

새로운 보상 파라미터를 가지는 적응제어 기반 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

Sensorless Speed Control of PMSM Based on Novel Adaptive Control with Compensated Parameters

남 기 현* · 권 영 안†
(Kee-Hyun Nam · Young-Ahn Kwon)

Abstract - Recently, sensorless controls, which eliminate position and speed sensor in a permanent magnet synchronous motor drive, have been much studied. Most sensorless control algorithms are based on the back-EMF and speed estimations which are obtained from the voltage equations. Therefore, the sensorless control performance is largely affected by the parameter errors of a motor. This paper investigates a novel adaptive control with the parameter error compensation for the speed sensorless control of a permanent magnet synchronous motor. The proposed parameter estimation is obtained from the d-axis current error between the real and estimated currents. The proposed algorithm is verified through the simulation and experimentation.

Key Words : Permanent magnet synchronous motor, Sensorless control, Parameter estimation, Adaptive control

1. 서 론

오늘 날 전동기의 가변속 구동방식은 끊임없이 발전되고 있다. 가변속 영구자석 동기전동기는 정확한 속도 및 토크 제어를 위하여 회전자의 속도뿐만 아니라 회전자의 위치 정보가 반드시 요구된다[1]. 위치 및 속도 센서로는 엔코더, 리졸버와 같은 센서들이 사용되고 있는데, 이러한 센서들을 사용할 경우 회전자의 위치나 속도 정보를 직접 검출할 수 있는 장점이 있으나 경제적인 문제, 그리고 안정성 확보를 위한 설계 및 가공 공정이 복잡해지는 단점을 가진다. 또한 센서는 주위 환경의 영향을 많이 받기 때문에 온도나 습도, 진동에 의해 신뢰도가 감소한다. 따라서 이러한 문제점들을 개선하기 위하여 회전자의 위치 검출기나 속도 센서가 없는 센서리스 속도 제어 방식이 많이 연구되고 있다[1-4].

대부분의 센서리스 속도 제어 방식은 전압방정식으로부터 속도 정보와 위치 정보를 구하게 된다. 따라서 파라미터 오차는 센서리스 속도 제어 성능에 큰 영향을 미치게 되며 이 파라미터 오차로부터 발생하는 추정 속도 오차를 보정하기 위한 여러 연구가 이루어지고 있다. 이러한 연구로서 무효 전력으로 부터 속도를 보상하는 방식[5-7]은 토크 변동에 강인성을 나타내지만 횡축과 직축 전류, 위치 오차를 이용함으로써 정확한 값이 입력되지 않을 경우 지령치와 일정한 양의 오차를 발생시킬 수 있다. 두 모델의 오차를 이용해

파라미터를 추정하여 속도를 보상하는 MRAS 방식[8-10]은 동기 축을 중심으로 조정 모델을 구성하기 때문에 안정성이 다소 떨어질 수 있다. 외란 관측기를 이용하는 방식[11]은 외란에 강인한 특성을 갖지만 빠른 속응성을 위한 데드비트 알고리즘 적용에서 잡음이 증폭되기 때문에 별도의 잡음처리가 필요하다. 칼만 필터를 이용한 방식[12, 13]은 잡음의 영향을 받는 시스템이나 파라미터가 변하는 시스템에서 우수한 성능을 보이나 연산시간이 많이 소요되고 구현이 어렵다. 신경 회로망 등 인공지능을 이용하여 파라미터를 추정하는 방식[14, 15]은 고도의 학습능력과 비선형 사상법에 의해 다양한 시스템의 제어에 적용시킬 수 있으나 구현이 복잡하고 멤버함수나 학습 등의 전처리가 필요하다. 본 논문은 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구로서 본 논문에서 센서리스 속도제어 성능을 개선하기 위해 고정자 저항 및 역기전력 상수의 오차를 d축 전류의 측정치와 추정치를 이용하여 보상하는 방식을 제안하고 시뮬레이션과 실험을 통해 본 논문에서 제안한 방식을 검증한다. 본 논문에서 제안한 파라미터 보상 방식은 다른 방식에 비하여 상대적으로 간단한 장점을 가지며 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과 양호한 속도응답을 나타내고 있다.

2. 영구자석 동기전동기의 수학적 모델링

본 논문에서 사용된 영구자석 동기전동기는 원통형 영구자석 동기전동기로서 그림 1은 영구자석 동기전동기의 등가 모델을 나타낸다. 그림 1에서 R_s 와 L_s 는 각각 등가 저항과 등가 인덕턴스를 나타내며, 각 축은 자속 기준 좌표축을 나타낸다.

