

유효 자속 개념을 이용한 IPMSM 센서리스 제어의 전류 추정기에 의한 성능개선

이성준¹, 김태완², 김원석², 김만고³, 정영석[†]

Performance Improvement of Sensorless Control of IPMSM using Active Flux Concept by Improved Current Estimators

Sung-Joon Lee¹, Tae-Wan Kim², Won-Seok Kim², Marn-Go Kim³, and Young-Seok Jung[†]

Abstract - In this paper, the performance improvement of the sensorless control of IPMSM employing the active flux concept by the improved current estimator is presented. The accuracy of the current estimator used in a previous report is degraded when the motor parameters are not known exactly. A simple current estimator derived from estimated flux is proposed to improve the position estimation performance. In order to show the usefulness of the proposed estimation method, the simulation results using Matlab/Simulink and the experiment results are presented.

Keywords: active flux, IPMSM, sensorless control

1. 서 론

최근 들어 매입형 영구 자석 동기 전동기(IPMSM)는 높은 효율, 체적 대비 큰 토크 성능 그리고 안정성을 갖추고 있어 관심이 증대되고 있으며 이에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다^[1]. 고성능 동작을 위해 벡터제어를 사용하고 있으며, 이를 위해 회전자의 위치 정보는 필수 요건이다. 엔코더 등의 회전자 위치 센서는 비용 상승, 신뢰성 저하 등의 문제를 야기 할 수 있어 회전자 위치 센서 없는 센서리스 제어에 대한 많은 연구가 진행 중이다^[2-7]. 이들 센서리스 제어방식은 크게 역기전력 추정방식, 고주파 신호 인가 방식, 자속 추정방식으로 나눌 수 있다. 역기전력 추정방식은 저속 구간에서 추정이 어려워져 성능 저하가 발생할 수 있으며^[2], 고주파 신호 인가방식은 소음 및 효율저하 문제가 발생할 수 있으며^[3], 자속추정방식은 저속구간에서도 우수한 성능을 보이거나 모터 파라미터 오차에 의한 성능 저하 가능

성이 있다^[4].

자속 추정방식 중 유효 자속 개념을 적용한 논문이 발표되었으며, 저속 운전 영역에서도 회전자 추정이 가능함을 보이고 있다^[5-7]. 자속 추정을 위해 전류 추정오차를 피드백하고 있어 전류 추정기의 사용이 필요하다. 하지만 제시된 전류 추정기는 비교적 복잡한 형태이며, 모터 파라미터 오차에 따른 위치 추정 성능 저하가 발생한다^[7].

본 논문은 유효 자속 개념을 적용한 회전자 위치센서 없는 속도 제어에 관한 기존의 연구 결과 중 전류 추정기에 따른 성능 평가를 행하였다. 기존 방식에서는 회전자 위치 오차에 따른 자속 추정의 부정확성에 대한 고찰이 없으며, 파라미터 오차에 따른 회전자 위치추정의 오차에 대한 평가가 이루어져 있지 않아, 전류추정기에 의한 성능 개선 가능성에 대해 고찰하지 않았다. 본 논문에서는 전류 추정기를 기존과 다른 비교적 간단한 방식을 적용하여, 파라미터 오차에 따른 성능이 기존 방식에 비해 개선됨을 기존 방식과 비교 평가하였다. 본 논문에서는 성능평가를 위해 Matlab/Simulink 프로그램을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험 결과를 제시한다.

2. 모터 모델링

유효 자속(active flux) 개념을 이용하여 매입형 영구 자석 동기 전동기(IPMSM)를 표면형 영구자석 동기전동

Paper number: TKPE-2013-18-6-11

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: yousjung@pknu.ac.kr, Dept. of Mechanical & Automotive Eng., Pukyong Nat'l Univ.
Tel: +82-51-629-6165 Fax: +82-51-629-6150

¹ Dept. of Mechanical & Automotive Eng., Pukyong Nat'l Univ.

² Halla Visteon Climate Control Corp.

³ Dept. of Electrical and Control Eng., Pukyong Nat'l Univ.

