 있다[8-12].

2.3 제안하는 고정자 전류 기반의 MRAC 방법

본 논문에서는 저속영역과 0[rpm]에서 센서리스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있고 회로변수의 변화에 견실한 새로운 회전자 속도 추정방법을 제안한다. 고정자 전류의 오차에서 회전자 속도를 구하는 과정은 다음과 같다.

유도전동기의 방정식으로부터 고정자 전류를 회전자 자속과 속도를 이용하여 정리하면

$$i_s = \frac{1}{L_m} (\lambda_r - j\omega_r T_r \lambda_r) + \frac{T_r}{L_m} p\lambda_r \quad (7)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 식(7)과 회전자 속도 추정치를 이용하여 고정자 전류를 추정하면

$$\hat{i}_s = \frac{1}{L_m} (\lambda_r - j\hat{\omega}_r T_r \lambda_r) + \frac{T_r}{L_m} p\lambda_r \quad (8)$$

과 같다. 회전자 속도 추정 오차를 구하기 위하여 식(7)의 실제 고정자 전류와 식(8)의 추정한 고정자 전류의 차이를 정리하면

$$\hat{i}_s - i_s = j \frac{T_r}{L_m} \lambda_r (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (9)$$

와 같다. 식(9)에서 순시적으로 변화하는 회전자 자속 λ_r 대신 일정하게 유지되는 회전자 자속의 크기를 이용하기 위해서 식(9)의 양변에 $\overline{\lambda_r}$ 을 곱하여 정리하면

$$(\hat{i}_{qs} - i_{qs})\lambda_{dr} + (i_{ds} - \hat{i}_{ds})\lambda_{qr} = n(\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (10)$$

과 같다. 여기서, $n = (T_r |\lambda_r|^2 / L_m) \approx (|\lambda_r|^2 / R_r)$ 이다. 따라서 식(10)을 이용하여 다음과 같이 회전자 속도를 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon + K_i \int \varepsilon dt \quad (11)$$

여기서, $\epsilon = [(\hat{i}_{qs} - i_{qs})\lambda_{dr} + (i_{ds} - \hat{i}_{ds})\lambda_{qr}]/n$ 이다.

그림 2에는 제안하는 고정자 전류 기반의 MRAC를 이용한 회전자 속도 추정 구조를 나타내었다. 제안한 회전자 속도 추정 알고리즘은 회전자 저항의 변화를 무시할 수 있거나, 회전자 저항 보상 알고리즘을 이용하여 회전자 저항을 보상하는 경우라면 고정자 전류의 오차가 회전자 속도의 오차에 대하여 일차함수의 형태로 나타나므로 빠른 수렴 특성과 정확한 속도 추정 특성을 가진다.

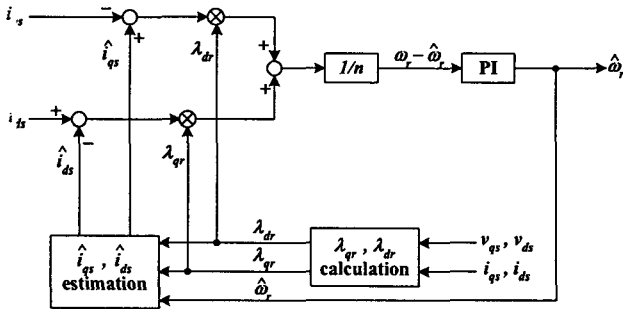


그림 2 제안하는 회전자 속도 추정 알고리즘의 구조
Fig. 2 Configuration of the proposed rotor speed estimation algorithm

3. 회로변수의 변화에 대한 견실성 비교

제안한 고정자 전류 기반의 MRAC 방법과 기존의 MRAC 방법 중 가장 많이 이용되고 있는 회전자 자속 기반의 방법, 역기전력 기반의 방법에서 회로변수의 변화에 대한 견실성을 감도함수를 이용하여 비교한다[12]. 회전자 자속 기반의 MRAC, 역기전력 기반의 MRAC, 제안하는 고정자 전류 기반의 MRAC 방법에서 고정자 저항, 회전자 시정수, 상호 인덕턴스의 오차와 속도 추정 오차사이의 감도함수를 회로변수가 변화하기 이전까지는 센서리스 벡터제어가 정확히 수행된다고 가정하여 동기좌표계의 특정한 동작점에서 속도 추정 부분을 선형화시켜서 구하였고, 회전자 자속 기반의 MRAC 방법에서 고정자 저항의 변화에 대한 감도함수 $\Delta\hat{\omega}_r/\Delta R_s$ 를 구하는 과정을 다음에 나타낸다.

회전자 자속 기반의 MRAC에 이용되는 기준모델인 식(1)과 가변모델인 식(2)를 동기좌표계로 변환하면

$$p\lambda_r = \frac{L_r}{L_m}(v_s - R_s i_s - \sigma p i_s - j\omega_e \sigma i_s) - j\omega_e \lambda_r \quad (12)$$

$$p\lambda_r = -j(\omega_e - \hat{\omega}_r)\lambda_r - \frac{1}{T_r}\lambda_r + \frac{L_m}{T_r}i_s \quad (13)$$

과 같이 표현된다.

식(12), (13)에서 회로변수의 변동으로 기준모델과 가변모델의 회전자 자속, 추정하는 회전자 속도가 각각 $\Delta\lambda_r$, $\Delta\hat{\omega}_r$ 만큼 변화했다고 하면, 회로변수의 변동에 의한 변화량을 고려한 회전자 속도 추정치, 기준모델과 가변모델의 회전자 자속은

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_r + \Delta\hat{\omega}_r, \lambda_r = \lambda_r + \Delta\lambda_r, \lambda_r = \lambda_r + \Delta\lambda_r \quad (14)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, $\hat{\omega}_r$, λ_r , λ_r 는 각각 정

상상태에서 회전자 속도 추정치, 기준모델로 계산한 회전자 자속, 가변모델로 계산한 회전자 자속을 나타내고, 회로변수가 변화하기 직전까지 센서리스 벡터제어가 정확히 수행된다는 가정에서 식(15)가 성립한다.