3상 축에서 고정자의 전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

* Dept. of Electrical Engineering, Graduate School, Pusan National Univ. Korea

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Pusan National Univ. Korea

E-mail : yakwon@pusan.ac.kr

Received : December 21, 2012; Accepted : May 30, 2013

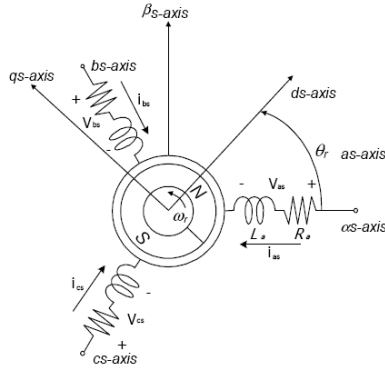


그림 1 3상 영구자석 동기전동기의 등가모델
Fig. 1 The equivalent model of 3-phase PMSM

$$v_{as} = R_a i_{as} + \frac{d\Psi_{as}}{dt} \tag{1}$$

$$= R_a i_{as} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{as}}{dt} - \omega_r \Psi_M \sin \theta_r$$

$$v_{bs} = R_a i_{bs} + \frac{d\Psi_{bs}}{dt} \tag{2}$$

$$= R_a i_{bs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{bs}}{dt} - \omega_r \Psi_M \sin(\theta_r - \frac{2}{3}\pi)$$

$$v_{cs} = R_a i_{cs} + \frac{d\Psi_{cs}}{dt} \tag{3}$$

$$= R_a i_{cs} + \frac{3}{2} L_a \frac{di_{cs}}{dt} - \omega_r \Psi_M \sin(\theta_r - \frac{4}{3}\pi)$$

단, $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$, Ψ_M = 역기전력 상수.

식(1)-(3)의 순시 전압방정식을 좌표변환에 의하여 2상 고정자 기준 좌표계 $\alpha s - \beta s$ 축의 전압방정식으로 나타내면 다음과 같이 된다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} + E_{\alpha s} \tag{4}$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + E_{\beta s} \tag{5}$$

$$E_{\alpha s} = \frac{d\Psi_{\alpha f}}{dt} = -\omega_r \Psi_m \sin \theta_r \tag{6}$$

$$E_{\beta s} = \frac{d\Psi_{\beta f}}{dt} = \omega_r \Psi_m \cos \theta_r \tag{7}$$

단, $R_s = R_a$, $L_s = \frac{3}{2} L_a$, $\Psi_m = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_M$,

$\Psi_{\alpha f}(\Psi_{\beta f})$ = 영구자석에 의한 $\alpha(\beta)$ 축 권선의 쇄교자속

식(1)-(3)에서 전압방정식을 속도 ω_r 로 회전하는 $dr - qr$ 축의 회전자 기준 좌표계로 나타내면 다음과 같이 된다.

$$v_{dr} = R_s i_{dr} + L_s \frac{di_{dr}}{dt} - L_s i_{qr} \omega_r \tag{8}$$

$$v_{qr} = R_s i_{qr} + L_s \frac{di_{qr}}{dt} + L_s i_{dr} \omega_r + \Psi_m \omega_r \tag{9}$$

3. 고정자 저항 및 역기전력 상수 보정

식(4),(5)로부터 영구자석 동기전동기의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{E}_s \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{E}_s \end{bmatrix} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s \tag{10}$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{C} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{E}_s \end{bmatrix} \tag{11}$$

단, $\mathbf{i}_s = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$, $\mathbf{E}_s = [E_{\alpha s} \ E_{\beta s}]^T$, $\mathbf{u}_s = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T$,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & -1/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s & 0 & -1/L_s \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_r \\ 0 & 0 & \omega_r & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_s & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

식(10)의 상태 공간 모델을 기준으로 한 상태 관측기는 다음과 같다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u}_s + \mathbf{L}(\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) \tag{12}$$

단, $\hat{\cdot}$ 은 추정 값을 나타내고 \mathbf{L} 은 관측기 이득행렬 ($= \begin{bmatrix} g_1 & 0 & g_2 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 & g_2 \end{bmatrix}^T$) 이다.

그림 2는 이상에서 기술한 상태 관측기의 블록도이다.