Manuscript received Sep. 12, 2013; accepted Oct. 31, 2013

기(SPMSM)처럼 다룰 수 있음이 제시된 바 있다^[5-7]. 본 장에서는 이에 대해 간단히 기술한다. IPMSM의 d-q축에서의 모터 모델식은 아래와 같다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \lambda_f$$

여기서 R_s 는 고정자 저항, λ_f 는 영구자석 자속, L_d 와 L_q 는 각각 d, q축 인덕턴스, λ_d 와 λ_q 는 고정자 자속, i_d , i_q 는 고정자 전류, v_d, v_q 는 고정자 전압, ω 는 회전자 속도를 나타낸다. IPMSM의 토크 관계식은 아래와 같다.

$$T = \frac{3}{2} P [\lambda_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$

여기서 유효 자속을 다음과 같이 정의하면

$$\lambda_{act} = \lambda_f + (L_d - L_q) i_d \quad (3)$$

식 (2)의 토크식은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$T = \frac{3}{2} P \lambda_{act} i_q \quad (4)$$

그리고 d-q 축 자속은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_f = L_q i_d + \lambda_{act} \\ \lambda_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (5)$$

유효 자속의 α - β 축 값은 다음과 같으므로

$$\begin{aligned} \lambda_{act,\alpha} &= \lambda_{act} \cos\theta = \lambda_\alpha - L_q i_\alpha \\ \lambda_{act,\beta} &= \lambda_{act} \sin\theta = \lambda_\beta - L_q i_\beta \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)으로부터 회전자의 위치정보를 얻을 수 있다.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{act,\beta}}{\lambda_{act,\alpha}} \right) \quad (7)$$

따라서 유효 자속의 관측을 통하여 회전자 위치정보를 얻을 수 있다.

3. 자속 및 전류 추정기

앞 장에서 회전자 위치 정보를 얻기 위해서는 유효 자속 성분의 관측이 필요함이 제시되었다. 기존에서는 이를 위해 아래와 같은 관측기가 제시되었다.^[7]

$$\frac{d}{dt} \hat{\lambda}_{\alpha,\beta} = -R_s i_{\alpha,\beta} + v_{\alpha,\beta} + K \tilde{i}_{\alpha,\beta} \quad (8)$$

여기서 아래첨자 α, β 는 α 및 β 축 성분으로 구성된 벡터를 나타낸다. 그리고 위치차 $\hat{\theta}$ 는 추정성분을 $\tilde{\theta}$ 는 실제값과 추정값 간의 오차를 나타낸다. 즉 $\tilde{i} = i - \hat{i}$ 을 나타낸다. 전류의 추정은 아래와 같이 구하였다. (전류 추정기 1)

$$\hat{i}_{\alpha,\beta} = T^{-1}(\hat{\theta}) M_L T(\hat{\theta}) \hat{\lambda}_{\alpha,\beta} - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} \end{pmatrix} \quad (9)$$

여기서 $M_L = \begin{pmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{pmatrix}$, $T(\hat{\theta}) = \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta} & \sin\hat{\theta} \\ -\sin\hat{\theta} & \cos\hat{\theta} \end{pmatrix}$ 을 나타낸다.

식 (9)는 비교적 복잡한 연산을 수행하여야 하며, α 및 β 축의 추정자속으로부터 d-q축 자속을 추정하고 이로부터 α - β 축으로 재 환산하는 과정을 거친다. 모든 추정이 α - β 축 추정자속에 근거하여 이루어지므로 파라미터 오차에 따른 α - β 축 추정자속의 오차가 전류 추정 오차 및 위치 추정 오차를 야기한다. 이를 보완하기 위해 본 논문에서는 아래와 같은 전류 추정기를 적용하였다. (전류 추정기 2)

$$\hat{i}_{\alpha,\beta} = \frac{1}{L_q} \left[\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} - \hat{\lambda}_{act} \begin{pmatrix} \cos\hat{\theta} \\ \sin\hat{\theta} \end{pmatrix} \right] \quad (10)$$

여기서 $\hat{\lambda}_{act} = \lambda_f + (L_d - L_q) \hat{i}_d$, $\hat{i}_d = i_\alpha \cos\hat{\theta} + i_\beta \sin\hat{\theta}$ 이다.