$$\hat{\omega}_r = \omega_r, \lambda_r = \lambda_r \quad (15)$$

실제 고정자 저항 R_s 에 대한 변화량을 ΔR_s 라 할 때 속도 추정기에 사용되는 고정자 저항은

$$R_s = R_s + \Delta R_s \quad (16)$$

과 같이 표현된다. 고정자 저항의 변화에 대한 기준모델의 변화량 $\Delta\lambda_r$ 과 가변모델의 변화량 $\Delta\lambda_r$ 을 구하기 위해 식(12)와 (13)에 식(14)~(16)을 대입하여 정리하면

$$\Delta\lambda_r = \frac{1}{s^2 + \omega_e^2} \frac{L_r}{L_m} (j\omega_e i_s - s i_s) \Delta R_s \quad (17)$$

$$\Delta\lambda_r = \left[\left(s + \frac{1}{T_r} \right)^2 + \omega_{sl}^2 \right]^{-1} \left[\lambda_r \omega_{sl} + j \left(s + \frac{1}{T_r} \right) \lambda_r \right] \Delta\omega_r \quad (18)$$

과 같다. 즉, 회전자 자속 기반의 MRAC에서 고정자 저항의 변화에 의한 기준모델과 가변모델의 회전자 자속 변화량은 식(17), (18)과 같이 표현된다. 기준모델과 가변모델의 변화량으로부터 속도 추정 오차를 구하기 위해서 식(14), (15)를 회전자 자속기반의 MRAC에서 속도 추정에 이용되는 식(3)에 대입해서 정리하면

$$\Delta\hat{\omega}_r = \frac{K_p s + K_i}{s} [\lambda_{ro}(\Delta\lambda_{dr} - \Delta\lambda_{dr}) + \lambda_{dro}(\Delta\lambda_{qr} - \Delta\lambda_{qr})] \quad (19)$$

와 같다. 실제 실험 시스템에서는 저역통과필터를 이용하여 속도 추정치를 필터링한 다음 벡터제어에 이용하므로, Butterworth 1차 저역통과필터를 이용하여 식(19)의 속도 추정치를 필터링한다고 하면

$$\Delta\hat{\omega}_r = \frac{\omega_a}{s + \omega_a} \frac{K_p s + K_i}{s} [\lambda_{ro}(\Delta\lambda_{dr} - \Delta\lambda_{dr}) + \lambda_{dro}(\Delta\lambda_{qr} - \Delta\lambda_{qr})] \quad (20)$$

과 같다. 식(20)에서 ω_a 는 저역통과필터의 차단주파수를 나타낸다. 식(20)에 기준모델과 가변모델의 변화량인 식(17)과 (18)을 대입하여 정리하면, 식(21)과 같이 고정자 저항의 변화에 대한 속도 추정 오차의 감도함수를 구할 수 있다.

$$\frac{\Delta\hat{\omega}_r}{\Delta R_s} = \frac{\omega_a L_r}{L_m} \frac{N_4 s^4 + N_3 s^3 + N_2 s^2 + N_1 s + N_0}{D_6 s^6 + D_5 s^5 + D_4 s^4 + D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (21)$$

여기서, $D_6 = 1$, $D_5 = \frac{2}{T_r} + \omega_a$,

$$D_4 = \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^2 + \omega_e^2 + 2\frac{\omega_a}{T_r} + \omega_a \lambda_o^2 K_p,$$

$$D_3 = 2\frac{\omega_e^2}{T_r} + \frac{\omega_a}{T_r} + \omega_a \omega_{sl}^2 + \omega_a \omega_e^2 + \omega_a K_p \frac{\lambda_o^2}{T_r} + \omega_a K_i \lambda_o^2,$$

$$D_2 = \frac{\omega_e^2}{T_r^2} + \omega_e^2 \omega_{sl}^2 + 2\omega_a \frac{\omega_e^2}{T_r} + \omega_a K_p \lambda_o^2 \omega_e^2 + \omega_a K_i \frac{\lambda_o^2}{T_r},$$

$$D_1 = \omega_a \frac{\omega_e^2}{T_r^2} + \omega_a \omega_e^2 \omega_{sl}^2 + \omega_a K_p \omega_e^2 \frac{\lambda_o^2}{T_r} + \omega_a K_i \lambda_o^2 \frac{\omega_e^2}{T_r},$$

$$D_0 = \omega_a K_i \lambda_o^2 \frac{\omega_e^2}{T_r}, \quad N_4 = K_p a_2,$$

$$N_3 = K_p \omega_e a_1 + 2 a_1 \frac{K_p}{T_r} + K_i a_2,$$

$$N_2 = 2 K_p \omega_e \frac{a_1}{T_r} + a_2 \frac{K_p}{T_r} + \omega_{si}^2 a_2 K_p + K_i \omega_e a_1 + 2 K_i \frac{a_2}{T_r},$$

$$N_1 = \omega_e a_1 \frac{K_p}{T_r} + \omega_{si}^2 \omega_e a_1 K_p + 2 K_i \omega_e \frac{a_1}{T_r} + a_2 \frac{K_i}{T_r} + \omega_{si}^2 a_2 K_i,$$

$$N_0 = \omega_e K_i \frac{a_1}{T_r} + K_i \omega_{si}^2 \omega_e a_1,$$

$$a_1 = \lambda_{qr} i_{qs} + \lambda_{dr} i_{ds}, \quad a_2 = \lambda_{qr} i_{ds} - \lambda_{dr} i_{qs}$$

이다.

회전자 자속 기반의 MRAC, 역기전력 기반의 MRAC, 제안하는 고정자 전류 기반의 MRAC 방법에서 고정자 저항, 회전자 시정수, 상호 인덕턴스의 변화와 속도 추정 오차사이의 감도함수도 위와 같이 구할 수 있고, 일반적으로 회로변수의 값은 급격하게 변화하지 않으므로 특정 동작점이 주어지면 부록에 표현된 고차식의 감도함수를 저주파 영역에서 우세근을 이용하여 저차식으로 간략화 하는 것이 가능하다. 표 1에는 모의실험과 실험에 사용한 유도전동기의 회로변수를 나타내었고, 표 1의 회로변수를 이용하여 부하 토크는 2[Nm], 자속 명령치는 0.32[Wb]인 상태에서 전동기 속도가 500[rpm]과

표 1 모의실험과 실험에 사용한 유도전동기 회로변수
Table 1 Parameters of induction motor used in simulation and experiment