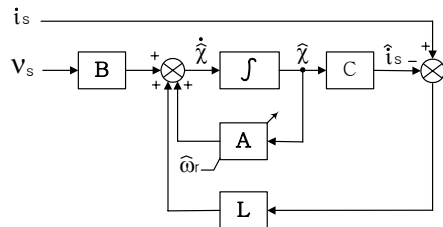


그림 2 상태 관측기의 블록도
Fig. 2 The block diagram of a state observer

전동기의 역기전력 항에는 전동기의 위치가 삼각함수 형태로 포함되어 있으므로 추정된 역기전력을 직접 이용하여 위치를 구하고 동기전동기의 벡터 제어를 수행할 수 있다.

$$-\frac{E_{\alpha s}}{E_{\beta s}} = \frac{\Psi_m \omega_r \sin(\theta_r)}{\Psi_m \omega_r \cos(\theta_r)} = \tan(\theta_r) \tag{13}$$

$$\theta_r = \tan^{-1}\left(-\frac{E_{\alpha s}}{E_{\beta s}}\right) \tag{14}$$

속도 제어를 수행하기 위한 속도 정보도 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2 = (\Psi_m \omega_r)^2 (\cos^2(\theta_r) + \sin^2(\theta_r)) = (\Psi_m \omega_r)^2 \quad (15)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\Psi_m} \sqrt{E_{\alpha s}^2 + E_{\beta s}^2} \cdot \text{sign}(\omega_r) \quad (16)$$

본 논문에서는 벡터 제어에서 토크 관련 q축 전류와 자속 관련 d축 전류를 각각 제어할 수 있는 점을 이용하여 파라미터 오차 성분을 d축 전류의 실제와 추정 값의 오차로 부터 보정하는 방식을 제안한다.

$$\hat{R}_s = R_s + \eta_R (K_{pr} (i_{dr} - \hat{i}_{dr}) + K_{ir} \int (i_{dr} - \hat{i}_{dr}) dt) \quad (17)$$

$$\hat{\Psi}_m = \Psi_m + \eta_{\Psi} (K_{p\Psi} (i_{dr} - \hat{i}_{dr}) + K_{i\Psi} \int (i_{dr} - \hat{i}_{dr}) dt) \quad (18)$$

단, R_s, Ψ_m = 초기 설정값, η_R, η_{Ψ} = 가중치, $K_{pr}, K_{p\Psi} (K_{ir}, K_{i\Psi})$ = 비례(적분)이득

그림 3은 본 논문에서 제안한 파라미터 보상 방식의 블록도이다.

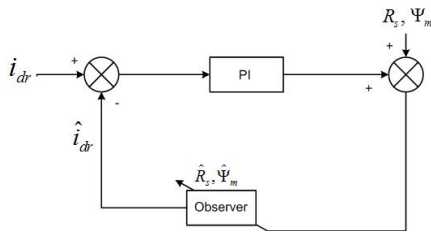


그림 3 제안된 파라미터 보상방식의 블록도
Fig. 3 The block diagram of proposed algorithm for compensating parameters

그림 4는 본 논문에서 제안한 파라미터 보상 방식을 포함하는 영구자석 동기전동기 센서리스 속도제어 시스템의 전체 구성도를 나타낸다.

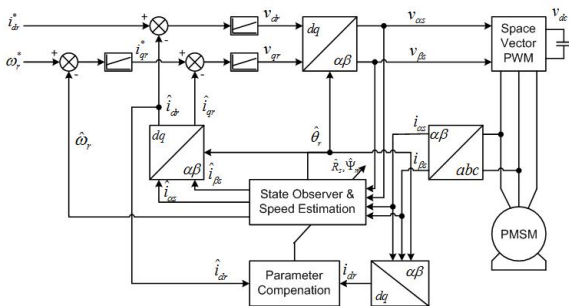


그림 4 전체 구동 시스템
Fig. 4 The configuration of the overall system

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 파라미터 보상 방식을 가지는 영구자

석 동기전동기의 센서리스 속도 제어 방식을 검증하기 위하여 그림 4와 같이 구성한 전체 시스템에서 시뮬레이션을 수행하였다. 사용된 영구자석 동기전동기는 표 1과 같다.

