

센서리스 제어 기법에 의해 보완된 두 개의 구형파 홀센서를 이용한 PMSM 제어 알고리즘

(Control Algorithm for PMSM using Rectangular Two Hall Sensors Compensated by Sensorless Control Method)

이정호* · 이택기 · 김영렬 · 원충연**

(Jung-Hyo Lee · Taek-Ki Lee · Young-Ryul Kim · Chung-Yuen Won)

Abstract

The PMSM position sensor using two rectangular hall sensors can restrictively acquire the 90[°] position information of rotor according to electrical angle. Thus, the control method using this position sensor cannot react properly to a rapid load torque change. On the other hand, even though a sensorless method has the advantage of acquiring instantaneous rotor position information, the accuracy of position sensor can be determined by the gain value of estimator. This paper suggests a robust speed control method on torque fluctuation condition, which combines low cost two rectangular hall sensors and sensorless control method.

Key Words : PMSM Vector Control, Rectangular Wave Hall Sensor, Low Resolution Position Sensor, Sensorless Control

1. 서 론

홀센서는 낮은 가격으로 인하여 전동기 제어에 위치 센서로 사용하는 응용분야가 증가하고 있다[1-8]. 홀센서의 장점은 낮은 가격과 회전자 위치에 따른 홀센서의 on-off 신호에 대한 보정을 한다면 회전자의 정확한 위치 정보를 모터 제정수 변동에 상관없이 얻을

수 있다는 점이 있다. 그러나 이러한 홀센서를 회전자의 위치센서로 사용하는 경우 몇 가지 문제점을 갖고 있는데, 그 중 가장 큰 문제점은 홀센서의 낮은 분해능으로 인한 느린 제어 동특성이다. 이러한 홀센서를 위치 센서로 사용하는 응용분야, 특히 세탁기 구동에 사용되는 4 분해능 위치 센서[1]나, 차량 MDPS (Motor Driven Power Steering)용 전동기 구동에 사용되는 144 분해능 위치 센서[2]로는 벡터 제어를 수행하는 데에 어려움이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 기존의 여러 가지 연구가 이루어져 왔는데, v/f 제어 방법[3], 직접 토크 제어 방법[4], Edge 신호를 이용하여 속도를 추정하는 방법[5-6], 센서리스 제어방법을 적용하는 방법[7-8]등이 연구되었다. 이 중

* 주저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 박사과정

** 교신저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 교수

Tel : 031-290-7115, Fax : 031-290-7179

E-mail : won@yurim.skku.ac.kr

접수일자 : 2012년 2월 22일

1차심사 : 2012년 2월 25일, 2차심사 : 2012년 3월 27일

심사완료 : 2012년 4월 19일

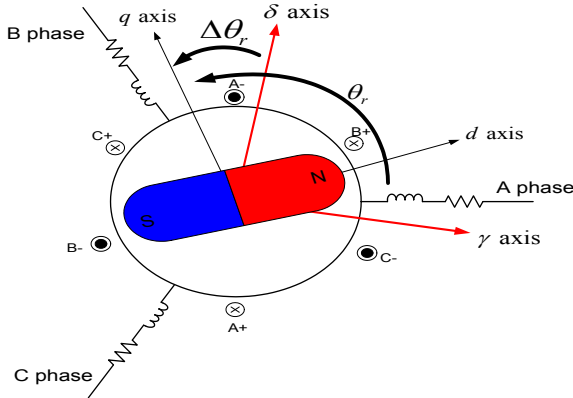


그림 2. $d-q$ 축과 $\gamma-\delta$ 축 사이의 관계
Fig. 2. Relation between $d-q$ and $\gamma-\delta$ axis

가상 회전자 위치축을 $\gamma-\delta$ 축, 실제 회전자 위치축을 $d-q$ 축 이라고 할 때, 각각 다음과 같은 수학적 모델링이 가능하다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+L_d p & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R+L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma s}^r \\ v_{\delta s}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+L_d p & -\omega_M L_q \\ \omega_M L_d & R+L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s}^r \\ i_{\delta s}^r \end{bmatrix} + e \begin{bmatrix} -\sin \Delta \theta_r \\ \cos \Delta \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $e = \psi_a \omega_r$ 이다.