정격출력	1[Hp]	고정자 저항	2.5[Ω]
정격전압	220[V]	회전자 저항	1.95[Ω]
정격전류	3[A]	고정자 누설 인덕턴스	7.5[mH]
정격주파수	60[Hz]	회전자 누설 인덕턴스	7.5[mH]
극 수	4	상호 인덕턴스	160[mH]

표 2 고정자 저항에 대한 감도함수($\Delta\hat{\omega}_r/\Delta R_s$)

Table 2 Sensitivity functions about stator resistance

Estimation method	Speed	
	500[rpm]	50[rpm]
Flux-based MRAC	$\frac{5.5s^2 + 128s + 966}{s^3 + 22s^2 + 317s + 1086}$	$\frac{87s^2 + 2015s + 15200}{s^3 + 29s^2 + 430s + 2590}$
EMF-based MRAC	$\frac{7.4s^2 + 173s + 1308}{s^3 + 23s^2 + 302s + 1471}$	$\frac{s^2 + 26s + 198}{s^3 + 23s^2 + 179s + 34}$
Proposed MRAC	$\frac{3s + 27}{s^2 + 11s + 55}$	$\frac{14s + 175}{s^2 + 11s + 55}$

표 3 회전자 시정수에 대한 감도함수($\Delta\hat{\omega}_r/\Delta T_r$)

Table 3 Sensitivity functions about rotor time constant

Estimation method	Speed	
	500[rpm]	50[rpm]
Flux-based MRAC	$\frac{-17430}{s^2 + 18s + 236}$	$\frac{-17430}{s^2 + 18s + 236}$
EMF-based MRAC	$\frac{-13160}{s^2 + 15s + 178}$	$\frac{-11440}{s^2 + 23s + 174}$
Proposed MRAC	$\frac{-4063}{s^2 + 11s + 55}$	$\frac{-4063}{s^2 + 11s + 55}$

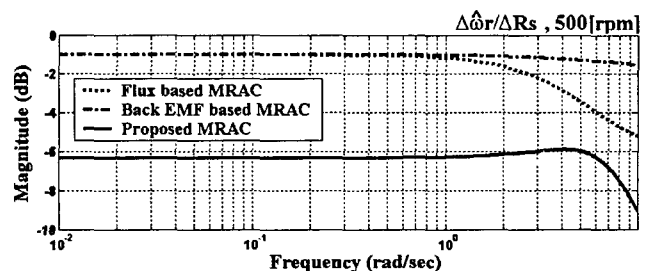
표 4 상호 인덕턴스에 대한 감도함수($\Delta\hat{\omega}_r/\Delta L_m$)

Table 4 Sensitivity functions about mutual inductance

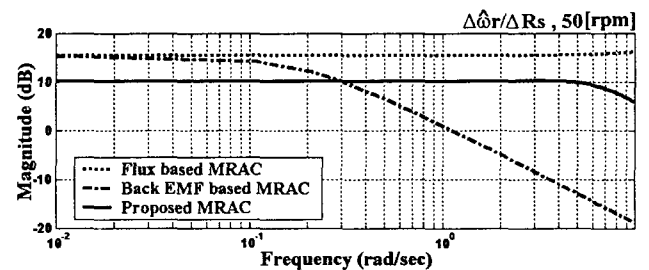
Estimation method	Speed	
	500[rpm]	50[rpm]
Flux-based MRAC	$\frac{41030}{s^3 + 22s^2 + 317s + 1086}$	$\frac{41030}{s^3 + 22s^2 + 317s + 1086}$
EMF-based MRAC	$\frac{55570}{s^3 + 23s^2 + 302s + 1471}$	$\frac{1274}{s^3 + 23s^2 + 179s + 34}$
Proposed MRAC	$\frac{-205}{s^2 + 11s + 55}$	$\frac{-205}{s^2 + 11s + 55}$

50[rpm]일 때 고차식의 감도함수를 저차 시스템으로 근사화한 결과를 표 2~4에 나타내었다.

그림 3~5에는 표 2~4의 감도함수를 이용하여 얻은 보데 선도를 나타내었다. 그림 3은 고정자 저항의 변화에 대한 감도함수의 보데 선도이다. 그림 3(a)에서 제안한 방법이 기존의 방법보다 이득이 매우 적은 것으로 제안한 방법이 고정자 저항의 변화에 대해서 기존의 방법보다 견실한 특성을 가진다는 것을 알 수 있다. 또한, 그림 3(b)에서 고정자 저항의 변화가 크게 영향을 미치는 저속영역에서 제안한 방법이 기존의 방법보다 강인한 것을 볼 수 있다. 따라서 그림 3으로부터 제안한 MRAC 방법은 저속영역에서 센서리스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 알 수 있다. 그림 4는 회전자 시정수의 변화에 대한 감도함수의 보데 선도이다. 기존의 방법과 제안한 방법이 회전자 시정수의 변화에 대해서는 전동기의 동작 속도에 무관하게 비슷한 감도특성을 가진다. 상호 인덕턴스의 변화에 대한 감도함수의 보데 선도는 그림 5와 같다. 그림 5에서 전동기의 동작 속도에 관계없이 제안한 MRAC 방법이 기존의 MRAC를 이용한 방법보다 감도함수의 이득이 20dB정도 낮은 것을 볼 수 있다. 따라서 제안한 방법은 전동기의 동작 속도에 무관하게 상호 인덕턴스의 변화에 대해서 매우 견실한 특성을 가진다.