시뮬레이션은 고정자 저항 오차와 역기전력 상수 오차를 각각 30%로 하였을 경우 센서리스 속도 제어에 있어서 속도 추정에 어떤 영향을 미치는지와 제안된 알고리즘을 적용하였을 경우 속도 추정 성능을 검증하였다. 그림 5와 그림 6은 고정자 저항을 30% 감소하여 설정하였을 경우에 파라미터 보상 방식을 적용하지 않은 시뮬레이션 결과와 파라미터 보상 방식을 적용한 시뮬레이션 결과를 각각 나타낸다. 시뮬레이션은 지령속도 200[rpm]으로 운전 중에 부하 2.1[Nm]를 인가하였으며, 그리고 특정의 시간이 지난 후에 파라미터 보상 방식을 적용하여 수행하였다.

표 1 전동기 상수

Table 1 The parameters of the PMSM

극수	8poles	역기전력상수(Ψ_m)	0.11
정격출력	750W	고정자 권선저항(R_a)	1.5Ω
정격전류	5.3A	고정자 인덕턴스(L_a)	4.17mH
정격속도	2,000rpm	권선방식	Y 결선

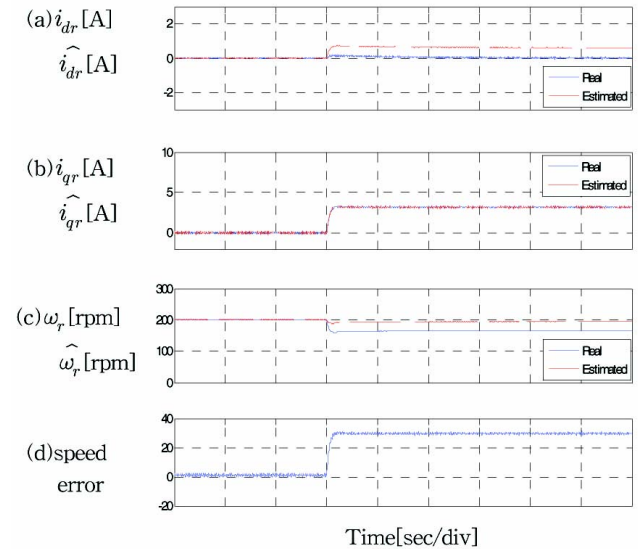


그림 5 30%의 저항오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Simulation result in case the resistance is reduced by 30%, and the parameter is not compensated.

그림 7과 그림 8은 고정자 저항과 역기전력 상수를 각각 30% 감소하여 설정하였을 경우에 파라미터 보상 방식을 적용하지 않은 시뮬레이션 결과와 파라미터 보상 방식을 적용한 시뮬레이션 결과를 각각 나타낸다. 시뮬레이션은 지령속도 200[rpm]으로 운전 중에 부하 2.1[Nm]를 인가하였으며 이후 파라미터 보상 방식을 적용하여 수행하였다.

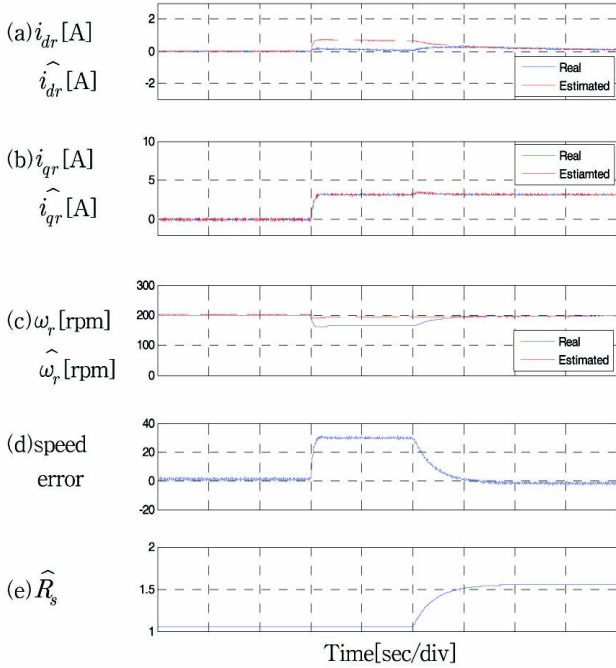


그림 6 30%의 저항오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용한 경우의 시뮬레이션 결과
Fig. 6 Simulation result in case the resistance is reduced by 30%, and the parameter is compensated by the proposed algorithm.