이를 이산모델로 변환하여 추정 전류에 의한 방정식으로 전개하면 실제 전동기 전류와 위치에 대한 방정식은 다음과 같은 $\gamma-\delta$ 축으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma s}^r(n) \\ i_{\delta s}^r(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} T & \omega_r \frac{L_q}{L_d} T \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & 1 - \frac{R}{L_q} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s}^r(n-1) \\ i_{\delta s}^r(n-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} v_{\gamma s}^r(n-1) \\ \frac{T}{L_q} v_{\delta s}^r(n-1) \end{bmatrix} - e \begin{bmatrix} -\frac{T}{L_d} \sin \Delta \theta_r \\ \frac{T}{L_q} \cos \Delta \theta_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)을 살펴보면 한 샘플링 이전의 추정 전류 정보는 현재 전류 정보와 회전자 위치 오차 $\Delta \theta_r$ 가 포함되

어 있음을 알 수 있다. 가상 축에 대한 전동기 모델인 식 (2)를 마찬가지로 $\gamma-\delta$ 축으로 변환하면 식 (4)와 같이 회전자 위치 오차가 없는 방정식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_{M\gamma s}^r(n) \\ i_{M\delta s}^r(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} T & \omega_M \frac{L_q}{L_d} T \\ -\omega_M \frac{L_d}{L_q} & 1 - \frac{R}{L_d} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s}^r(n-1) \\ i_{\delta s}^r(n-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_d} v_{\gamma s}^r(n-1) \\ \frac{T}{L_q} v_{\delta s}^r(n-1) \end{bmatrix} - \frac{T}{L_q} e_M \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

회전자 위치 오차인 $\Delta \theta_r$ 는 식 (3)과 식 (4)의 오차를 통해 얻을 수 있다. 각 축의 전류 오차를 각각 $\Delta i_{\gamma}(n)$, $\Delta i_{\delta}(n)$ 라고 하면 이 전류 오차는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\gamma}(n) \\ \Delta i_{\delta}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\gamma s}^r(n) \\ i_{\delta s}^r(n) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{M\gamma s}^r(n) \\ i_{M\delta s}^r(n) \end{bmatrix} = \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q e \sin \Delta \theta_r \\ L_d (e_M - e \cos \theta) \end{bmatrix} = \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q e \Delta \theta_r \\ -L_d \Delta e \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (3)과 식 (4)의 오차를 보정하기 위해서 각 샘플링 마다 다음과 같이 추정 위치와 추정 역기전력에 대한 오차를 보정한다[9].

$$\hat{\theta}_{smr}(n) = \hat{\theta}_{smr}(n-1) + \frac{T}{\psi_a} e_M(n) + k_{\theta} \Delta i_{\gamma}(n) \quad (6)$$

$$e_M(n) = e_M(n-1) - k_e \Delta i_{\delta}^r(n) \quad (7)$$

여기서 k_{θ} 와 k_e 는 각각 전류 오차에 대한 위치 및 역기전력 보정계수이다. 적절한 보정 계수를 설정하여야 위치 추정이 올바르게 되지만 이는 전동기의 구동 환경에 따라 바뀐다[10]. 이에 대한 보정을 구동 환경에 따른 Look-up table을 만들어 할 수 있지만 매우 번거로운 일이며, 테이블에 적용된 상태가 없는 경우 위치 추정기가 탈조할 수 있다.