적용된 전류 추정기는 기존의 추정기와 달리 유효자속 추정과정에서 실제 전류 정보를 사용하며, 여러 단계의 회전 연산을 수행하지 않아 연산 시간을 단축할 수 있다. 식 (11)과 (12)는 각각 식 (9)와 (10)을 $\hat{\theta} = \theta + \delta\theta$ 와 위치 추정 오차가 작은 경우 $\hat{i}_d \cong i_d$, $\hat{\lambda}_{act} \cong \lambda_{act}$, $\hat{\lambda}_{\alpha,\beta} \cong \lambda_{\alpha,\beta}$ 로 가정한 경우의 전류 오차 ($\delta i_{\alpha,\beta} = \hat{i}_{\alpha,\beta} - i_{\alpha,\beta}$)를 나타낸 것이다.

$$\delta i_{\alpha,\beta} \cong (T^{-1}(\theta) M_L T(\theta) + T^{-1}(\theta) M_L \dot{T}(\theta)) \hat{\lambda}_{\alpha,\beta} \delta\theta - \frac{\lambda_f}{L_d} \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \delta\theta \quad (11)$$

$$\delta i_{\alpha,\beta} \cong -\frac{1}{L_q} \lambda_{act} \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \delta\theta \quad (12)$$

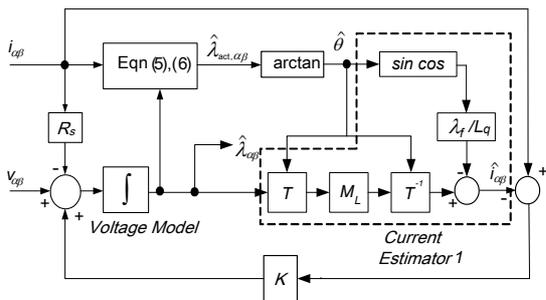
기존 전류 추정기를 사용한 경우 간략한 전류 추정기를 사용한 것에 비해 전류 추정 오차가 자속의 크기에 비례한 항이 더 존재함을 알 수 있으며, 일반적으로 $L_d < L_q$ 이므로 식 (11)의 둘째 항의 크기가 식 (12)의 해당 항보다 큰 값을 가져 전류 오차 증가 및 회전자 위치 추정 오차 증가를 야기한다. 그림 1은 기존의 전류 추정기와 간단한 연산과정의 전류 추정기를 포함한 회전자 위치 관측기의 블록도이다.

4. 시뮬레이션 및 실험

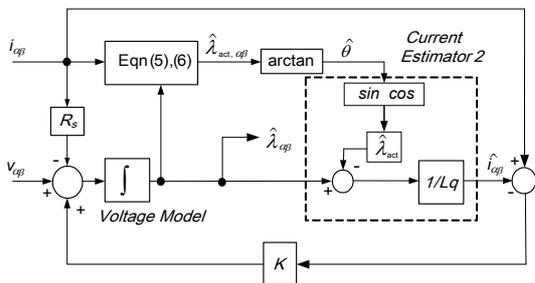
모터 파라미터 오차가 존재하는 자속 관측기에 앞서서 구한 전류 추정기를 각각 적용하여 시뮬레이션 프로그램인 Matlab/Simulink를 사용해 얻은 결과와 비교한다. 본 논문에서 사용한 모터 파라미터는 표 1에 정리하였다. 그림 2와 3은 권선 저항 R_s 의 오차가 10~50% 만큼 존재할 때 두 전류 추정기에 따른 자속 관측기의 회전자 위치 오차를 나타내었다. 400rpm 운전 조건에서 전부하 인가시의 회전자 위치 오차를 나타낸다.

그림 2는 기존의 전류 추정기가 적용되었을 때 저항 오차가 10~50% 있을 경우에 대하여 자속 관측기가 추정된 회전자 위치와 실제 회전자 위치 간의 오차를 나타낸다. 정상상태에서 저항 오차가 10%인 경우 회전자 위치 오차는 약 -0.15rad 을 나타내며, 저항 오차가 50%인 경우 위치 오차는 약 -0.4rad 을 나타낸다. 그림 3은 간략화된 전류 추정기가 적용되었을 때 저항 오차에 대하여 자속 관측기가 추정된 회전자 위치와 실제 회전자 위치 간의 오차를 나타낸다. 정상상태에서 저항 오차가 10%인 경우 회전자 위치 오차는 약 -0.05rad 을 나타내며, 저항 오차가 50%인 경우 위치 오차는 약 -0.2rad 을 나타낸다. 시뮬레이션에서 전류 추정기2를 적용했을 때 전류 추정기1의 경우보다 약 50%정도 오차가 적은 결과를 나타낸다.