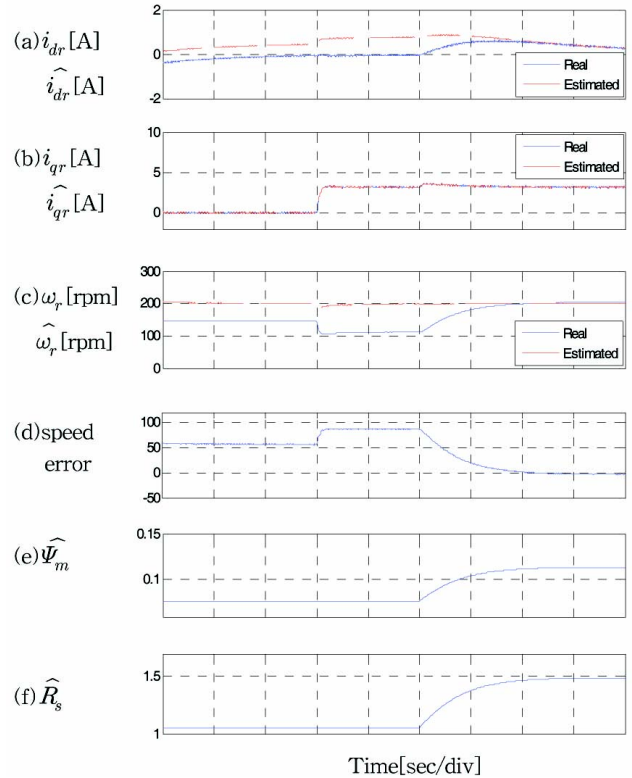


그림 8 30%의 저항과 역기전력 상수 오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용한 경우의 시뮬레이션 결과
Fig. 8 Simulation result in case the resistance and back-EMF constant are reduced by 30%, and the parameters are compensated by the proposed algorithm.

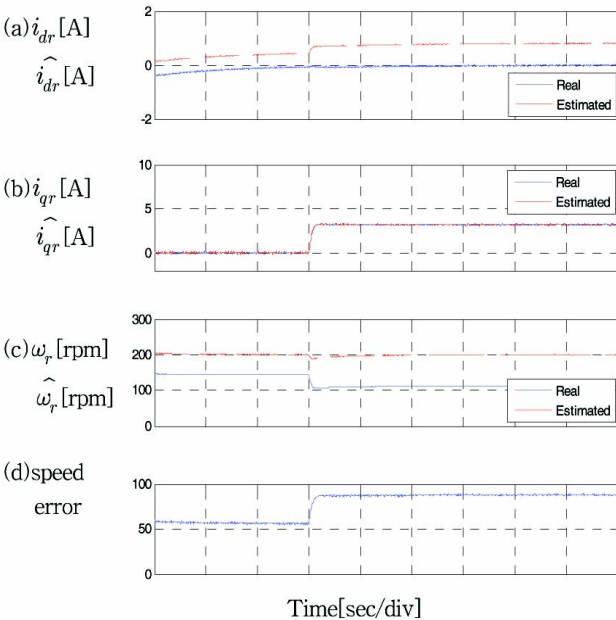


그림 7 30%의 저항과 역기전력상수 오차가 있을 때 제안된 보상방식을 적용하지 않은 경우의 시뮬레이션 결과
Fig. 7 Simulation result in case the resistance and back-EMF constant are reduced by 30%, and the parameters are not compensated.

5. 실험 결과 및 검토

본 논문에서 제안한 파라미터 보상 방식을 가지는 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도 제어 방식을 검증하기 위하여 그림 4와 같은 전체 시스템을 제작하여 실험을 수행하였다. 실험에 사용된 영구자석 동기전동기는 시뮬레이션에 사용된 표 1과 같은 전동기이다.

그림 9는 본 논문에서 제시한 센서리스 속도제어 방식에 의한 실험결과로서 지령속도 200[rpm], 무부하로 운전했을 때의 전류파형 및 속도응답이다.

그림 10과 그림 11은 고정자 저항을 30% 감소하여 설정하였을 경우에 파라미터 보상을 적용하지 않은 실험결과와 파라미터 보상을 적용한 실험결과를 각각 나타낸다. 실험은 지령속도 200[rpm]으로 운전 중에 부하 2.1[Nm]를 인가하였으며, 그리고 특정의 시간이 지난 후에 파라미터 보상 방식을 적용하여 수행하였다.

