

프로그래머블 저역통과 필터를 이용한 비돌극형 영구자석 동기전동기 센서리스 벡터제어

(Sensorless Vector Control for Non-salient Permanent Magnet Synchronous Motors using Programmable Low Pass Filter)

유재성* · 이동엽 · 이병국** · 원충언

(Jae-Sung Yu · Dong-Yup Lee · Byoung-Kuk Lee · Chung-Yuen Won)

요 약

본 논문은 회전자 위치와 속도 정보를 가진 고정자 자속을 추정할 수 있는 프로그래머블 저역통과 필터를 이용한 비돌극 영구자석형 동기전동기의 센서리스 벡터제어를 제안한다. PLPF를 사용한 PMSM의 센서리스 벡터제어는 LPF와 순수적분기가 갖는 DC 드리프트 문제를 해결할 수 있다. 또한 PLPF는 정확한 회전자 위치와 속도 추정을 위해 위상과 이득 보상을 갖는다. 그러므로, 드리프트와 오프셋 문제는 PLPF로써 해결되기 때문에 위치 및 속도의 정보는 정확히 추정된다. 실험결과는 정격속도의 10[%]이상과 부하상태에서 좋은 성능을 보여준다.

Abstract

This paper proposes the sensorless vector control scheme of a Non-salient permanent-magnet synchronous motor (SPMSM) using programmable low pass filter (PLPF) to estimate a stator flux with the information of a rotor position and speed. The sensorless vector control of PMSM using PLPF can solve the dc drift problem associated with a pure integrator and a LPF. Also, the PLPF has the phase and gain compensator to estimate exactly rotor position and speed. Therefore, the information of a position and speed is exactly estimated because the drift and offset problems are solved by the PLPF. The experimental results show good performance over the 10[%] of the rated speed and under load condition.

Key Words : Permanent Magnet Synchronous Motor, Programmable Low Pass Filter

1. 서 론

최근들어 영구자석형 동기전동기는 유도전동기를 대신해 산업현장에서 더욱더 많이 사용되고 있다. 그러나 벡터제어를 수행하는 경우, 회전자자속은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 회전자의 위치정보가 필요하다.

* 주저자 : 성균관대학교 메카트로닉스 박사과정
** 교신저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 조교수
Tel : 031-290-7169, Fax : 031-290-7169
E-mail : bkleeskkku@skku.edu
접수일자 : 2006년 7월 3일
1차심사 : 2006년 7월 7일
심사완료 : 2006년 7월 26일

따라서 이러한 위치정보를 얻기 위해서, PMSM의 센서리스 벡터제어 연구가 활발히 이루어져 왔다.

센서리스 벡터제어에 관한 연구는 역기전력추정 방법[1-3], 상태관측기와 고주파 전압 신호 인가 방법[4-5, 8]으로 나눌 수 있다.

역기전력을 이용한 방법은 알고리즘의 수행이 간단하다는 장점을 갖는다. 그러나 윗셋 및 드리프트 문제로 순수 적분을 이용할 수 없어 저역 통과 필터를 사용하여 적분 효과를 대신 하는데 이러한 필터는 위상과 크기가 차단 주파수 영역에서 바뀌게 된다[1-3].

상태 관측기를 이용한 방법은 정확한 파라미터 정보를 필요로 하는 단점을 갖는다[4].

고주파 전압 인가 방법의 경우에는, d축과 q축 인덕턴스 사이의 차이를 이용하여 회전자의 위치와 속도를 추정한다[5]. 그러나 본 논문에서 사용한 SPMSM는 d축과 q축의 인덕턴스가 같기 때문에 이 방법을 적용할 수 없다.

자기적 돌극성을 기반으로 한 방법은 0속도를 포함한 저속 영역에서 운전이 가능하다. 그러나 이 알고리즘은 고주파 신호를 주입하기 때문에 운전영역이 저속도로 제한된다[8].