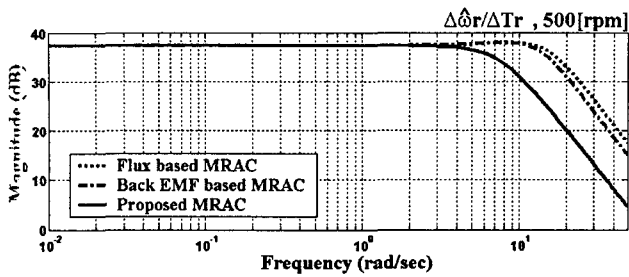


(a)

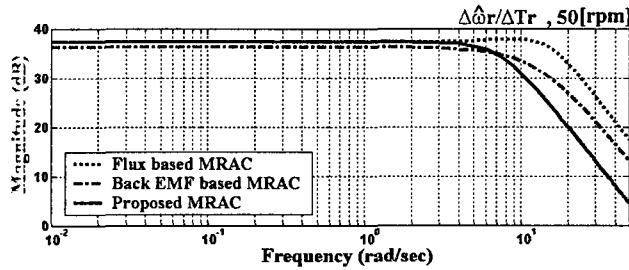


(b)

그림 3 고정자 저항의 변화에 대한 감도함수의 Bode 선도
Fig. 3 The bode plot of sensitivity function about stator resistance variation, (a) 500[rpm], (b) 50[rpm]

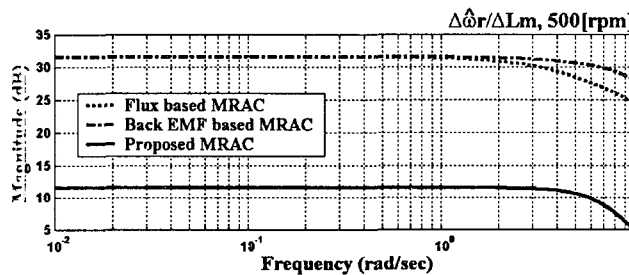


(a)

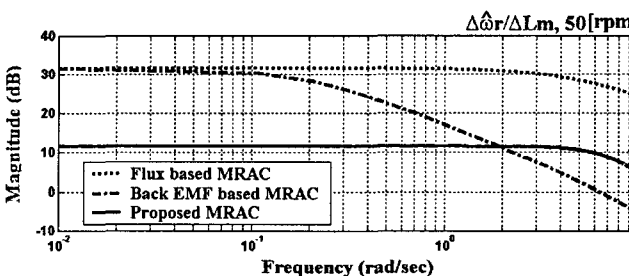


(b)

그림 4 회전자 시정수의 변화에 대한 감도함수의 Bode 선도
Fig. 4 The bode plot of sensitivity function about rotor time constant variation, (a) 500[rpm], (b) 50[rrpm]



(a)



(b)

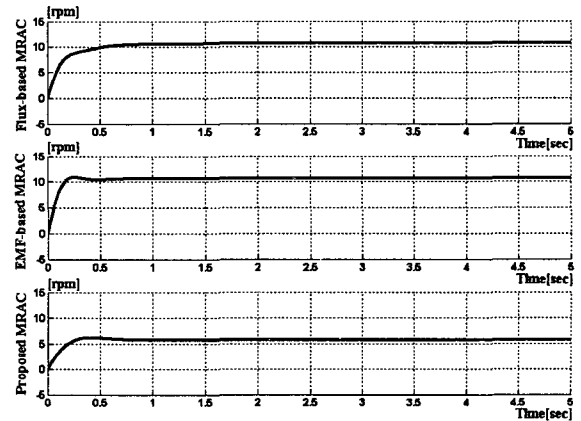
그림 5 상호 인덕턴스의 변화에 대한 감도함수의 Bode 선도
Fig. 5 The bode plot of sensitivity function about mutual inductance variation, (a) 500[rpm], (b) 50[rrpm]

4. 모의실험

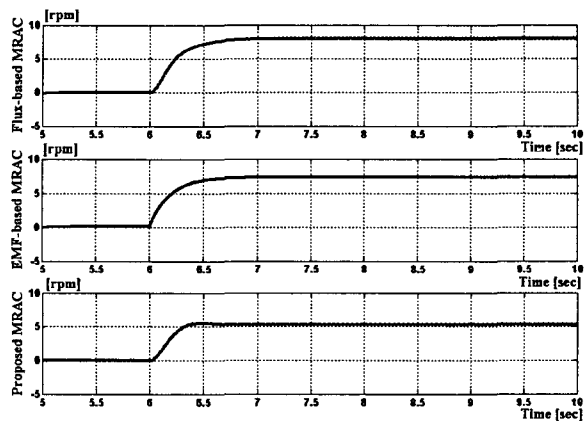
회로변수의 변화에 대한 견실성을 비교하는데 이용한 감도함수의 타당성을 조사하기 위해 표 2~4에 나타난 감도함수의 계단응답과 MATLAB의 SIMULINK를 사용한 센서리스 벡터 제어 모의실험에서 회로변수를 100% 증가시켰을 때 나타나는

속도 추정 오차를 비교하였다. 모의실험은 표 2~4의 감도함수를 계산할 때와 동일한 조건인 속도명령 500[rpm], 부하토크 2[Nm], 자속 명령치 0.32[Wb]인 상태에서 실행하였고, 정상상태에서 회로변수를 100% 증가시켰을 때 추정하는 회전자 속도와 실제 회전자 속도사이의 오차를 구하여 나타내었다. 그리고 감도함수의 계단응답 파형에는 회로변수의 공칭값을 곱하여, 회로변수가 100% 변화할 때의 상황으로 변환하였다.

그림 6~8에는 회로변수의 변화에 대한 견실성을 조사하기 위하여 이용한 감도함수의 계단응답 파형에 각각의 회로변수를 곱한 파형과 모의실험에서 회로변수를 100% 변화시켰을 때 속도 추정 오차 파형을 나타내었다. 그림 6~8에서 감도함수와 모의실험의 파형이 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 거의 유사하게 나타나므로 회로변수의 변화에 대한 감도함수가 타당하다는 것을 알 수 있다. 또한 제안한 방법은 회전자 시정수의 변화에 대해서는 기존의 방법과 비슷한 감도특성을 가지지만, 고정자 저항과 상호 인덕턴스의 변화에 대해서는 훨씬 더 강인하다는 것을 알 수 있다.