그림 12와 그림 13은 고정자 저항과 역기전력 상수를 각각 30% 감소하여 설정하였을 경우에 파라미터 보상을 적용하지 않은 실험결과와 파라미터 보상을 적용한 실험결과를 각각 나타낸다. 실험은 지령속도 200[rpm]으로 운전 중에 부하 2.1[Nm]를 인가하였으며 이후 파라미터 보상 방식을 적용하여 수행하였다.

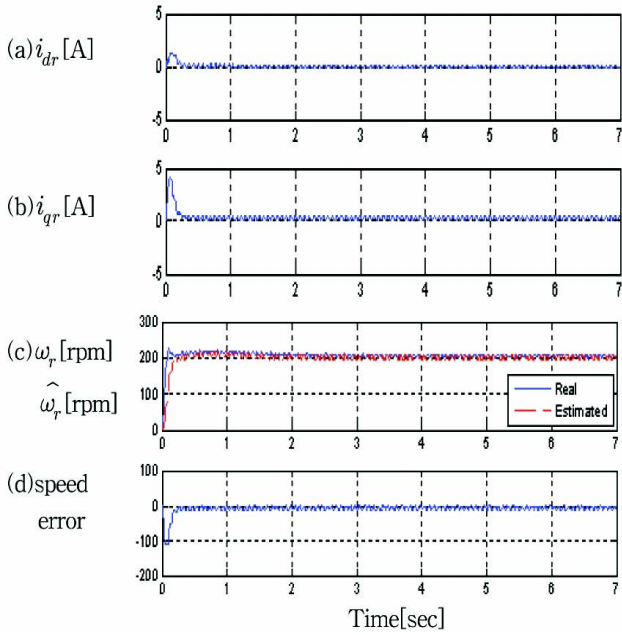


그림 9 제안된 센서리스 방식에 의한 무부하에서 실험결과
 Fig. 9 Experimental result in no-load obtained by the proposed algorithm.

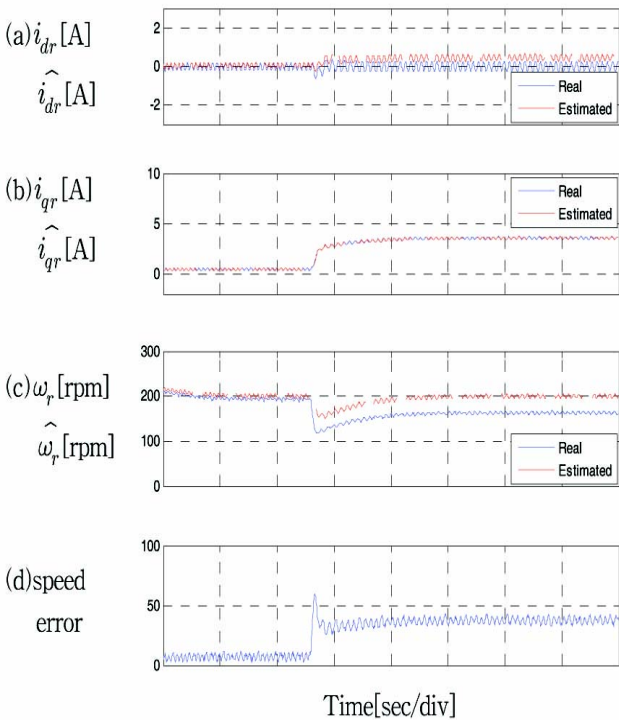


그림 10 30%의 저항오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용하지 않은 경우의 실험결과
 Fig. 10 Experimental result in case the resistance is reduced by 30%, and the parameter is not compensated.