그림 4와 5는 L_q , L_d 인덕턴스 오차가 존재하는 경우 회전자 위치 오차를 나타내고 있다. 20~30%의 인덕턴스 오차에 대해 전류 추정기1보다 전류 추정기2를 적용했을 때 오차가 작아짐을 확인할 수 있다.



(a) Flux observer with conventional current estimator (current estimator 1)



(b) Flux observer with simple current estimator (current estimator 2)

Fig. 1 Block diagram of stator flux observer

그림 6은 시뮬레이션을 검증하기 위해 사용된 실험 장치 구성을 나타내었다. 사용된 마이크로프로세서는 microchip사의 dsPIC33FJ 계열로 16비트 컨트롤러이다.

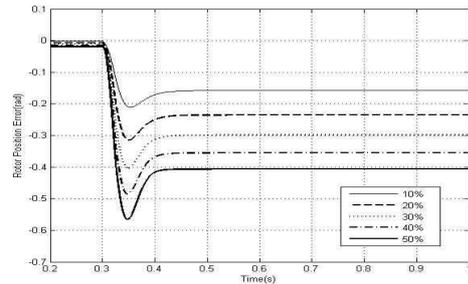


Fig. 2 Theta error for different R_s error with current estimator 1

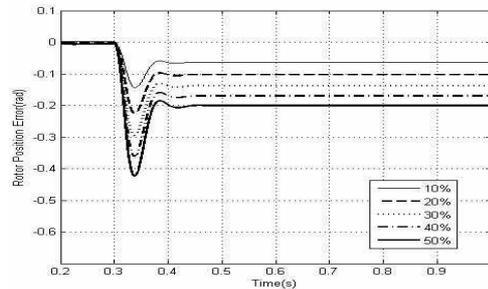


Fig. 3 Theta error for different R_s error with current estimator 2

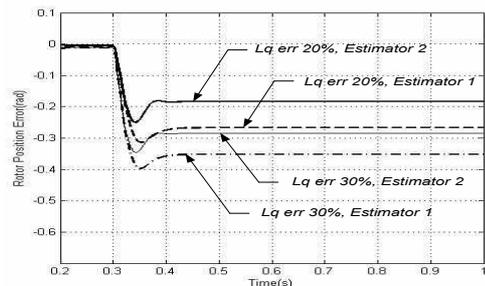


Fig. 4 Theta error for different L_q error with current estimator 1

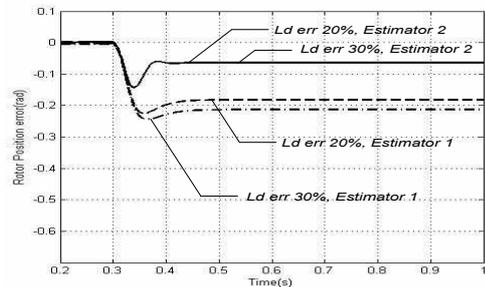


Fig. 5 Theta error for different L_d error with current estimator 2

이 마이크로프로세서에는 MCU의 연산시간을 줄이기 위해 H/W multiplier/divider가 내장되어 있다. 실험에 사용된 모터는 3상 IPMSM이며 부하로는 파워더 브레이크가 사용되었다.

그림 7과 8은 자속 관측기에 서로 다른 전류 추정기를 적용했을 때 각 모델별 실험결과를 나타내었다. 두 그림은 권선 저항오차가 -30%일 때 회전자 위치 오차를 나타낸다. 모터는 400rpm 으로 구동하였으며 전부하가 적용된 이후부터 과도응답을 포함한 정상상태의 회전자 위치 오차 값을 나타내었다.