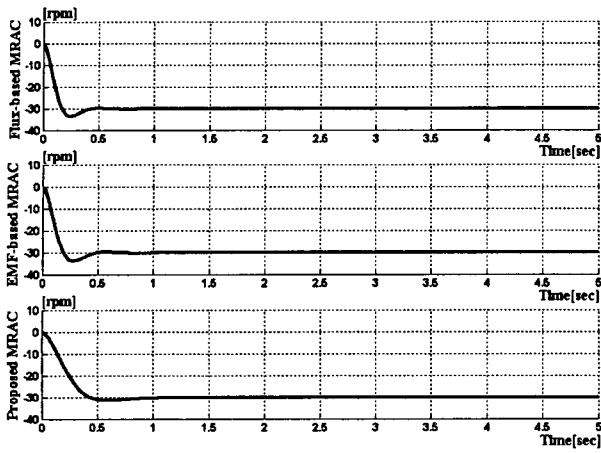
(a)



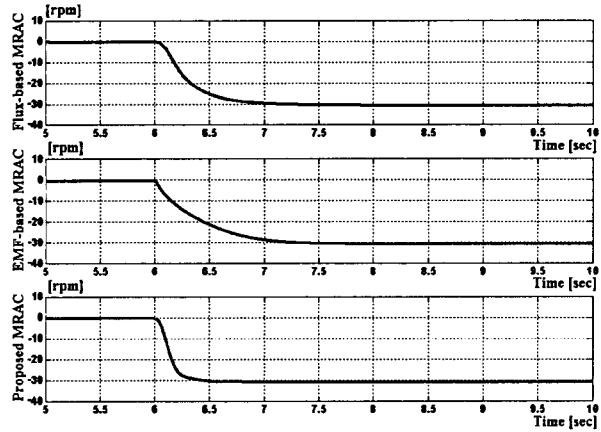
(b)

그림 6 고정자 저항을 100% 변화 시켰을 때 속도 추정 오차 (a) $\Delta\omega_r/\Delta R_s$ 의 계단응답 (b) 모의실험 파형

Fig. 6 Speed estimation error when the stator resistance is increased by 100%, (a) step response of $\Delta\omega_r/\Delta R_s$, (b) simulation waveform



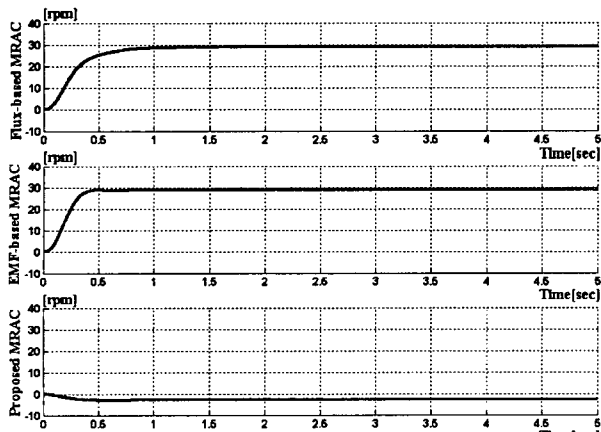
(a)



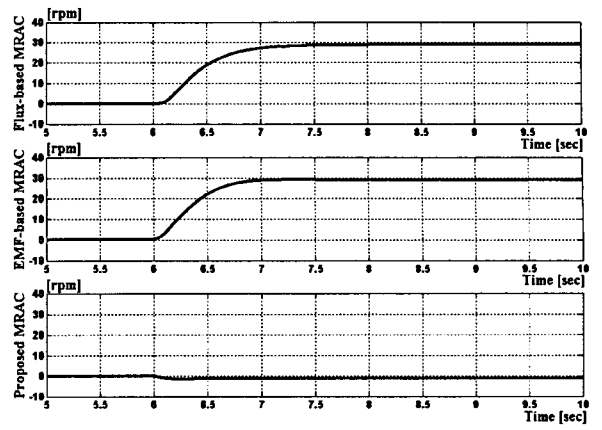
(b)

그림 7 회전자 시정수를 100% 변화 시켰을 때 속도 추정 오차 (a) $\Delta\hat{\omega}_r/\Delta T_r$ 의 계단응답 (b) 모의실험 파형

Fig. 7 Speed estimation error when the rotor time constant is increased by 100%, (a) step response of $\Delta\hat{\omega}_r/\Delta T_r$, (b) simulation waveform



(a)



(b)

그림 8 상호 인덕턴스를 100% 변화 시켰을 때 속도 추정 오차 (a) $\Delta\hat{\omega}_r/\Delta L_m$ 의 계단응답 (b) 모의실험 파형

Fig. 8 Speed estimation error when the mutual inductance is increased by 100%, (a) step response of $\Delta\hat{\omega}_r/\Delta L_m$, (b) simulation waveform

5. 실험

제안한 방법의 타당성을 확인하기 위하여 그림 9와 같은 유도전동기 벡터제어 시스템을 구성하였다. 시스템은 TMS320C32를 이용한 DSP보드, 속도 검출을 위한 1024PPR의 엔코더, 단자 전압과 전류의 검출을 위한 12비트 A/D 변환기, 유도전동기와 이를 구동하기 위한 인버터, 그리고 부하로 사용하는 직류전동기 등으로 구성되어 있다.

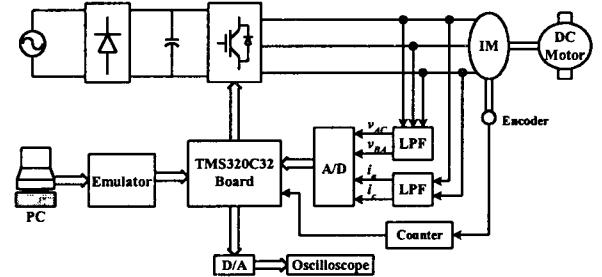


그림 9 유도전동기 벡터제어 시스템의 블록도

Fig. 9 Block diagram of induction motor vector control system

그림 10~12에는 기존의 방법과 제안한 방법에서 회로변수의 변화에 대한 견실함을 실험적으로 비교하였다. 모의실험의 경우와 동일한 조건인 속도명령 500[rpm], 부하토크 2[Nm], 자속 명령치 0.32[Wb]인 상태에서 센서리스 벡터제어를 수행하였고, 일정시간이 지난 후 속도가 정상상태에 도달하였을 때 벡터제어와 속도추정에 이용되는 회로변수를 100% 증가시켰다. 그리고, 속도 센서를 이용하여 측정된 실제 회전자 속도와 추정하는 회전자 속도의 오차를 나타내었다. 여기서 조사하는 회로변수 이외의 모든 회로변수는 고정된 값을 이용하였다. 센서리스 벡터제어 프로그램은 실험하는 알고리즘에 따라 속도 추정 부분만을 변화시켰고, 자속 추정이나 벡터제어 같은 다른 모든 알고리즘들은 동일한 프로그램을 이용하였다.

