

## 영구자석형 동기전동기의 저속도 제어 특성 개선에 관한 연구

전범수, 유재성, 김이훈, 원충연, 김규식\*, 최세완\*\*  
 성균관대학교, 서울시립대학교\*, 서울산업대학교\*\*

### A Study on Improvement of Low Speed Control Characteristics in PMSM

B.S. Jun, J.S. Yu, L.H. Kim, C.Y. Won, G.S. Kim\*, and S.W. Choi\*\*  
 SungKyunKwan University, University of Seoul\*, Seoul National Univ of Technology\*\*

#### ABSTRACT

This paper presents the method of speed measurement for permanent magnet synchronous motor(PMSM) with the full-order observer using reduced-order state equation. This is able to improve the operating performance at low speed. Therefore, by the proposed technique, a low resolution encoder can be used. Because it make the system improve the performance of speed response. The proposed method is verified to simulation and experiments.

#### 1. 서 론

현재 산업 분야에서 유도전동기가 일반적으로 사용되고 있다. 하지만 낮은 효율, 크기, 제어의 복잡성 때문에 유도전동기보다 우수한 교류전동기에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 연구결과 효율, 크기, 제어 면에서 우수한 영구자석형 동기전동기가 만들어졌고, 최근 여러 산업 분야에 적용되고 있다.<sup>[1]</sup>

영구자석형 동기 전동기는 부착하는 방식에 따라서 매입형 영구자석형 동기전동기(IPMSM), 표면 부착형 영구자석형 동기전동기(SPMSM)로 나눌 수 있다.

본 논문에 사용된 영구자석형 동기전동기는 표면 부착형 영구자석형 동기전동기이다. 표면부착형 동기전동기의 속도 검출방식은 유도전동기와 동일하며 펄스카운터 방식(M-Method), 가변샘플링 방식(M/T-Method)를 사용하는데, M 방식은 엔코더의 분해능에 따라서 속도 오차가 존재하고, MT 방식은 시스템이 복잡해지고 계산량이 많아지게 된다. 특히 두 방식 모두 외란에 대한 영향을 받기 때문에 저속도에서 외란에 따라 속도 특

성이 저하되는 것을 볼 수가 있다. 본 논문에서는 저속도에서의 운전 성능을 개선하기 위해 축소차수 상태모델 방정식으로 구현된 전차수 관측기를 제안하였다.

기존에 사용된 M 방식에 제안한 방식을 추가하여 저속도 향상은 물론 부하 영향을 적게 받고, 축소차수 상태 모델 방정식으로 보다 간편하게 전차수 관측기를 구현할 수 있게 하였다.

제안한 방식은 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 검증하였다.

#### 2. 기계 시스템 모델링

##### 2.1 시스템 상태방정식

엔코더를 포함한 전동기의 기계 시스템의 모델링은 그림 1과 같이 표현할 수가 있다.

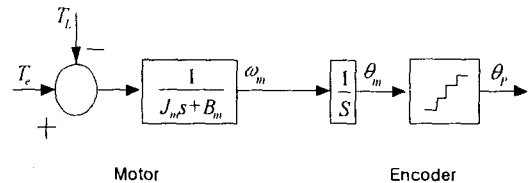


그림 1 기계 시스템의 모델.

Fig. 1 Dynamic model of mechanical system.

전동기에 엔코더를 부착한 기계계의 모델링은 그림 1과 같이 표현되고 전동기에 해당되는 부분은 다음과 같이 표현된다.

$$T_e = T_L + J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \quad (1)$$

여기서,  $\omega_m$  : 회전자 기계 각속도(rad/sec)

$J_m$  : 관성 모멘트(kg-m<sup>2</sup>)       $B_m$  : 마찰계수(Nm/(rad/sec))

$T_e$  : 구동 토크(Nm)       $T_L$  : 부하 외란(Nm)

엔코더에서 검출한 실제 위치와 회전자 속도의 관계는 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$\omega_m = \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2)$$

외란의 변화는 제어기의 샘플링 주기에 비해 매우 늦고, 부하 토크는 일정한 값을 가지므로 그 미분은 0으로 볼 수 있다.<sup>[2]</sup>

$$\frac{dT_L}{dt} = 0 \quad (3)$$

식 (1), (2), (3)으로부터 상태방정식을 표현한다.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ T_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ J_m \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= [1 \quad 0 \quad 0], \quad \mathbf{y} = \theta_m, \quad \mathbf{u} = T_e \end{aligned} \quad (5)$$

이다.