그림 9와 10은 정상상태에서 기존의 전류 추정기를

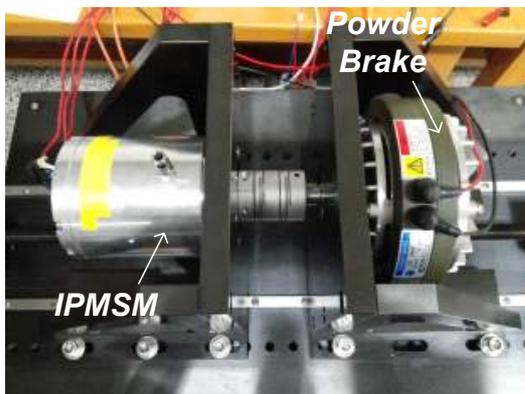


Fig. 6 Experimental equipment

적용했을 경우(그림 13, 평균 회전자 위치 오차 -16.6deg)에 비해 간략화된 전류 추정기를 적용했을 경우(그림 14, 평균 회전자위치오차 -8.5deg) 회전자 위치 오차는 약 40%가량 줄어든 결과를 보인다. 또한 MCU의 전류 추정 연산과정에 전류 추정기1을 적용하였을 경우 소요된 시간이 28us였으나 전류 추정기2를 적용하였을 경우 소요된 시간은 25us로 약 10%가량의 연산시간이 단축되는 결과를 나타내었다.

그림 11과 12는 Lq인덕턴스 오차가 30% 존재하는 경우 회전자 위치 오차를 나타내고 있다. 전류 추정기1을 적용하였을 경우(그림 9, 평균 회전자 위치 오차 -6.6deg)에 비해 전류 추정기2를 적용하였을 경우(그림 10, 평균 회전자위치오차 -3.5deg) 회전자 위치 오차는 약 47%가량 줄어든 결과를 보인다.

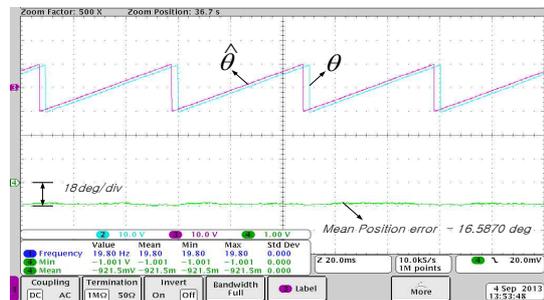


Fig. 9 Motor positions and position error at steady state with current estimator 1

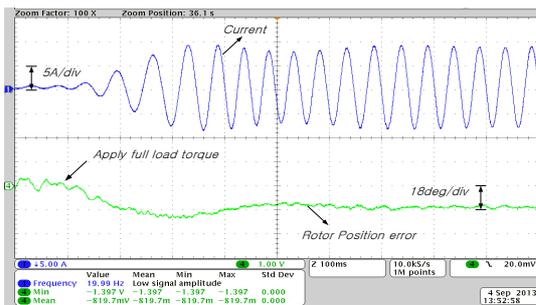


Fig. 7 Transient response of rotor position error and phase current in experiment setup using current estimator 1

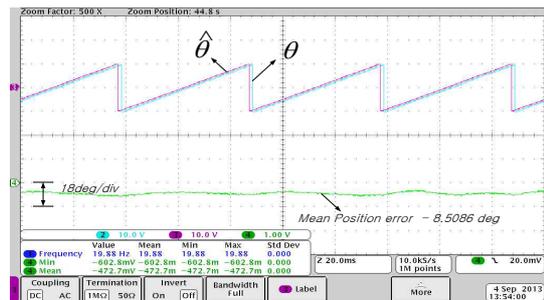


Fig. 10 Motor positions and position error at steady state with current estimator 2

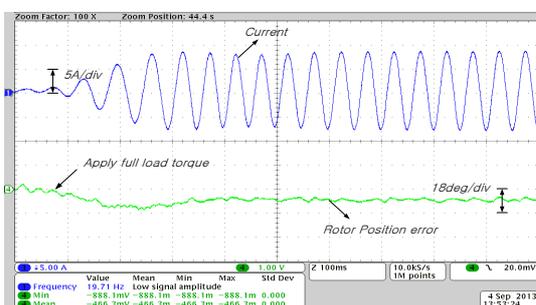


Fig. 8 Transient response of rotor position error and phase current in experiment setup using current estimator 2