본 논문에서는 기존의 순수 적분기가 가지는 윗셋 및 드리프트와 저역통과 필터가 가지는 위상 및 이득에 관한 문제점을 극복할 수 있는 프로그래머블 로패스 필터를 이용한 간단한 센서리스 방법을 제안한다. 제안한 방법은 무부하와 정격속도의 10[%] 이상에서 운전이 가능하다. 하지만 정격속도의 10[%] 이하에서는 역기전력에 관한 정보의 부족으로 인해 운전을 지속할 수 없다. 그러나 제안된 방법은 초기의 회전자 위치 정보를 알 수 있다면, 정지 상태에서 지령속도까지 운전할 수 있다.

실험결과를 비돌극 영구자석형 동기전동기 센서리스 벡터제어를 위해 제안된 방법의 우수한 성능을 보였다.

2. 비돌극형 PMSM의 센서리스 벡터제어 구성

2.1. PLPF를 이용한 고정자 자속추정기

PMSM의 회전자 위치는 고정자 좌표계에서 전압 정보를 적분 하므로써 추정 될 수 있다. 정상상태에서 d, q축의 전압 및 고정자 자속은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^s &= R_s i_{ds}^s - \omega_r K_e \sin \theta_r \\ v_{qs}^s &= R_s i_{qs}^s + \omega_r K_e \cos \theta_r \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{\hat{\lambda}_{qs}^s}{\hat{\lambda}_{ds}^s} = \frac{K_e \sin \theta_r}{K_e \cos \theta_r} = \frac{\int v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s}{\int v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s} \quad (2)$$

여기서 $\hat{\lambda}_{ds}^s, \hat{\lambda}_{qs}^s$ 는 추정된 고정자 자속이고, v_{ds}^s, v_{qs}^s 는 고정자 좌표계의 d, q축 전압이고, i_{ds}^s, i_{qs}^s 는 고정자 좌표계의 d, q축 전류이며, ω_r 은 회전자 속도, θ_r 은 회전자 위치, K_e 는 역기전력 상수이다.

게다가 영구자석으로부터 유도된 쇄교자속 때문에 동기 좌표계에서 자속은 식 (3)과 같고 회전자 위치는 식 (4)로 주어진다.

$$\lambda^r = \begin{bmatrix} K_e \\ L_s i_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{qs}^s}{\hat{\lambda}_{ds}^s} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{L_s i_{qs}^r}{K_e} \right) \quad (4)$$

여기서 $\hat{\lambda}_{ds}^s, \hat{\lambda}_{qs}^s$ 는 추정된 고정자 자속이고, θ_r 은 회전자 위치, L_s 는 고정자 인덕턴스, i_{qs}^r 는 회전자 좌표계의 q축 전류, K_e 는 역기전력 상수이다.

식 (1)과 식 (2)는 역기전력과 고정자 좌표계의 고정자 자속 사이의 관계를 보여준다. 만약 고정자 자속이 순수적분기로 추정 됐다면, 추정된 자속은 드

드리프트 및 포화되는 문제가 있다. 저역통과 필터는 순수적분기 대신에 사용할 수 있고, 저역통과 필터로 추정된 고정자 자속은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\hat{\lambda}_{dqs}^s}{\hat{v}_{dqs}^s} = \frac{1}{s + \omega_c} \quad (5)$$

여기서 ω_c 는 LPF의 차단주파수이다. 그리고 위상 지연과 이득은 식 (6)과 같다.

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega_r}{\omega_c}\right), \quad M = \frac{1}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_r^2}} \quad (6)$$

여기서 ϕ 는 저역통과 필터의 위상지연이고, M은 여자주파수에 따라서 가변되는 이득이다.

순수적분기의 위상 지연과 크기는 90° 와 $1/|\omega_r|$ 이 되어야 한다. 그러나 저역통과 필터의 위상 지연은 90° 가 아니고 이득도 $1/|\omega_r|$ 이 아니다. 따라서 PMSM의 여자 주파수는 저역통과 필터의 차단주파수 보다 작을 때, 에러가 더욱 증가하게 된다. 그러므로 저역통과 필터는 매우 낮은 차단 주파수이어야 한다.

그럼에도 불구하고, 저역통과 필터의 낮은 차단 주파수 때문에 여전히 드리프트 문제가 존재한다. 이 결과로써 저역통과 필터의 위상지연과 이득은 90° 와 $1/|\omega_r|$ 를 가져야 한다.