## 2.2 축소차수 상태방정식

기계시스템 모델링에서 구한 상태방정식인 식(5)를 축소차수 상태방정식으로 표현한다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ J_m \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= [1 \quad 0], \quad \mathbf{y} = \omega_m, \quad \mathbf{u} = T_e \end{aligned} \quad (6)$$

이다.

위 축소차수 상태방정식의 가관측성으로 상태변수의 관측여부를 판단하기 위해 가관측 행렬  $W_0$ 를 구하면 다음과 같다.

$$W_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C}\mathbf{A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (7)에서 가관측 행렬  $W_0$ 의 Rank를 구할 수 있다.  $W_0$ 에서  $\text{Rank}(W_0)=2$  이므로 관측이 가능하다.<sup>[3][4]</sup>

## 2.3 전차수 관측기 구현

전차수 관측기의 모델을 블록으로 표현하면 그림 2와 같이 표현 할 수 있다.<sup>[2]</sup> 그림 2의 블록을 수식으로 표현하면 다음과 같다.  $\hat{\mathbf{x}}$ 는 실제 변수  $\mathbf{x}$ 의 추정 값이다.

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \quad (8)$$

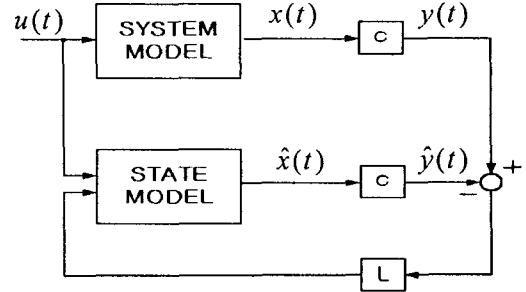


그림 2 전차수 상태관측기 블록 선도.  
Fig. 2 Full-order observer block diagram.

축소차수 상태방정식을 이용하여 전차수 관측기를 구성하면 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \left[ \omega_m - \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right] \\ \begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}}_m \\ \dot{\hat{T}}_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} \hat{\omega}_m - \frac{1}{J_m} \hat{T}_L + \frac{1}{J_m} T_e + l_1(\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ l_2(\omega_m - \hat{\omega}_m) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

전차수 관측기의 관측기 이득  $\mathbf{L}$ 을 구하기 위해 오차의 근을  $\beta_1, \beta_2$ 라고 하면 추정기의 특성방정식을 식 (10)으로 표현된다.

$$(s - \beta_1)(s - \beta_2) = 0, \quad s = \beta_1, \beta_2 \text{ (오차근)} \quad (10)$$

관측기의 이득을 구하기 위해서 전차수 관측기의 행렬식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} sI - (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}) &= \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J_m} - l_1 & -\frac{1}{J_m} \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s + \frac{B_m}{J_m} + l_1 & \frac{1}{J_m} \\ 0 & s \end{bmatrix} \\ \det[sI - (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})] &= s^2 + \left(\frac{B_m}{J_m} + l_1\right)s - \frac{1}{J_m}l_2 = 0 \end{aligned} \quad (11)$$

식 (10)과 식 (11)를 계수 비교하여 관측기 이득을 구하면 식 (12)로 표현된다.

$$l_1 = -(\beta_1 + \beta_2) - \frac{B_m}{J_m}, \quad l_2 = -\beta_1\beta_2 J_m \quad (12)$$

관측기 구현은 식 (7)을 이용하며, 특성방정식이 안정하려면 근  $\beta_1, \beta_2$ 가 음의 값을 가져야 된다.<sup>[2][3][4][5]</sup>

### 3. 시스템 구성

본 논문에서의 시스템 구성은 독일의 Wittur사의 Gearless Lift Machines인 WSG-06.3(13.3kW) 모델과 Heidenhain 사의 Ecn1313(SSI Type, 13bit, 8192 Pulse) Absolute Encoder를 사용하였다.

시스템 제어보드는 TI사의 고성능 DSP인 TMS320C31-50을 사용하였다.

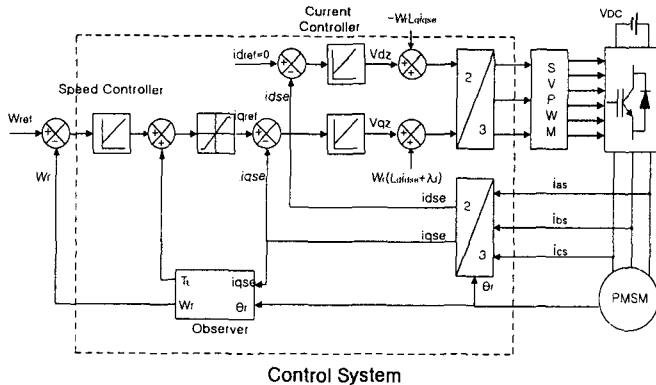


그림 3 제시된 제어 시스템의 블록선도.