2.2 속도 추정기

속도 추정기 또한 전동기의 추정 모델과 실제 모델의 오차를 이용한다. 먼저 식 (1)의 비대칭적 임피던스 행렬을 갖고 있는 전압 방정식을 대칭적 임피던스 행렬을 갖는 전압 방정식으로 변환하면 다음과 같이 표현이 가능하다[8].

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_r i_{ds}^r - p i_{qs}^r) + \omega_r \Psi_a \end{bmatrix} \quad (8)$$

위치추정기와 마찬가지로 식 (8)을 추정축으로 변환하면 다음과 같다.

$$E_{sal} = (L_d - L_q)(\omega_r i_{ds}^r - p i_{qs}^r) + \omega_r \Psi_a \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{ds}^r \\ \hat{v}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{E}_{sal_d} \\ \hat{E}_{sal_q} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_{sal_d} \\ \hat{E}_{sal_q} \end{bmatrix} = E_{sal} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{err} \\ \cos \theta_{err} \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_r - \omega_r) L_d \begin{bmatrix} -\hat{i}_{qs}^r \\ \hat{i}_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (11)$$

식 (9)에 표현된 역기전력은 돌극성 역기전력이라 하며[8,11], 추정된 돌극성 역기전력 \hat{E}_{sal} 과 실제 돌극성 역기전력 E_{sal} 은 전류 오차를 보상함으로써 제거가 가능하다.

추정된 돌극성 역기전력을 통해 속도를 추정하기 위해서 다음과 같은 식을 통해 역기전력의 크기를 구한다.

$$E_{magnitude} = \sqrt{\hat{E}_{sal_d}^2 + \hat{E}_{sal_q}^2} \quad (12)$$

추정된 역기전력 크기는 식 (9)와 같다. 식 (9)에서 d축과 q축의 인덕턴스 차는 매우 작으므로 무시하면 추정된 역기전력의 크기는 식 (13)과 같이 근사화가

가능하다. 이러한 속도 추정기의 경우 PMSM의 돌극비가 크고 전류 및 속도가 큰 산업용, 또는 차량용 응용분야에서는 추정 오차를 무시할 수 없지만, 가정용 전기기기의 저전류 응용분야에서는 이러한 오차를 무시할 수 있다.

$$E_{magnitude} = (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \omega_r \Psi_a \approx \omega_r \Psi_a \quad (13)$$

식 (13)을 이용하여 속도 추정기를 구성하면 그림 3과 같이 표현할 수 있다. 그림 3의 속도 추정기에서 출력단에 위치해 있는 변수 k 는 전류에 따른 보정 계수이다. 속도 추정기에서 추정된 속도는 제어기 입력으로 사용되며, 홀센서를 사용하는 경우와 달리 속도 정보가 100[us]마다 갱신되기 때문에 부하 변동에 강한 제어가 가능하다.

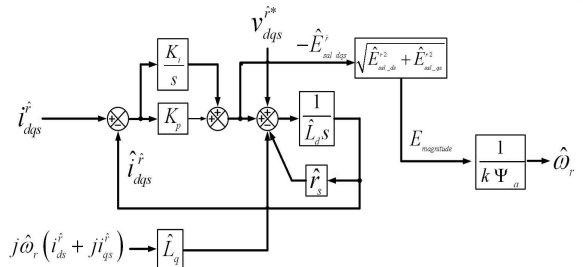


그림 3. 속도 추정기
Fig. 3. Speed estimator

2.3 회전자 위치 오차 보정기

센서리스 제어 성능은 부하와 속도의 변동에 따른 전동기 제정수 추정과 전동기의 정확한 상태방정식에 의한 모델링이 중요하다. 하지만 전동기의 상태방정식을 모델링하기 위해 필수적으로 사용되는 미분 및 적분 연산과 삼각함수 연산은 추정된 속도 및 위치 정보의 오차를 초래한다. 그리고 전동기의 정확한 제정수 추정 역시 구동 중에는 불가능하다[12].