본 논문에서는 위의 문제를 해결하고, 운전영역에서 정밀한 회전자 위치를 얻기 위해서 [6]에서 제안된 프로그램블 저역통과 필터를 이용하였다. 저역통과 필터의 위상과 이득 보상은 식 (7)과 같이 주어질 수 있다. 이득과 위상의 보상은 식 (7)과 식 (5)를 곱하므로써 보상될 수 있다. 식 (8)은 저역통과 필터의 위상과 이득이 보상된 고정자 자속을 나타낸다.

$$Gain = \frac{\sqrt{\hat{\omega}_r^2 + \omega_c^2}}{|\hat{\omega}_r|}, \quad Phase = \exp(-j\phi) \quad (7)$$

$$\hat{\lambda}_{dqs}^s = \frac{1}{s + \omega_c} \frac{\sqrt{\hat{\omega}_r^2 + \omega_c^2}}{|\hat{\omega}_r|} \exp(-j\phi) (\hat{v}_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) \quad (8)$$

만약 여자 주파수가 PMSM 속도에 비례하여 변한다면, 저역통과 필터의 차단주파수에 대한 여자 주파수의 위치는 일정하다. 결국 차단주파수는 식 (9)에서 처럼 PMSM의 추정된 속도에 비례하여 변화할 수 있도록 하여야 한다.

$$\omega_c = |\hat{\omega}_r| \quad (9)$$

여기서 ω_c 는 필터의 차단 주파수, $\hat{\omega}_r$ 은 추정된 회전자 속도이다.

프로그램블 저역통과 필터의 차단주파수는 PMSM의 속도 증가에 따라 증가된다. 고정자 자속 추정기의 d, q축 방정식은 식 (10)처럼 주어진다.

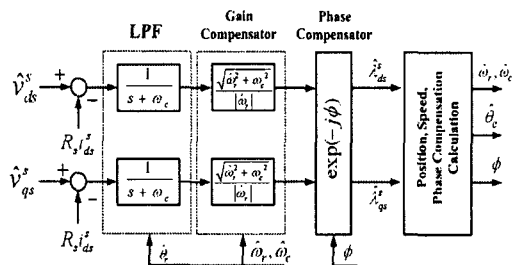


그림 1. 이득과 위상 보상기를 가지는 프로그램블 저역통과 필터블록도

Fig. 1. Block diagram of the PLPF with gain and phase compensator

$$\begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{ds}^s \\ \hat{\lambda}_{qs}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{s + \omega_c} \frac{\sqrt{\hat{\omega}_r^2 + \omega_c^2}}{|\hat{\omega}_r|} \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{v}_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) \\ (\hat{v}_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) \end{bmatrix}$$

$$\cos \phi = \frac{|\hat{\omega}_r|}{\sqrt{\hat{\omega}_r^2 + \omega_c^2}}, \quad \sin \phi = \frac{\omega_c}{\sqrt{\hat{\omega}_r^2 + \omega_c^2}} \quad (10)$$

여기서 ϕ 는 저역통과 필터의 위상지연, $\frac{\sqrt{\hat{\omega}_r^2 + \omega_c^2}}{\omega_c}$ 는 저역통과 필터의 크기에 관한 이득값이다.

그림 1은 프로그램블 저역통과 필터를 사용하여 크기와 위상이 보상된 고정자 자속 추정기의 블록도

를 나타낸다. 위상지연과 크기에 대한 보상값은 추정된 고정자의 벡터도로서 계산된다.

그림 2는 프로그래머블 저역통과 필터를 사용한 회전자/속도 및 전압 추정기를 가진 전체적인 센서리스 벡터제어 블록도를 보여준다. 상 전압 추정방법[7]은 스위치 전압강하와 데드타임을 고려하여 SPMSM의 상 전압을 계산하여 사용하였다. 속도제어기와 전류제어기에는 PI제어기를 사용하였고, 모터에 전압을 인가하기 위하여 SVPWM을 사용하였다.