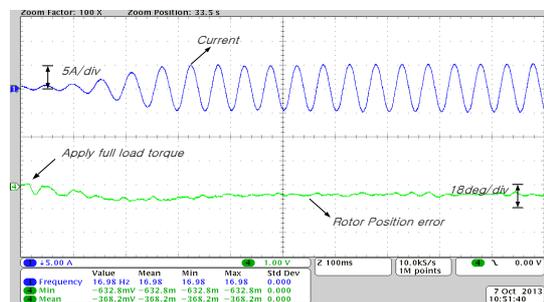


Fig. 11 Transient response of rotor position error and phase current in experiment setup using current estimator 1 when Lq error exists

그림 13과 14는 Lq인덕턴스 오차 없이 Ld인덕턴스 오차가 30% 존재하는 경우 회전자 위치 오차를 나타내고 있다. 전류 추정기1을 적용한 경우 회전자 위치 오차는 평균 -7.3deg인 반면 전류 추정기2를 적용한 경우 평균 -2.0deg의 결과를 나타내었다.

그림 15는 권선 저항오차가 약-30%일 때 400rpm으로 구동중인 모터에 부하조건을 달리했을 경우 회전자 위치 오차를 나타내며, 그림 16은 일정한 부하가 인가되는

Table 1 Motor parameters

Number of pole-pairs	3
Rated Speed	5000 rpm
DC link Voltage	250 V
Rs	0.435 Ω
Ld	3.14 mH
Lq	6.58 mH
λ_f	0.0658 Vs/rad

상황에서 구동속도 및 권선 저항오차 조건을 달리했을 경우 회전자 위치 오차를 나타낸다. 모든 영역에서 전류 추정기1을 적용하였을 경우보다 전류 추정기2를 적용하였을 경우 회전자 위치 오차가 줄어든 결과를 나타내었다.

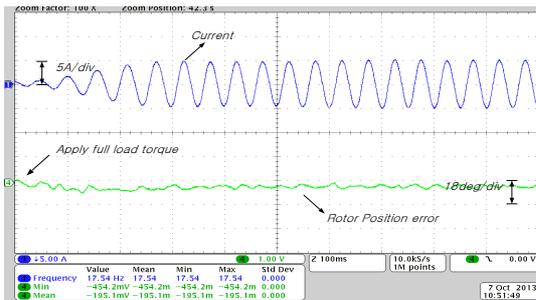


Fig. 12 Transient response of rotor position error and phase current in experiment setup using current estimator 2 when Lq error exists

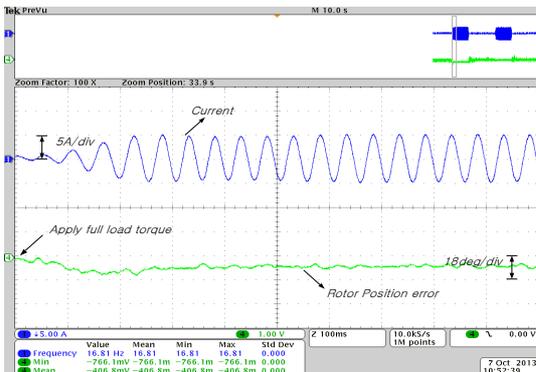


Fig. 13 Transient response of rotor position error and phase current in experiment setup using current estimator 1 when Ld error exists

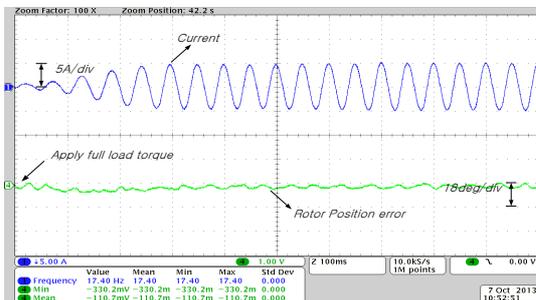


Fig. 14 Transient response of rotor position error and phase current in experiment setup using current estimator 2 when Ld error exists