이러한 위치 및 속도 오차를 보상하기 위해 본 논문은 저가격의 구형과 홀센서를 이용하였다. 회전자가 영구자석인 PMSM은 회전자의 N극이 홀센서와 일치할 때 전압을 발생시킨다. 이 때 홀센서에서 전압을

센서리스 제어 기법에 의해 보완된 두 개의 구형과 홀센서를 이용한 PMSM 제어 알고리즘

발생하는 순간은 특정 회전자 위치에 고정되며 이 신호는 전동기의 정확한 회전자 위치를 포함한다.

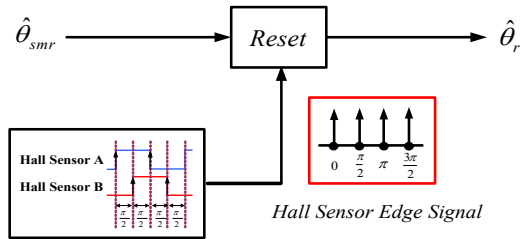


그림 4. 위치 오차 보상기
Fig. 4. Compensator for position error

그림 4는 홀센서 발생 전압의 Edge 신호에 따라 센서리스 제어 방법에 의해 추정된 위치 $\hat{\theta}_{smr}$ 를 보상하는 블록도이다. 전기각 90° 간격으로 배치된 두 개의 홀센서 신호를 입력으로 하여 Edge 신호마다 센서리스 제어시 추정된 회전자 위치 정보를 초기화한다. 식 (6)을 통하여 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}_{smr}$ 가 정확한 위치에서 부터 다시 추정을 시작하기 때문에 가변하는 회전자 위치 추정 이득과 역기전력 추정 이득에 대해서 보다 강인한 위치제어를 가능하게 한다.

3. 시뮬레이션

제안된 알고리즘을 검증하기 위해 표 1의 제정수를 갖는 PMSM을 적용하여 시뮬레이션 하였다. 적용된 PMSM은 세탁기 구동용 전동기이며 정격속도 400 [rpm]에 정격 토크 20[Nm] 출력의 전동기이다.

전동기 제어시스템은 PSIM으로 시뮬레이션 하였다. 그림 1의 제안된 알고리즘은 C언어로 코딩된 DLL 블록을 통하여 제어하였다. 제안된 알고리즘의 우수성을 증명하기 위해 기존의 구형과 두 개의 홀센서를 이용한 위치 추정 방법과 비교하였다[5-6]. 기존의 방법은 홀센서의 Edge 신호를 검출하여, 각 Edge 신호가 발생되는 데에 걸리는 시간을 측정하여 속도 및 위치를 추정하였다. 각 제어 알고리즘은 100[us]의 제어 주기와 스위칭 주기를 갖고, 제어기의 계인은 같은 상태로 제어하였다.

표 1. PMSM의 명판 사양
Table 1. Specification of PMSM

상저항	3.72[Ω]
d축 인덕턴스	31.947[mH]
q축 인덕턴스	31.947[mH]
관성 모멘트	0.283[kg · m ²]
정격 출력	1[kW]
정격 DC-link 전압	310[V]
정격 전류	7[A]
극 수	24[P]
정격 속도	400[rpm]
정격 토크	20[N · m]