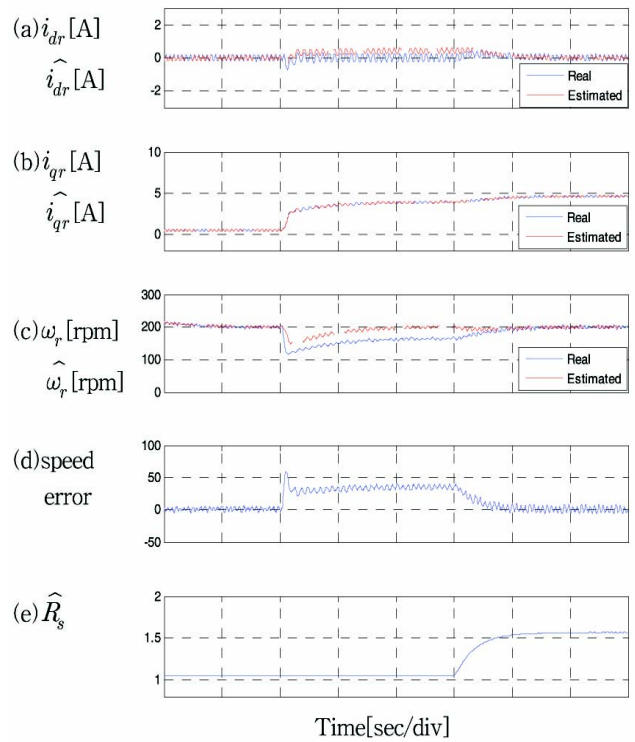


그림 11 30%의 저항오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용한 경우의 실험 결과
 Fig. 11 Experimental result in case the resistance is reduced by 30%, and the parameter is compensated by the proposed algorithm

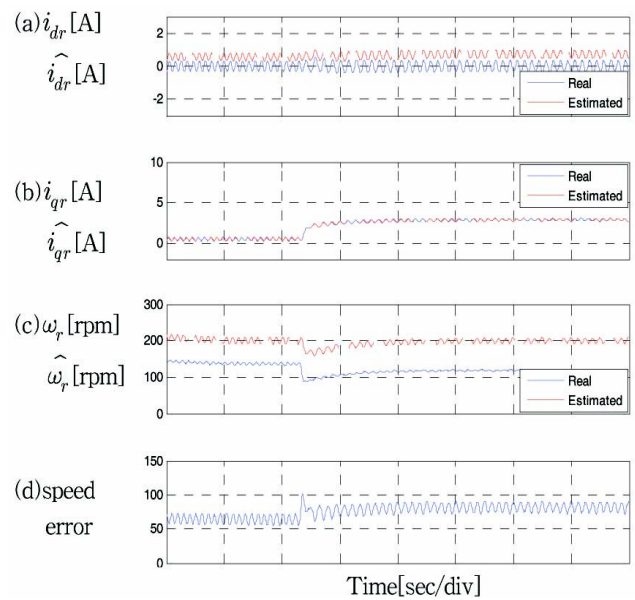


그림 12 30%의 저항과 역기전력 상수 오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용하지 않은 경우의 실험결과
 Fig. 12 Experimental result in case the resistance and back-EMF constant are reduced by 30%, and the parameters are not compensated

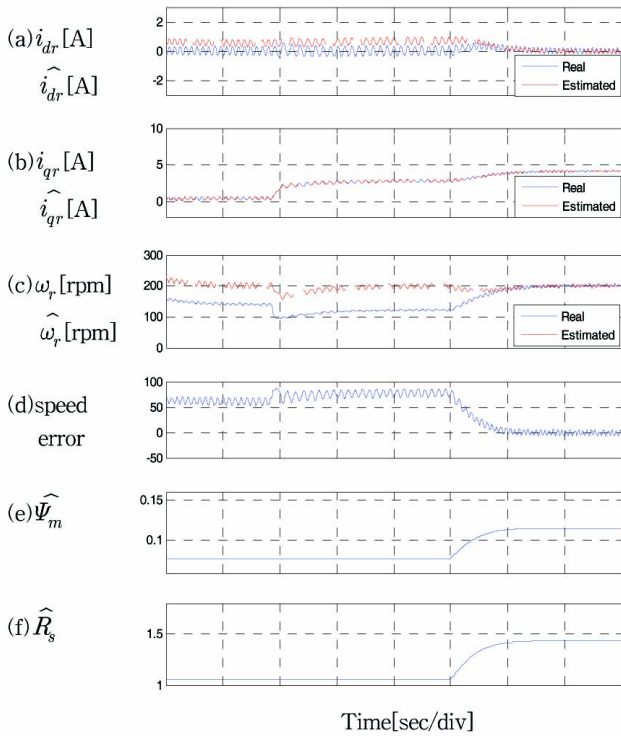


그림 13 30%의 저항과 역기전력 상수 오차가 있을 때 제안된 보상 방식을 적용한 경우의 실험결과

Fig. 13 Experimental result in case the resistance and back-EMF constant are reduced by 30%, and the parameter are compensated by the proposed algorithm.

6. 결 론

대부분의 센서리스 속도 제어 방식은 전동기 방정식으로 부터 속도 정보와 위치 정보를 구하게 된다. 따라서 파라미터 오차는 센서리스 속도 제어 성능에 큰 영향을 미치게 된다. 본 논문은 이러한 파라미터 오차로 부터 발생하는 추정 속도 오차를 개선하기 위한 연구이다.