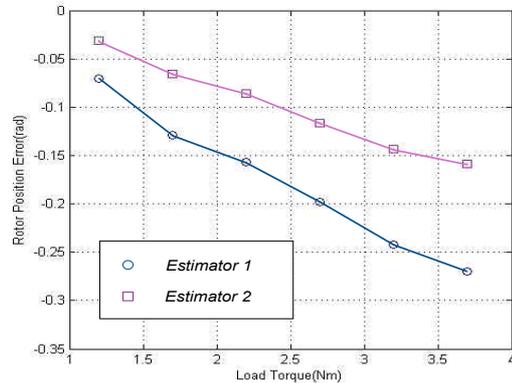


Fig. 15 Experimental result of position errors for different load conditions

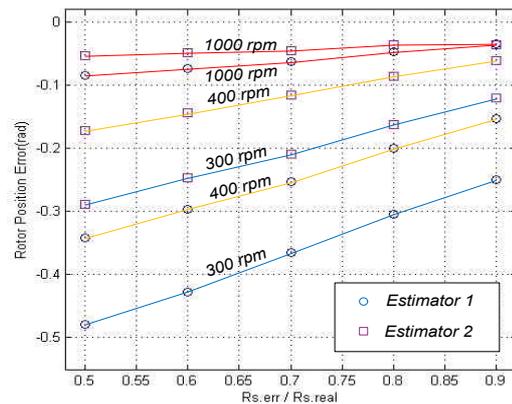


Fig. 16 Experimental result of position errors for different speed conditions

5. 결론

본 논문에서는 유효 자속 개념을 적용한 자속 관측기에 다른 두 전류 추정기를 적용한 경우에 대하여 성능

을 평가하였다. 성능평가를 위해 Matlab/simulink 프로그램을 이용하여 시뮬레이션 결과를 비교하고, 3상 IPMSM과 dsPIC 마이크로프로세서를 이용한 실험 결과를 제시하였다. 모터의 권선 저항 및 인덕턴스 오차가 존재할 때 간략화 시켜 적용된 전류 추정기가 기존의 전류 추정기를 적용시보다 10%정도의 연산시간 단축뿐만 아니라 회전자 위치 추정 오차도 상당수 개선할 수 있음을 확인하였다.

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2013년)에 의하여 연구되었음

References

- [1] Dong-Chan Lim and Dong-Myung Lee, "A Novel Parameter Estimation Algorithm for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors," *Transactions of the KIPE*, Vol. 18, No. 3, pp. 289-295, June 2013.
- [2] Zhong L., Rahman M.F., Hu W.Y., Lim K.W., "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 5, No. 12, pp. 528-536, 1997.
- [3] Pippo A., Hinkkanen M., Luomi J., "Signal injection in sensorless PMSM drives equipped with inverter output filter," *IEEE Trans. Ind. Applic.*, Vol. 9, No. 44, pp. 1614-1620, 2008.
- [4] Chan T.F., Wang W., Borsje P., Wong Y.K., Ho S.L., "Sensorless permanent magnet synchronous motor drive using a reduced order rotor flux observer," *IET Power Applicat.*, Vol. 3, No 2, pp. 88-98, 2008.
- [5] M.C. Paicu and I. Boldea and G.-D. Andreescu and F. Blaabjerg, "Very low speed performance of active flux based sensorless control: interior permanent magnet synchronous motor vector control versus direct torque and flux control," *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 3, Iss. 6, pp. 551-561, 2009.
- [6] Ion Boldea and Mihaela Codruta Paicu and Gheorghe-Daniel Andreescu, "Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 5, Sep. 2008
- [7] G. Foo and M.F. Rahman, "Sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed without signal injection," *IET Electr. Power Appl.*, Vol. 4, Iss. 3, pp. 131-139, 2010.



이성준(李盛準)

1985년 12월 29일생. 2012년 부경대 기계자동차공학과 졸업. 2012년~현재 부경대 메카트로닉스공학과 석사과정.



김태완(金泰完)

1979년 5월 20일생. 2006년 부경대 메카트로닉스공학과 졸업. 2008년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(석사). 2008년~현재 한라비스테온공조 주임연구원.



김원석(金元錫)

1979년 3월 24일생. 2002년 인하대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년~2011년 LG전자 주임연구원. 2011년~현재 한라비스테온공조 주임연구원.



김만고(金萬高)

1964년 12월 3일생. 1986년 경북대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박). 1991년~1994년 한국통신 연구개발원 통신전원 연구팀(팀장). 2003년~2004년 버지니아텍 CPES Visiting Scholar. 1995년~현재 부경대 제어계측공학과 교수.



정영석(丁永錫)

1970년 3월 15일생. 1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계자동차공학과 교수.