그림 10에는 고정자 저항을 변화시켰을 때 속도 추정 오차를 나타내었다. 그림 10(a)와 10(b)에서 기존의 방법은 8[rpm] 정도의 속도 추정 오차가 발생하고, 그림 10(c)의 제안한 방법은 약 5[rpm] 정도의 속도 추정 오차가 발생하였다. 따라서 고정자 저항의 변화에 대해서는 제안한 방법이 기존의 방법보다 더 견실한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다. 그림 11에는 회전자 시정수를 100% 증가시켰을 때 속도 추정 오차를 나타내었다. 그림 11(c)에 나타낸 제안한 방법의 속도 추정 오차가 그림 11(a)와 11(b)에 나타낸 기존의 MRAC 방법의 속도 추정 오차와 비슷한 크기를 나타내는 것으로 회전자 시정수의 변화에 대한 견실함은 제안한 방법과 기존의 MRAC 방법이 유사한 것을 알 수 있다. 그림 12에는 상호 인덕턴스를 100% 증가시켰을 때 속도 추정 오차를 나타내었다. 그림 12(a)와 12(b)에서 기존의 방법에서는 상호 인덕턴스를 증가시켰을 때 약 30[rpm]의 속도 추정 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. 그림 12(c)는 제안한 방법을 이용한 경우의 파형으로, 제안한 방법에서는 속도 추정 오차가 약 2[rpm] 정도만 발생하는 것을 볼 수 있다. 따라서 상호 인덕턴스의 변화에는 제안한 방법이 매우 견실한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.

그리고 회로변수의 변화에 대한 감도함수의 계단응답 파형과 모의실험 파형을 나타낸 그림 6~8과 실험 파형인 그림 10~12를 비교했을 때, 회로변수의 변화에 대한 견실함을 비교할 때 이용한 감도함수가 신뢰할만한 특성을 가진다는 것을 알 수 있고, 제안한 방법이 고정자 저항과 상호 인덕턴스의 변화에 대해서는 기존의 MRAC 방법보다 더 견실하다는 것을 확실히 알 수 있다.

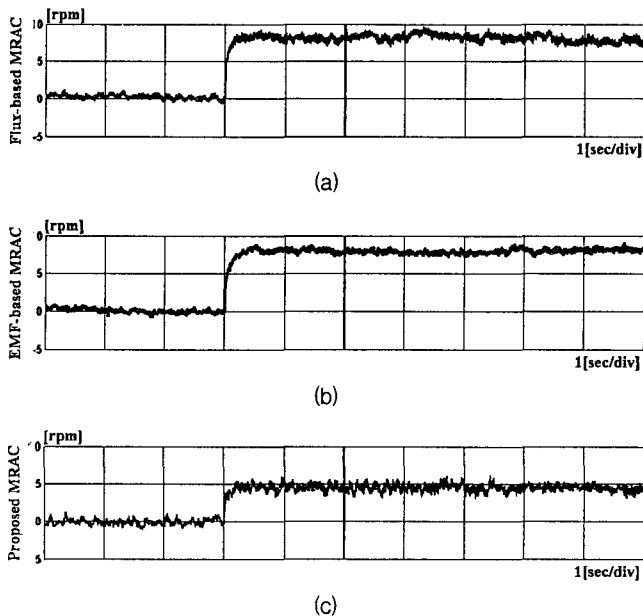


그림 10 고정자 저항을 100% 변화시켰을 때 속도 추정 오차 (a) 회전자 자속을 이용한 MRAC (b) 역기전력을 이용한 MRAC (c) 제안한 MRAC

Fig. 10 Speed estimation error when the stator resistance is increased by 100%, (a) rotor flux based MRAC, (b) back EMF based MRAC, (c) proposed MRAC

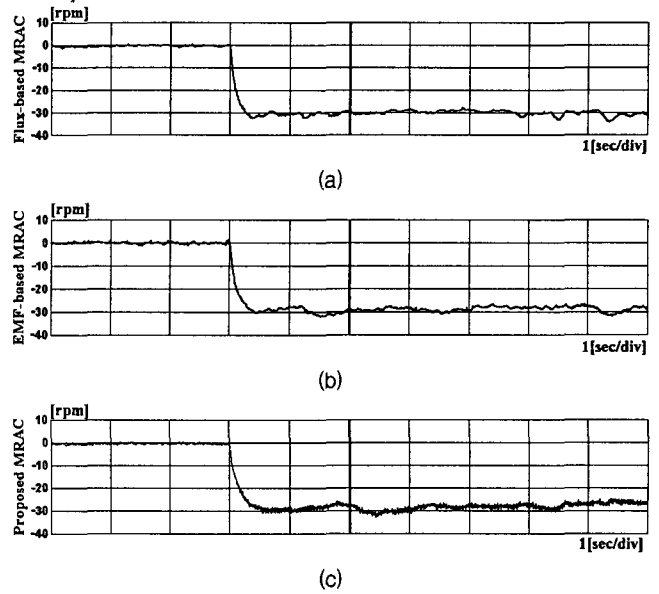


그림 11 회전자 시정수를 100% 변화시켰을 때 속도 추정 오차 (a) 회전자 자속을 이용한 MRAC (b) 역기전력을 이용한 MRAC (c) 제안한 MRAC

Fig. 11 Speed estimation error when the rotor time constant is increased by 100%, (a) rotor flux based MRAC, (b) back EMF based MRAC, (c) proposed MRAC

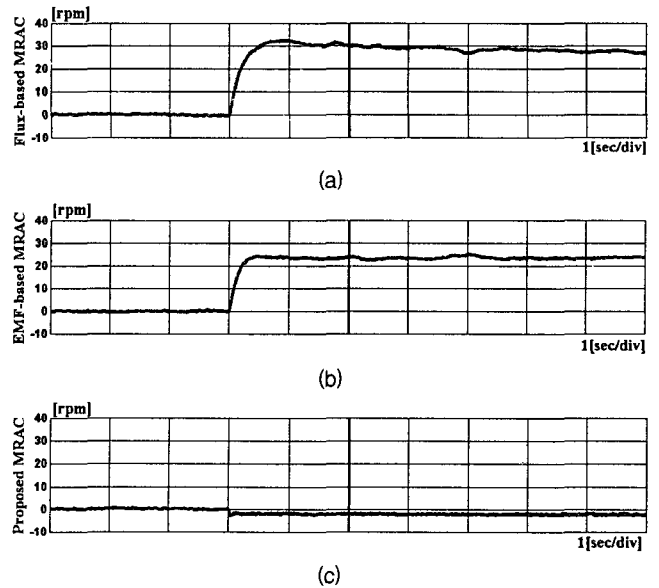


그림 12 상호 인덕턴스를 100% 변화시켰을 때 속도 추정 오차 (a) 회전자 자속을 이용한 MRAC (b) 역기전력을 이용한 MRAC (c) 제안한 MRAC