2.2 회전자 위치와 속도 추정기

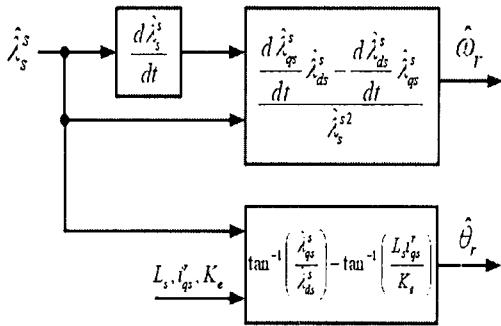


그림 2. 회전자 위치와 속도추정기의 블록도
Fig. 2. Block diagram of rotor speed and position estimator

그림 2는 본 논문에서 사용한 회전자 위치와 속도 추정기의 블록도를 보여준다.

추정된 회전자 위치와 속도는 다음과 같다.

$$\theta_r = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\lambda}_{qs}^s}{\hat{\lambda}_{ds}^s}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{L_s i_{qs}^r}{K_e}\right) \quad (11)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{\frac{d\hat{\lambda}_{qs}^s}{dt} \hat{i}_{ds}^s - \frac{d\hat{\lambda}_{ds}^s}{dt} \hat{i}_{qs}^s}{\hat{i}_s^{s2}} \quad (12)$$

여기서 $\hat{\lambda}_{ds}^s, \hat{\lambda}_{qs}^s$ 는 프로그래머블 저역통과 필터를 이용하여 추정된 고정자 자속이고, $\hat{\omega}_r, \hat{\theta}_r$ 는 각각 추

정된 회전자 속도/위치, L_s 는 고정자 인덕턴스, i_{qs}^r 는 회전자 좌표계의 q축 전류, K_e 는 역기전력 상수이다.

3. 실험 결과

3.1 시스템 구성

제안된 PMSM의 센서리스 벡터제어의 성능은 실험결과로 검증되었다. 실험은 그림 5에서 보이는 16.8[kW] DC 모터와 13.3[kW] PMSM으로 구성된 MG세트로 수행하였다. PMSM(WSG-06.3)은 독일 Witture사에서 제작한 것을 실험에 사용하였다. 추정된 속도/위치를 실제 속도/위치를 비교 검증하기 위해서 Heidenhain사의 절대 엔코더를 사용하였다. 엔코더는 13[bit](8192펄스)의 분해능을 가진 SSI(Serial Synchronous Interface) 타입이다. DC 전동기는 토크모드로 운전하여 임의의 시간에 PMSM에 부하를 인가 하기 위해서 사용하였다. 표 1은 실험에 사용한 PMSM의 파라미터이다. 그림 4는 PMSM의 센서리스 벡터제어를 위한 인버터 시스템과 제어보드이다. D/A 채널은 외부에서 오실로스코프를 사용하여 내부 변수를 관측할 수 있도록 하였다. 제안된 알고리즘은 ANSI-C언어를 이용하여 프로그램 하였다. PWM주파수는 5.0[kHz]이고 데드타임은 3.0[μs]로 설정하였다.

전류 제어와 회전자 위치 추정은 100.0[μs]로 수행하고, 속도제어 및 속도 추정은 1.0[ms]로 하였다. 센서리스 벡터제어의 전체 알고리즘은 소수점 연산이 가능한 DSP 소자인 TMS320VC33-120을 사용하였다.

센서리스 벡터제어의 전체 블록도는 그림 3에 나타냈다. 기존의 벡터제어 방법에 전체 센서리스 구조와 회전자 위치/속도 추정기를 추가 하였다. 다양한 실험은 제안한 알고리즘을 검증하기 위해 수행하였다.