본 논문에서는 부하를 포함하는 전동기 시스템의 기계적 정수들은 전기계의 제 정수들에 비해 알기 어렵고 급격하게 변동하는 경향이 있으므로 상태 관측기의 상태 변수들은 전기계에 관련된 전류와 역기전력으로 구성하였다.

본 논문에서 센서리스 속도제어 성능을 개선하기 위해 영구자석 동기전동기의 고정자 저항 및 역기전력 상수의 오차를 d축 전류의 측정치와 추정치를 이용하여 보상하는 방식을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 파라미터 보상 방식은 다른 방식에 비하여 상대적으로 간단한 장점을 가지는 방식으로서 이 방식을 포함하는 센서리스 제어 시스템을 검증하기 위해 영구자석 동기전동기의 구동시스템을 제작하고 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 본 논문에서 얻어진 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 제안된 파라미터 보상 방식에 의해 파라미터 값이 양호하게 추정 되었으며 속도 응답 성능이 매우 우수함을 확인할 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 부산대학교 자유과제 학술연구비(2년)에 의하여 연구되었음

References

- [1] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse, "Sensorless control of AC motor drives, IEEE Press, 1996.
- [2] J. Holtz, "State of the art of controlled AC drives without speed sensors," Int. J. of Elect., vol.80, no.2, pp.249-263, 1996.
- [3] I. Boldea, "Control issues in adjustable speed drives." IEEE Ind. Elect. Magazine, vol.2, no.3, pp.32-50, 2008
- [4] Y. Li and H. Zhu, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor - a survey," IEEE VPPC, pp.1-8, Sept. 2008.
- [5] Y. S. Kim, Y. K. Choi, and J. H. Lee, "Speed-sensorless vector control for permanent-magnet synchronous motors based on instantaneous reactive power in the wide-speed region", IEEE Proc. Electric Power Applications, vol.152, pp.1343-1349, 2005.
- [6] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, and M.C Ta, "Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.55, pp.594-601, 2008.
- [7] J.S.V.S., Kumar, P.S. Kumar, and M. Rambabu, "Model reference adaptive controller-based speed and q-axis inductance estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor drive by utilizing reactive power", IEEE ICEAS, pp.1-6, 2011.
- [8] M. Rashed, and A.F. Stronach, "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation", IEE Proc. Electric Power Applications, pp.685-693, 2004.
- [9] H.M. Kojabadi, and L. Chang, "Sensorless PMSM drive with MRAS-based adaptive speed estimator", IEEE PESC, pp.1-5, 2006.
- [10] H. Xu, and J. Xie, "A Vector-control system based on the improved MRAS for PMSM", IEEE ISA, pp.1-5, 2009.
- [11] M. Tomita, T. Senjyu, S. Doki, and S. Okuma, "New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimations", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.45, pp.274-282, 1998.
- [12] X. Xi, Z. Meng, L. Yongdong, and L. Min, "On-line estimation of permanent magnet flux linkage ripple

for PMSM based on a Kalman filter", IEEE IECON, pp. 1171-1175, 2006.

- [13] Z. Zedong, L. Yongdong, Fadel, and M, X. Xi, "A rotor speed and load torque observer for PMSM based on extended Kalman Filter" IEEE ICIT, pp. 233-238, 2006.
- [14] M. Elbuluk, L. Tong, and I. Husain, "Neural-network-based model reference adaptive systems for high-performance motor drives and motion controls", IEEE Trans. Ind. vol. 3, No. 3, pp. 879-886, 2002.
- [15] S. Fan, W. Luo, J. Zou, and G. Zheng, "A hybrid speed sensorless control strategy for PMSM based on MRAS and fuzzy Control", IEEE IPENC, pp.2976-2980, 2012.

저 자 소 개



남 기 현 (南 基 賢)

1983년 5월 8일 생, 2010년 창원대 공대 제어계측공학과 졸업, 현재 부산대 대학원 전자전기공학과 석사과정.

Tel : 051-510-3086

E-mail : smileis1004@naver.com



권 영 안 (權 營 顔)

1955년 8월 29일 생, 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업, 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박), 1991년 스위스 취리히공대(ETH) 객원교수, 현재 부산대 공대 전기공학과 교수.

Tel : 051-510-2372

Fax : 051-513-0212

E-mail : yakwon@pusan.ac.kr