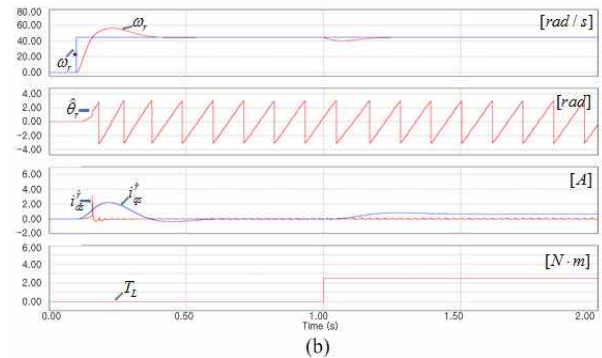
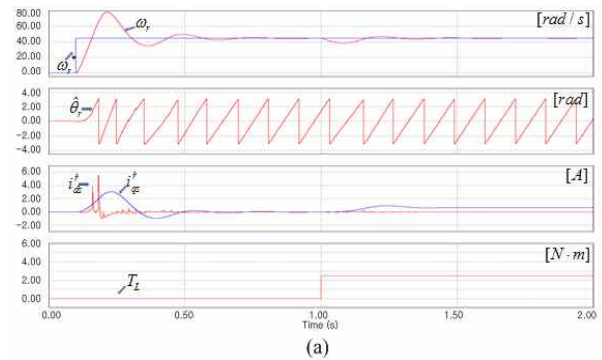
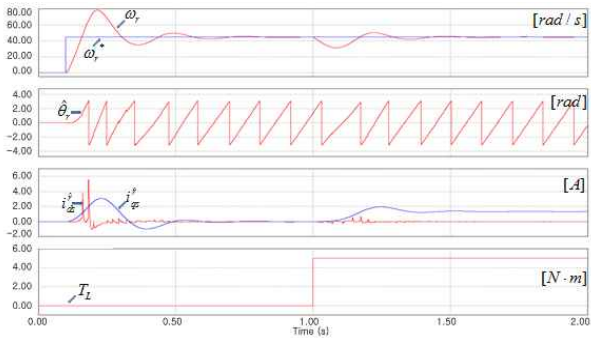


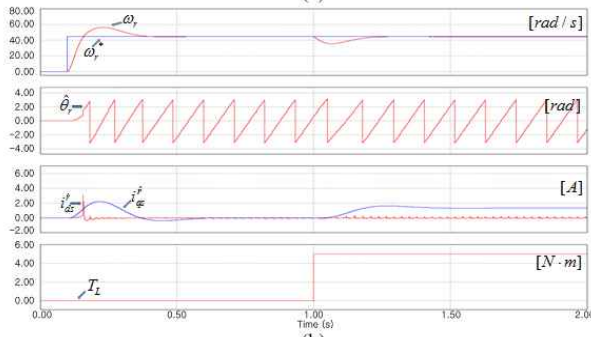
그림 5. 2.5(Nm) 스텝 부하를 인가하였을 때의 시뮬레이션 결과(1. 지령속도 및 실제속도 2. 회전자 위상각 3. d-q축 전류 4. 부하토크)(a) 구형과 2 홀센서를 이용한 제어방법 (b) 제안된 위치 추정방법

Fig. 5. Simulation result when 2.5(Nm) step load torque is applied(1. reference and actual speed 2. rotor position 3. d-q axis currents 4. load torque)(a) control method using rectangular 2-hall sensors (b) proposed method

그림 5, 그림 6은 부하가 없는 상태에서 각각 2.5[Nm], 5[Nm] 부하를 순간적으로 인가하였을 때의 시뮬레이션 파형이다. 5[Nm] 부하가 인가된 순간의 파형을 살펴보면 제안된 제어기법은 0.23초의 과도시간과 10[rpm]의 피크 오차를 갖지만, 기존의 방법은 0.45초의 과도 시간과 16[rpm]의 피크 오차를 갖는다.



(a)



(b)

그림 6. 5[Nm] 스텝 부하를 인가하였을 때의 시뮬레이션 결과(1. 지령속도 및 실제속도 2. 회전자 위상각 3. d-q축 전류 4. 부하토크) (a) 구형파 2 홀센서를 이용한 제어방법 (b) 제안된 위치 추정방법

Fig. 6. Simulation result when 5[Nm] step load torque is applied(1. reference and actual speed 2. rotor position 3. d-q axis currents 4. load torque) (a) control method using rectangular 2-hall sensors (b) proposed method

4. 실험

그림 7과 그림 8은 각각 실험에 사용된 인버터와 전동기 실험 세트를 나타낸다. 인버터의 스위칭 소자는 Mitsubishi사의 IPM(Intelligent Power Module)

PS11036을 사용하였고, 제어용 DSP는 TI사의 TMS320F2811을 사용하였다. 부하는 다이내믹 브레이크를 이용하였다. 전동기는 드럼세탁기용 외전형 PMSM을 사용하였다.