프로그래머블 저역통과 필터를 이용한 비돌극영 영구자석 동기전동기 센서리스 벡터제어

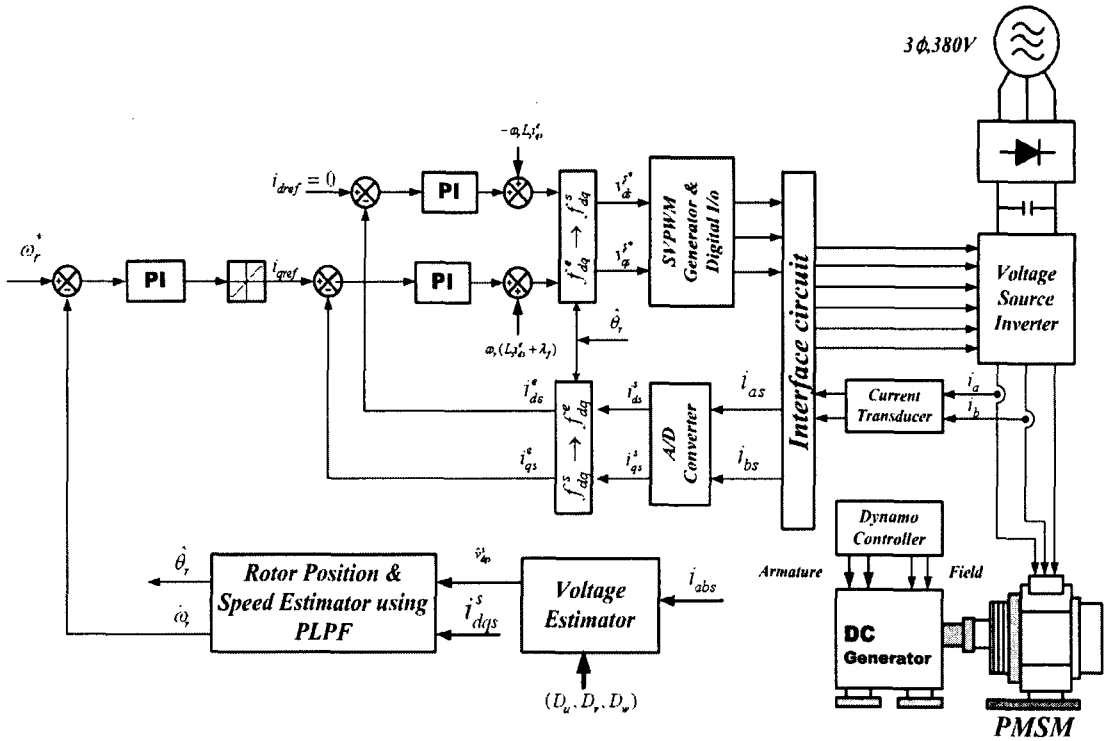


그림 3. PLPF를 이용한 회전자 속도 및 전압 추정기를 갖는 센서리스 벡터제어 전체 블록도
 Fig. 3. Overall sensorless vector control block diagram with rotor/speed and voltage estimator using programmable low pass filter

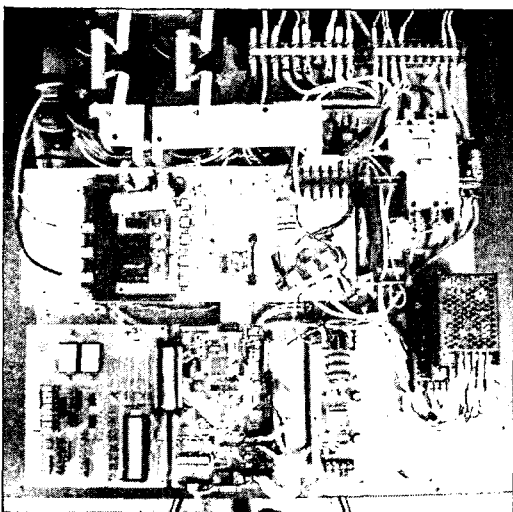


그림 4. 센서리스 벡터제어를 위한 실험 세트
 Fig. 4. Experimental setup for sensorless vector control