Fig. 3 Block diagram of the proposed control system.

전체 시스템 블록도는 기존의 벡터제어 블록도에 축소차수 상태방정식을 이용한 전차수 관측기를 구현한 부분이 추가되어 구성되어 있다.

간단히 속도를 구할 수 있는 M 방식으로 속도를 구하여 측정값으로 하고, 추정된 속도와 비교하여 관측기를 구현한 최종 값이 속도 제한 및 토크 전향보상을 하는 방식으로 구현하였다.<sup>[1][4][6]</sup>

### 4. 시뮬레이션

본 논문에서는 저속도에서의 운전 특성을 알아보기 위해 Matlab Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. M-file은 파라미터 및 이득 값으로 시뮬레이션시 보다 쉽게 값을 변환하거나 전동기의 전반적인 제어 값을 쉽게 알아보기 위해 사용되었다.

실제 시뮬레이션과 실험에 사용한 전동기 파라미터는 표 1과 같다.

그림 4는 전체 시뮬레이션 블록도이며, 디지털로 구현된 시뮬레이션으로 실제 실험과 유사하게 구성하였다.

전류제어 주기는 200[μs]이고, 속도제어 주기는 2[ms]로 하였다.

표 1 전동기 파라미터  
Table 1 Motor parameters

구분	Parameters
정격 출력	13.3 kW
정격 속도	190 rpm
정격 토크	670 Nm
정격 전류	27.2 A
극 수	24극
전기자 저항	0.466Ω
전기자 인덕턴스	12.975mH
역기전력	287 Vrms
관성 모멘트	2.8 kgm <sup>2</sup>
엔코더	Absolute 8192(13Bit)

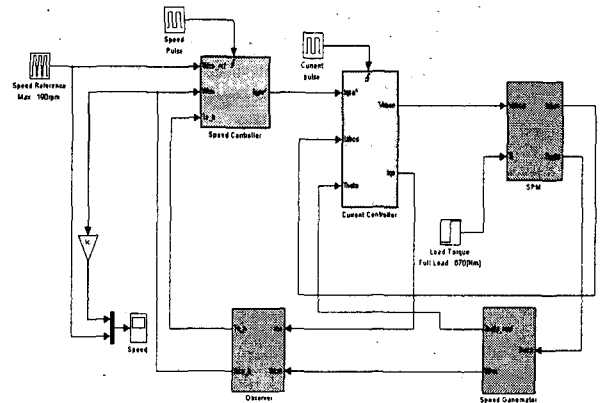
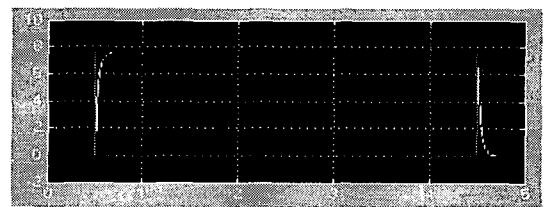
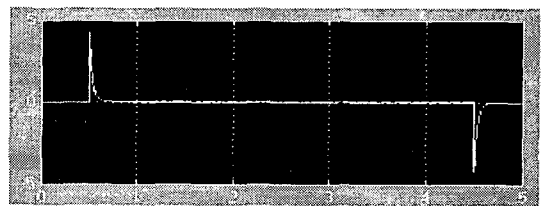


그림 4 시뮬레이션 블록선도.

fig. 4 Simulation block diagram.



(a) Speed reference and speed response waveform (2rpm/div, 1s/div)



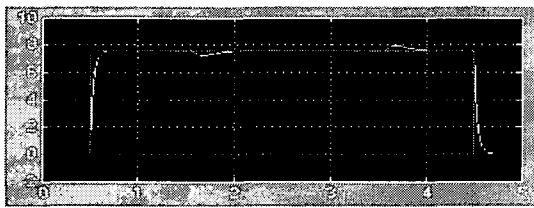
(b) Q-axis current waveform(5A/div, 1s/div)

그림 5 무부하시 속도 및 Q축 전류 파형  
Fig. 5 Speed and q-axis current waveform with no load

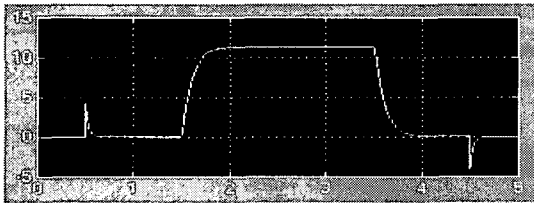
그림 5는 무부하시 속도 및 q축 전류 특성에 대한 시뮬레이션 결과 파형이다. 정격속도(190rpm)의 4%인 7.6 rpm을 속도 지령으로 주었고 그 응답파형을 나타낸다.