Fig. 12 Speed estimation error when the mutual inductance is increased by 100%, (a) rotor flux based MRAC, (b) back EMF based MRAC, (c) proposed MRAC

그림 13~16은 -500[rpm]과 500[rpm]의 속도명령을 인가하여 0[rpm]을 통과하는 부분에서 기존의 방법과 제안한 방법의 속도 추정 성능을 비교하였다. 그림 13에는 속도제어기에 인가되는 속도 명령치를 나타내었고, -500[rpm]과 500[rpm]이

사다리꼴 형태로 인가된다. 그림 14에는 회전자 자속 기반의 MRAC를 이용해서 센서리스 속도제어를 수행했을 때 실제 속도와 추정된 속도를 나타내었고, 그림 15에는 역기전력 기반의 MRAC를 이용했을 때의 파형을 나타내었다. 그림 14(b)와 15(b)에서 속도 명령이 -500[rpm]일 때와 약 -50[rpm]이하인 구간에서는 센서리스 백터제어가 수행되는 것을 볼 수 있다. 그러나 회전자 속도가 0[rpm]을 통과하는 부분에서는 속도 추정이 전혀 되지 않는 것을 볼 수 있고, 그림 14(a)와 15(a)에서 실제 회전자 속도도 속도 명령치를 추종하지 못하는 것을 볼 수 있다. 그림 16에는 제안한 방법을 이용해서 센서리스 백터제어를 수행한 경우의 실제 속도, 추정된 속도와 DQ좌표계로 변환한 측정 전류를 나타내었다. 기존의 방법과는 다르게 0[rpm]을 통과하는 부분에서 회전자 속도가 정확히 추정되는 것을 그림 16(b)에서 볼 수 있고, 정역회전 속도 명령치를 정확히 추종하는 것을 그림 16(a)에서 볼 수 있다. 그리고 그림 16(c)에는 DQ좌표계로 변환한 측정 전류를 회전자 속도가 0[rpm]을 통과하는 부분에서 확대해서 나타내었다. 회전자 자속 기반의 MRAC와 역기전력 기반의 MRAC를 이용한 센서리스 백터제어가 저속영역과 0[rpm]에서 속도를 추정하지 못하는 것은 알려져 있는 사항으로서 이를 실험으로 확인할 수 있고, 제안한 방법을 이용했을 경우에 이 문제를 확실하게 해결할 수 있음을 알 수 있다.

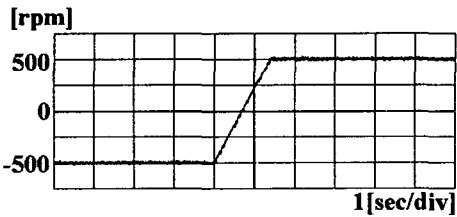


그림 13 센서리스 백터제어의 속도 명령치
Fig. 13 Speed reference of sensorless vector controller

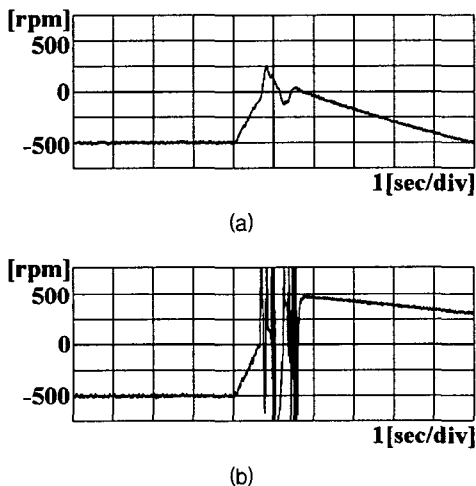


그림 14 회전자 자속 기반의 MRAC를 이용한 센서리스 백터 제어 (a) 실제 회전자 속도 (b) 추정된 회전자 속도
Fig. 14 Sensorless vector control using the rotor flux based MRAC, (a) real rotor speed, (b) estimated rotor speed

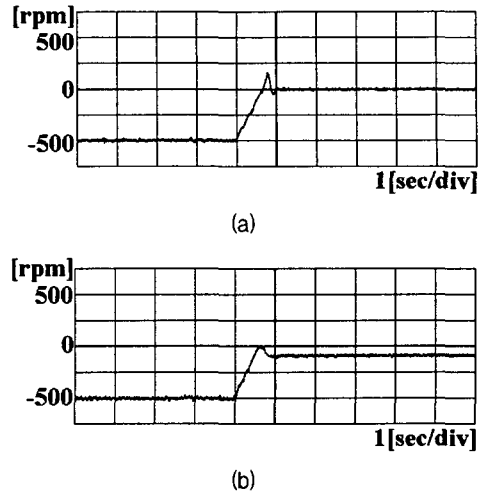


그림 15 역기전력 기반의 MRAC를 이용한 센서리스 백터 제어 (a) 실제 회전자 속도 (b) 추정된 회전자 속도
Fig. 15 Sensorless vector control using the back EMF based MRAC, (a) real rotor speed, (b) estimated rotor speed