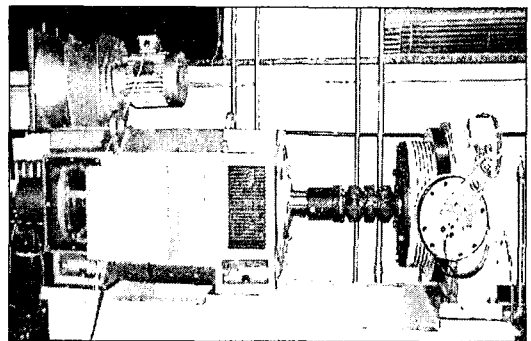


그림 5. 실험에 사용한 MG세트
 Fig. 5. MG-set used in the experiment

표 1. 전동기 파라미터 사양
Table 1. The list of the machine parameters

Power	13.3[kW]	\hat{R}_s	0.466[Ω]
Voltage	380[V]	\hat{L}_s	8.65[mH]
Current	27.2[A]	T_e	670[Nm]
Pole	24	J	2.8[kg · m ²]
Frequency	38[Hz]	Ke	2135[V _{pk} /krpm]

3.2 실험 결과

그림 6은 10[rpm]에서 100[rpm]까지 스텝 지령을 주었을 때 추정된 회전자 속도/위치를 보여준다. 실험 결과는 대부분의 에러를 포함하지 않고 실제속도에 잘 추정되는걸 보여준다. 위로부터 실제속도, 추정된 속도와 실제위치와 추정된 위치를 보인다.

그림 7은 제안된 방법의 성능을 다단계 스텝 속도 명령을 주어서 검증한 실험결과이다. 위로부터, 추정된 속도와 토크를 보인다. 이는 스텝 속도의 가/감속에도 속도제어기가 잘 수행되는 것을 보인다.

그림 8은 100[rpm]에서 정격의 약 50[%]부하를 입

의 시간에 인가하고 제거 하였을 경우의 센서리스 벡터제어 속도응답 파형이다. 부하조건에서 속도가 100[rpm]을 지속할 수 있음을 보여준다. 센서리스 제어가 부하토크의 변동에도 불구하고 지령속도를 잘 추종하는 것을 알 수 있다.

그림 9는 정격토크의 30[%]에서 가변 속도 지령을 갖는 실제 속도와 추정된 속도의 응답 특성이다. 부하가 계속 인가하였을 경우에도 센서리스 제어가 잘 수행됨을 볼 수 있다. 위로부터 실제속도, 추정된 속도와 q축 전류, u상의 전류이다.

그림 10과 11은 센서리스 벡터제어의 속도정역운전의 실험결과를 보여준다. 그림 10은 램프 속도지령이 +100에서 -100까지 가속되는 경우의 실험 결과를 보여준다. 그림 11은 반대로 -100에서 +100까지 속도램프 지령이 가속되는 경우를 보여준다. 정/역 속도 운전에 관한 실험의 경우, 부하는 적용하지 않았다. 그림 10과 11에서 나타난 것처럼, 정격의 10[%]이하의 영역에서는 추정된 회전자 위치는 역기전력 정보의 부족으로 실제 회전자 위치에 추종할 수 없다. 그러나 PMSM이 램프 속도 지령으로 운전한다면, 제안한 방법은 정역 운전을 할 수 있다.

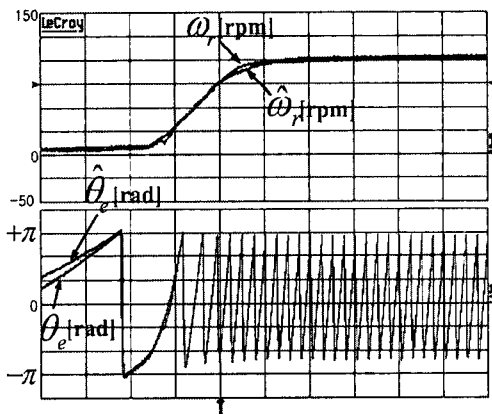


그림 6. 스텝 지령 10→100(rpm) 변화를 갖는 실제, 추정된 회전자 속도와 회전자 위치(time: 0.1(s/div))
Fig. 6. Actual, estimated rotor speed and actual, estimated rotor position with a step 10→190(rpm) command change (time: 0.1(s/div))