그림 6은 부하 인가시 속도 및 q축 전류의 파형을 나타내고 있다. 부하는 1.5초부터 정격의 30% 부하(200Nm)를 인가하고 3.5초에 부하(0Nm)를 인가하였다.

부하가 인가되는 시점에서 속도가 약 1rpm정도 떨어지지만 다시 추종하는 것을 볼 수가 있고, 부하에 따른 q축 전류(약 12A)가 흐르는 것을 볼 수가 있었다.



(a) Speed reference and speed response waveform (2rpm/div, 1s/div)



(b) Q-axis current waveform(5A/div,1s/div)

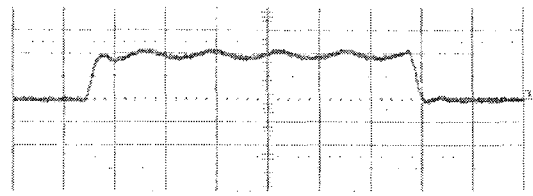
그림 6 30%부하시 속도 및 Q축 전류 파형  
Fig. 6 Speed and q-axis current waveform with 30% load

## 5. 실험 결과

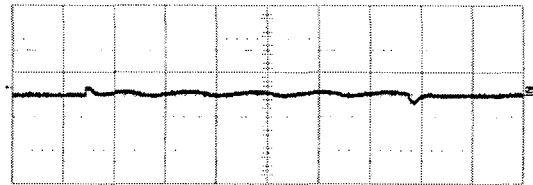
그림 7과 그림 8은 기존의 방식인 벡터제어 방식의 실험결과 파형이고, 그림 9와 그림 10은 제안한 방식의 실험결과 파형이다. 기존의 방식과 제안한 방식을 비교하면 외란 토크에 대한 속도제어 성능에서 제안한 방법이 안정적인 것을 확인할 수 있었다.

속도 지령은 정격의 4%(7.6rpm)를 주었고, 무부하 실험은 가·감속 특성을 확인하였고, 무부하시 기존의 방법이 정상상태에서 오차가 생김을 확인할 수가 있었다. 부하 실험은 정상상태에서 부하를 인가를 통해 저속도의 특성을 확인하였다.

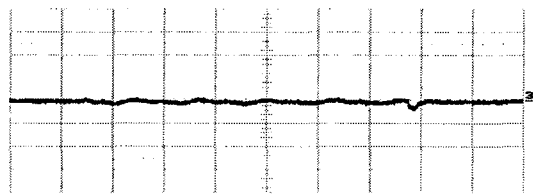
기존의 방법은 부하 변동시 약 6rpm정도의 오차를 발생하지만 제안한 방법을 사용했을 때에는 오차가 거의 없는 것을 확인할 수가 있다.



(a) Speed waveform(4rpm/div, 0.5s/div)

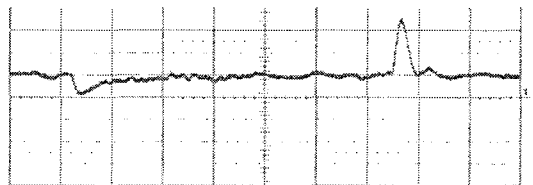


(b) Q-axis current waveform(6A/div, 0.5s/div)

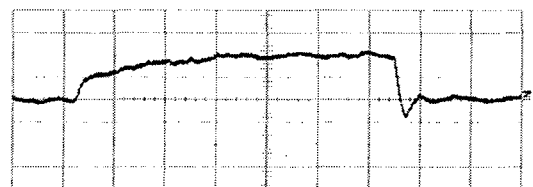


(c) A-phase current waveform(6A/div,0.5s/div)

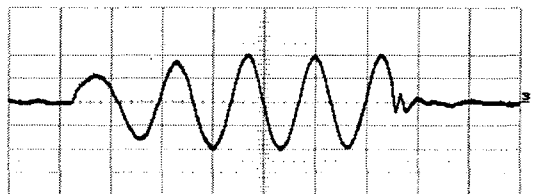
그림 7 벡터 제어 방식의 실험파형(무부하)  
fig. 7 Experimental waveform of the vector control method(No load)



(a) Speed waveform(8rpm/div, 0.5s/div)



(b) Q-axis current waveform(6A/div, 0.5s/div)



(c) A-phase current waveform(6A/div,0.5s/div)

그림 8 벡터 제어 방식의 실험파형(30%부하)  
fig. 8 Experimental waveform of the vector control method(30% load)

## 6. 결 론

본 논문에서는 SPMSM의 저속도 제어 특성을 개선하기 위해 축소차수 상태방정식을 이용한 전차수 관측기를 제안하였다. 현재 속도지령은 정격 속도의 4%인 7.6rpm에서 실험하였다.