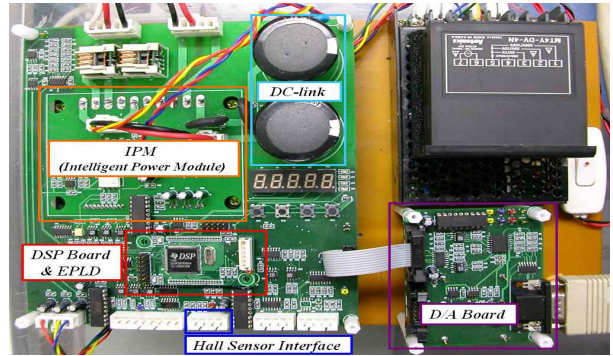
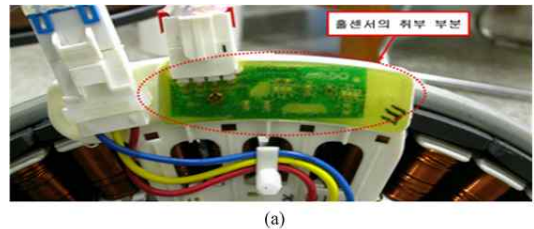


그림 7. 세탁기용 PMSM 구동용 인버터
Fig. 7. Inverter drive for PMSM of washing machine application



(a)



(b)

그림 8. 실험세트 (a) 위치센서 취부 사진 (b) 부하세트
Fig. 8. Experimental setup (a) picture of position sensor implement (b) load equipment

그림 9, 그림 10은 각각 부하를 5[Nm], 7.5[Nm]를 인가하였을 때 전동기 구동 파형을 나타낸다. 초기에 걸려 있는 2.5[Nm]의 부하는 전동기와 부하사이의 마찰계수에 의한 토크이다. 기존의 제어 방법은 제어 시 속도리플이 상당한 반면, 제안된 기법은 잠깐의 과도 상태 후 지령속도를 잘 추종하는 것을 알 수 있다.

센서리스 제어 기법에 의해 보완된 두 개의 구형과 홀센서를 이용한 PMSM 제어 알고리즘

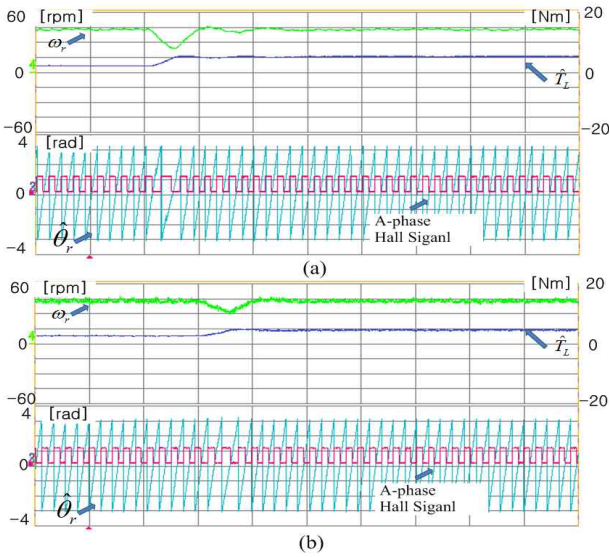


그림 9. 5[Nm] 부하 인가 실험(0.5[sec/div])(a) 구형과 2 홀센서를 이용한 제어방법 (b) 제안된 위치 추정방법

Fig. 9. Experimental result when 5[Nm] load torque is applied (a) control method using rectangular 2-hall sensors (b) proposed method