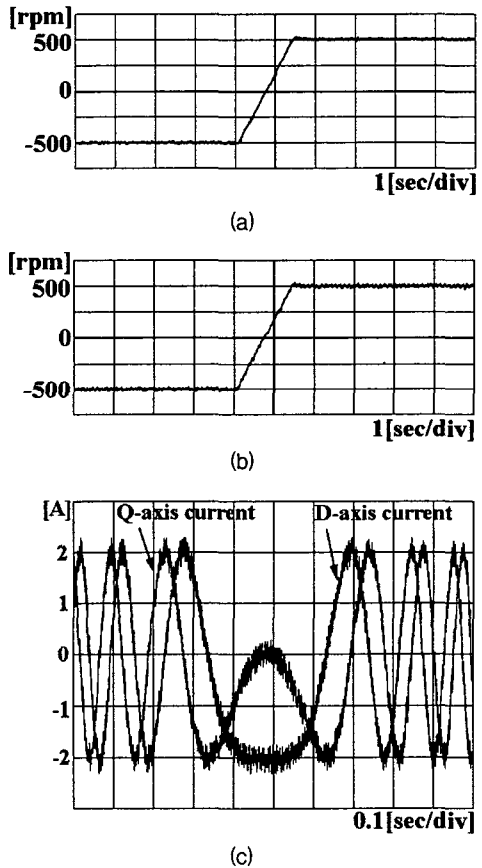


그림 16 제안한 MRAC를 이용한 센서리스 백터제어 (a) 실제 회전자 속도 (b) 추정된 회전자 속도 (c) DQ좌표계에서 측정 전류
Fig. 16 Sensorless vector control using the proposed MRAC, (a) real rotor speed, (b) estimated rotor speed, (c) measured current in DQ-coordinate

그림 17에는 저속영역에서 제안한 방법을 이용하여 센서리스 벡터제어를 수행한 경우의 파형을 나타내었다. 그림 17(a)에는 속도 명령이 100[rpm]과 10[rpm]일 때, 그림 17(b)에는 속도 명령이 100[rpm]과 0[rpm]일 때 파형을 나타내었다. 그림 17에 나타난 추정된 회전자 속도가 속도 명령치와 일치하는 것으로 제안한 MRAC 방법을 이용하면 기존의 MRAC 방법으로는 속도 추정이 어려운 저속과 0[rpm]에서 센서리스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있는 것을 알 수 있다.

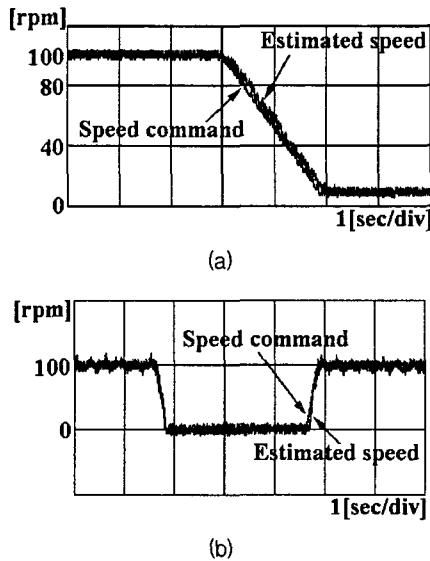


그림 17 제안한 방법을 이용한 센서리스 속도제어 (a) 속도 명령: 100[rpm]~10[rpm] (b) 속도명령: 100[rpm]~0[rpm]
 Fig. 17 Sensorless vector control using the proposed MRAC, (a) speed command: 100[rpm]~10[rpm], (b) speed command: 100[rpm]~0[rpm]

6. 결 론

본 논문에서는 센서리스 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있는 새로운 회전자 속도 추정방법을 제안하였다. 제안한 방법에서는 고정자 전류를 이용한 MRAC 방법으로 회전자 속도를 추정하였다.

기존의 회전자 자속과 역기전력을 이용한 MRAC 방법에서는 기준모델과 가변모델의 오차와 속도 추정 오차와의 사이에 명확한 관계가 주어지지 않고 비선형적인 관계로 나타나는 반면에, 제안한 방법에서는 기준모델과 가변모델 사이의 고정자 전류 차이로 구성된 전류오차가 속도 추정 오차에 일차비례하므로 빠른 수렴특성을 가진다. 또한 제안한 방법은 고정자 저항과 상호 인덕턴스의 변화에 대해서 견실한 특성을 보이므로 저속영역에서 우수한 속도 추정 특성을 나타낸다.

제안한 방법의 회로변수의 변화에 대한 견실성을 회로변수의 변화와, 속도 추정 오차사이의 감도함수를 구하여 기존의 MRAC 방법과 비교하였고, 모의실험과 실험을 통하여 타당성을 확인하였다. 그 결과 특히 기존의 MRAC 방법의 문제점으로 알려진 저속영역과 0[rpm]에서 제안한 방법의 우수함을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] S. Doki, S. Sanwongwanich and S. Okuma, "Implementation of speed sensorless field oriented vector control using adaptive sliding observer," IEEE/IECON, pp. 453-458, 1992.
- [2] C. Schauder, "Adaptive Speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 5, pp. 1054-1061, September/October, 1992.
- [3] F. Z. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1234-1240, September/October, 1994.
- [4] F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, and J. C. Moreira, "Universal field oriented controller based on airgap flux sensing via third harmonic stator voltage," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 2, pp. 448-455, September/October, 1994.
- [5] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, September/October, 1994.
- [6] Y. R. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended kalman filter," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, September/October, 1994.
- [7] Y. S. Kim, S. U. Kim, and I. W. Yang, "Implementation of a speed sensorless vector control of induction motor by reduced-order extended kalman filter," IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 197-203, 1995.
- [8] M. N. Marwali and A. Keyhani, "A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines," IEEE-IAS Annual Meeting, pp. 160-166, 1997.
- [9] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner, and K. J. Bradley, "Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1: Stability analysis for the closed loop drive," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 143, no. 2, pp. 113-122, March, 1996.
- [10] Peter Vas, Sensorless vector and direct torque control, Oxford University Press, 1998.
- [11] G. J. Armstrong, D. J. Atkinson, P. P. Acarnley, "A comparison of estimation technique for sensorless vector controlled induction motor drives," Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp. 110-116, 1997.
- [12] K. H. Chao and C. M. Liaw, "Speed sensorless control performance improvement of induction motor drive using uncertainty cancellation," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 147, no. 4, pp. 251-262, July, 2000.

저 자 소 개



박철우 (朴哲佑)

1971년 12월 24일생. 1997년 경북대 전자공학과 졸업. 동 대학원 석사(1999), 1999년~현재 동 대학원 박사과정

Tel: 053-940-8526

E-mail: true@palgong.knu.ac.kr



권우현 (權宇鉉)

1953년 6월 22일생. 1977년 서강대 전자공학과 졸업. 한국과학기술원 석사(1979), 한국과학기술원 박사(1993). 1979년~현재 경북대학교 전자전기컴퓨터학부 교수.

Tel: 053-950-5526

Fax: 053-952-3262

E-mail: whkwon@ee.knu.ac.kr