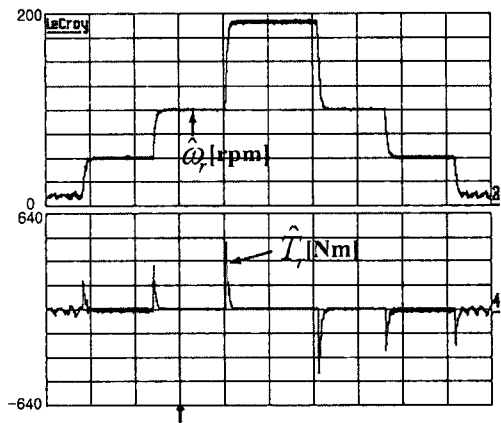


그림 7. 다단계 스텝 속도지령 인가한 추정된 속도와 토크의 응답(10→50→100→190→100→50→10(rpm))(time : 2(s/div))
Fig. 7. Response of the estimated speed and torque with varying speed command (10→50→100→190→100→50→10(rpm)) (time : 2(s/div))

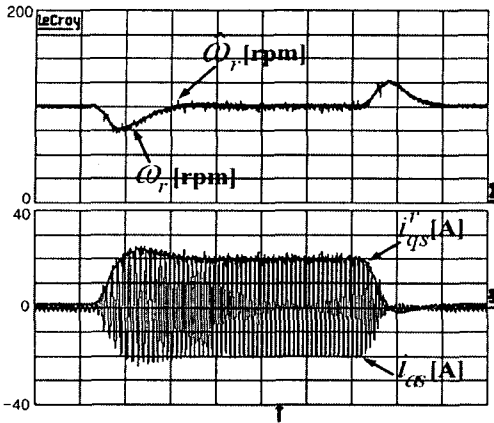


그림 8. 램프부하 변동 시 실제 속도, 추정된 속도와 q축 전류, u상전류의 응답. 부하조건 ($T_L:0 \rightarrow 0.5(\text{pu}) \rightarrow 0(\text{Nm})$)(time: $0.5(\text{s/div})$)
 Fig. 8. Response of the actual, estimated speed and q axis current, u phase current under ramp load changes. Load condition ($T_L:0 \rightarrow 0.5(\text{pu}) \rightarrow 0(\text{Nm})$) (time : $0.5(\text{s/div})$)

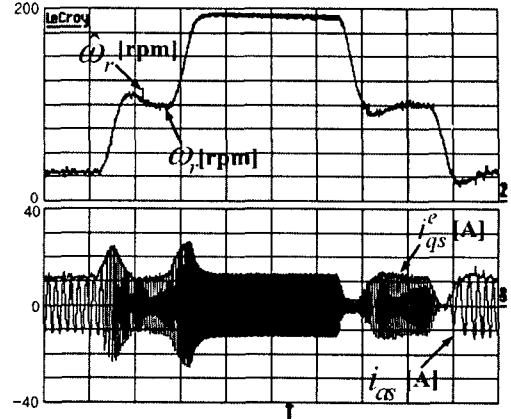


그림 9. 정격의 30%부하 시 가변 속도 지령에 따른 추정된 속도 및 실제 속도, q축과 a상전류의 응답. 속도지령($30 \rightarrow 100 \rightarrow 190 \rightarrow 100 \rightarrow 30$) (time: $0.5(\text{s/div})$)
 Fig. 9. Response of the estimated and actual speed, q axis and a phase current with varying speed command($30 \rightarrow 100 \rightarrow 190 \rightarrow 100 \rightarrow 30$) under load condition. Load condition is the 30% of the rated torque (time : $0.5(\text{s/div})$)

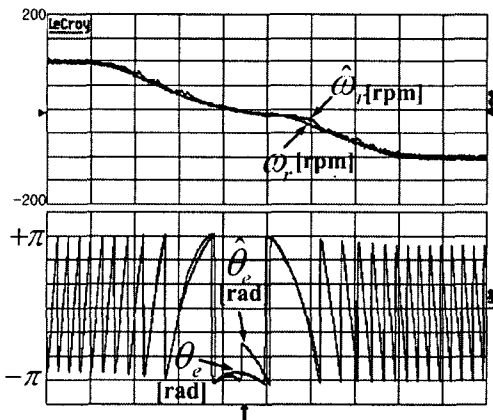


그림 10. 램프 기준의 역 속도 추종 운전 응답 ($+100 \rightarrow -100(\text{rpm})$ time : $0.2(\text{s/div})$)
 Fig. 10. Speed reversal tracking response with a ramp reference($+100 \rightarrow -100(\text{rpm})$, time : $0.2(\text{sec/div})$)