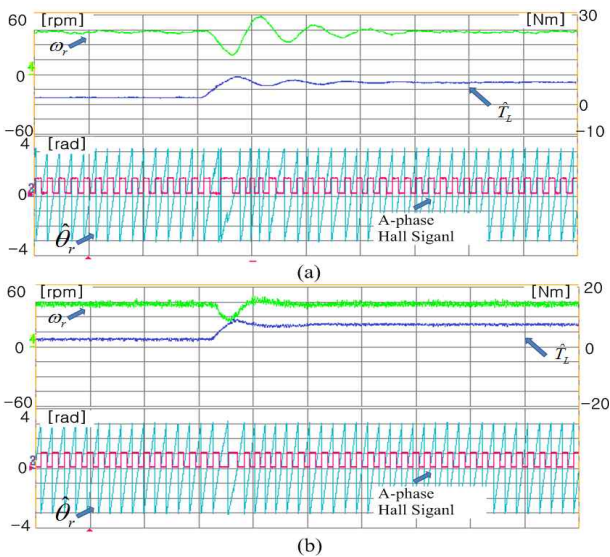


그림 10. 7.5[Nm] 부하 인가 실험(0.5[sec/div])(a) 구형과 2 홀센서를 이용한 제어방법 (b) 제안된 위치 추정방법

Fig. 10. Experimental result when 7.5[Nm] load torque is applied (a) control method using rectangular 2-hall sensors (b) proposed method

그림 11은 5[Nm]를 인가하였을 때의 q축 전류와 속도 파형이다. 기존의 방법은 2.25[ms]의 과도 구간과 25[rpm]의 속도리플을 갖는데 비해, 제안된 기법은 1[ms]의 과도 구간과 17[rpm]의 속도리플을 갖는 것을 확인할 수 있다.

위 실험 결과를 통해 제안된 기법이 기존의 구형과 두 개의 홀센서를 이용한 위치 추정 방법보다 부하 토크에 강인함을 증명하였다.

5. 결론

본 논문에서는 센서리스 수행시의 발생하는 추정 회전자 위치의 오차를 회전자의 정확한 위치 정보를 가진 두 개의 구형과 홀센서 신호를 통해 보정하는 방법에 대하여 제안 하였다.

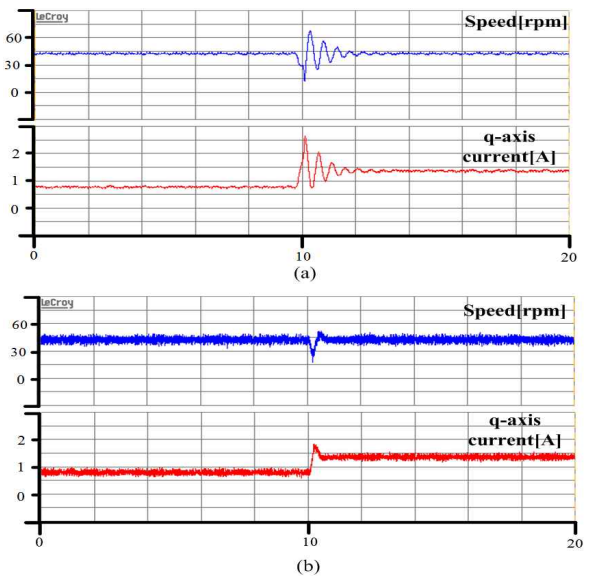


그림 11. 5[Nm]을 인가하였을 때 속도 및 q축 전류 파형(2[ms/div]) (a) 구형과 2 홀센서를 이용한 제어방법 (b) 제안된 위치 추정방법

Fig. 11. Motor speed and q axis current when 5[Nm] load torque is applied (a) control method using rectangular 2-hall sensors (b) proposed method

제안된 방법은 실험과 시뮬레이션을 통해 기존의 구형과 두 개의 홀센서를 이용한 위치 추정 방법보다 강인한 토크 제어가 가능하다는 것을 증명하였다.