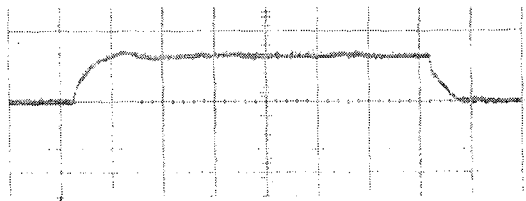
전차수 관측기를 적용한 제안된 방식은 기존의 방식보다 외란에 대한 영향이 적으며, 속도 오차 범위도 감소되어 저속도 운전영역에서 안정적으로 동작함을 확인하였다.

앞으로 극 저속도 제어 특성이 실험을 통해 신뢰성과 안정성이 검증된다면, 여러 산업분야에서 적용이 가능할 것이라고 판단된다.

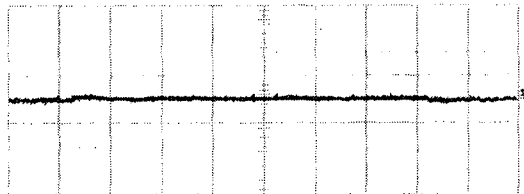
이 논문은 한국과학재단 목적기초연구  
(R01-2001-000-00306-0) 지원에 의하여 연구되었음.

## 참 고 문 헌

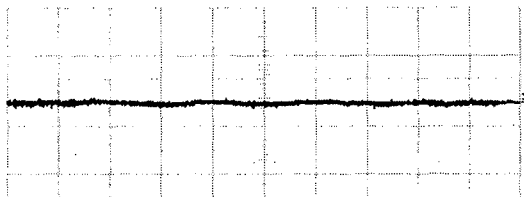
- [1] 윤덕용, "공간전압벡터 PWM기법을 이용한 영구자석형 동기전동기의 속도제어" 단국대학교 박사학위 논문, 1995.
- [2] Heui-Wook Kim, Seung-Ki Su, "A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low Speed Range." Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on, Volume: 1, 5-9 Sept. 1994.
- [3] 설승기, "전기기기 제어론." 도서출판 브레인 코리아, 2002.
- [4] BIMAL K. BOSS, "Modern Power Electronics and AC Drives." PH PTR, 2001.
- [5] Katsuhiko Ogata, "Modern Control Engineering." PH PTR, 3rd, 2000. pp797~849.
- [6] 김진홍, "엘리베이터 시스템을 위한 영구자석형 동기전동기 속도 제어에 관한 연구." 성균관대학교 석사학위 논문, 2002.



(a) Speed waveform(4rpm/div, 0.5s/div)

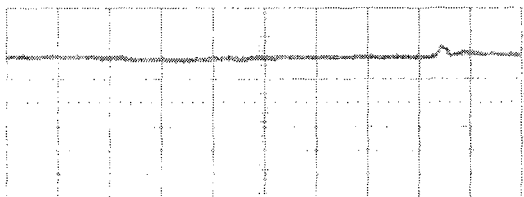


(b) Q-axis current waveform(6A/div, 0.5s/div)

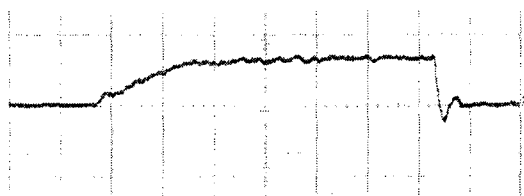


(c) A-phase current waveform(6A/div, 0.5s/div)

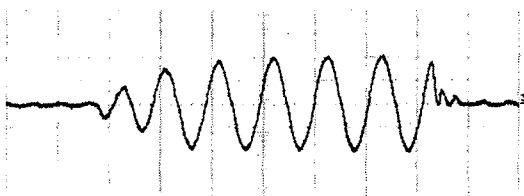
그림 9 제안한 방식의 실험파형(무부하)  
fig. 9 Experimental waveform of the proposed method(No load)



(a) Speed waveform(4rpm/div, 0.5s/div)



(b) Q-axis current waveform(6A/div, 0.5s/div)



(c) A-phase current waveform(6A/div, 0.5s/div)

그림 10 제안한 방식의 실험파형(30%부하)  
fig. 10 Experimental waveform of the proposed Method(30% load)