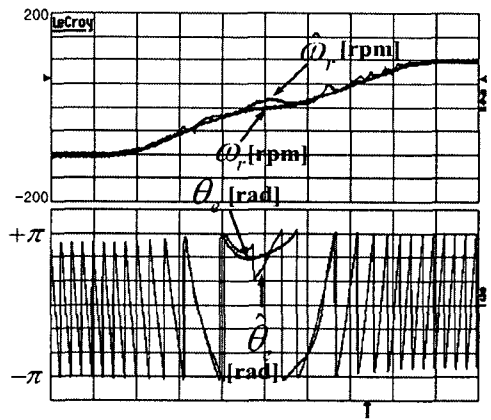


그림 11. 램프 지령을 갖는 속도 역 추종 응답 ($-100 \rightarrow +100(\text{rpm})$ time : $0.2(\text{s/div})$)
 Fig. 11. Speed reversal tracking response with a ramp reference($-100 \rightarrow +100(\text{rpm})$, time : $0.2(\text{sec/div})$)

4. 결 론

본 논문에서는 고정자 자속 추정을 기반으로 한

PMSM의 센서리스 벡터제어를 제안 하였다. 제안된 방법은 PMSM의 센서리스 벡터제어를 수행하기 위한 방법으로써 고주파 신호 인가나 상태 추정기를

필요로 하지 않는다. 본 논문에 사용한 방법은 하드웨어의 변경 없이 소프트웨어의 수정만으로 간단하고 쉽게 운전할 수 있다. 실험결과를 통하여 제안된 방식의 성능을 검증하였다.

References

- [1] R. Wu and G. R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 27, No. 5, pp. 1005-1001, 1991.
- [2] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 38, pp. 1054-1061, July/Aug. 2002.
- [3] K. Sakamoto, Y. Iwaji, T. Endo, and Y. Takakura, "Position and speed sensorless control for PMSM drive using direct position error estimation," in Proc. IEEE IECON'01, vol. 3, 2001, pp. 1680-1685.
- [4] J. S. Kim and S. K. Sul, "New Approach for High Performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors," IEEE Trans. on P.E., Vol. 12, No. 5, pp.904-911, 1997.
- [5] A. Consoli, G. Scarcella and A. Testa, "Sensorless Control of PM Synchronous Motors at Zero Speed," IEEE-IAS Conf. Rec., pp. 1033-1040, 1999.
- [6] Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho, Song-Yul Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," IEEE Trans. on P.E., Vol. 15, No. 2, pp.312-318. 2000.
- [7] Kyu-Wang Lee, Doo-Hee Jung, In-Joong Ha, "An online identification method for both stator resistance and back-EMF coefficient of PMSM without rotational transducers," IEEE Tran on., Vol 51, NO. 2, pp.507-510, 2004.
- [8] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, Jung-Ik Ha, Kozo Ide, Mitsujiro Sawamura, "Sensorless Drive of Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor by High-Frequency Signal Injection Based on Magnetic Saliency," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol 39, NO. 4, pp.1031~pp1039. 2003.

◇ 저자소개 ◇

유재성 (柳在成)

1975년 9월 2일생. 2002년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2004년 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사). 현재 농 대학원 메카트로닉스공학과 박사과정.

이동업 (李東燁)

1982년 1월 28일생. 2005년 세명대 전기전자공학부 졸업. 현재 성균관대 대학원 메카트로닉스공학과 석사과정.

이병국 (李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(박사). 2001~2003년 미국 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003~2005년 한국전기연구원 전력전자그룹 선임 연구원. 2005~2006년 성균관대 정보통신공학부 연구교수. 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 조교수.

원충연 (元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공학과 방문교수. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.