감사의 글

본 연구는 2011년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술평가원(20094010100030-13-1-000)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다.

References

- [1] T.Shigeya and N.Kazuo, "Motors and inverters for home appliances", Toshiba Review. vol.55, no.4, pp. 25~27, 2000.
- [2] A. W. Burton, "Innovation drivers for electric power-assisted steering", IEEE Control Systems Magazine, pp. 30-39, Nov. 2003.
- [3] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, 1986.
- [4] Salih Baris Ozturk, Bilal Akin, Hamid A. Toliyat, Farhad Ashrafzadeh, "Low-Cost Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Hall-Effect Sensors", APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, 19-23 March, 2006
- [5] Tae-Woong Kong, Jung-Hyo Lee, Jae-Sung Yu, Won-Cheol Lee, Jae-Hyung Kim, Chung-Yuen Won, "Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Using Rectangular 2 Hall Sensors" KIIEE-Trans., vol.22 no.2, pp. 120-127, 2008.2
- [6] Kwan-Yuhl Cho, Yong-Kyun Lee, Hyungsoo Mok, Hag-Wone Kim, Byoung-Ho Jun, Younghoon Cho, "Torque Ripple Reduction of a PM Synchronous Motor for Electric Power Steering using a Low Resolution Position Sensor" KIPE, JOURNAL OF POWER ELECTRONICS, vol.10, no.6, pp. 709-716, 2010.
- [7] Anno Yoo, Seung-Ki Sul, Dong Cheol Lee, Cha Seung; "Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low resolution position sensors," IEEE- PESC Conf. Rec., pp. 647-653, Jun 2008.
- [8] Hyunbae Kim, Robert D. Lorenz, "Using Low Resolution Position Sensors in Bumpless Position/Speed Estimation Methods for Low Cost PMSM Drives", IEEE-IAS Conf., vol. 4, 2005.
- [9] R. Mizutani, T. Takeshita, N. Matsui, "Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 34, no.4, pp.841-846, 1998.
- [10] Soon-Bae Yang, Kwan-Yuhl Cho, Chan-Hee Hong, "Sensorless Control of a Permanent Magnet synchronous Motor with Compensation of the Parameter Variation", KIPE-Trans, vol 7, no. 6, pp. 517~523, 2002.
- [11] Hyunbae Kim, Michael C. Harke, Robert D. Lorenz, "Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Machine Drives With Zero-Phase Lag Position Estimation", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no.6, 2003.
- [12] Jung-Jun Lee, Sung-Jun Park, Sang-Moon Hwang, Weui-Bong Jung, Cheul-U Kim, "A Study on a Novel PMSM Sensorless Control Scheme Based on Back-emf Phase", KIPE-Trans., vol.7, no.6, pp. 579~586, 2002.

◇ **저자소개** ◇



이정효 (李禎孝)

1982년 9월 20일생. 2006년 건국대 전자전기공학과 졸업. 2008년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2008년~현재 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 박사과정.



이택기 (李禎孝)

1963년 9월 4일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994~1996년 서남대학교 전기공학과 전임강사. 1996년~현재 한경대학교 전기전자제어공학과 정교수. 2010~2011년 성균관대학교 전력전자연구센터 방문교수.



김영렬 (金瑛烈)

1958년 9월 5일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982~1987년 한국기계연구소 부설 기업기술지원센터 연구원. 1993~1996년 한국항공우주연구소 선임연구원. 1996년~현재 안양대 전기전자공학과 교수.



원충연 (元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도기술연구원 심사위원. 2006년~현재 한국전력공사 PQ심사위원. 2006년~현재 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2007년~현재 도시철도기술실무위원회 위원(건설교통부). 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구 센터장. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.