論文 7-6-10

2002 전력전자학술대회 우수추천논문

역기전력 위상을 기초로 한 PMSM의 새로운 센서리스 제어기법에 관한 연구

李廷濬*, 朴晟濬, 黃庠文, 鄭義峰, 金喆禹

A Study on a Novel PMSM Sensorless Control Scheme Based on Back-emf Phase

Jung-Jun Lee, Sung-Jun Park, Sang-Moon Hwang, Weui-Bong Jung, and Cheul-U Kim

요 약

산업용 기기 및 가정용 기기 분야에서 서보 전동기 이용의 급부상으로 인하여 PMSM의 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 연구되고 있다. 센서리스 제어시 그 기초가 되는 것은 역기전력 항이다. 일반적인 센서리스 제어는 역기전력을 추정하고 그 역기전력을 적분하는 형태를 취하여 회전자의 위치를 추정하고 있다. 이 방식에서 두 좌표축의 역기전력 항을 구하기 위해서는 역기전력의 크기와 회전자 위치가 서로 직접적으로 연관되어 있어 두 파라미터를 동시에 정확하게 추정하기는 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 PMSM의 구동을 위해 필수적인 회전자의 위치각을 역기전력의 크기의 변수를 사용하지 않는 정규화한 역기전력 항으로 구하는 방법을 제안한다. 또한 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

With increase of servo motor in industrial and home application, a number of papers related to PMSM control have been researched. Among them, sensorless control schemes are especially concerned in a view point of their cost reduction. In a conventional approach, a rotor position is generally estimated by the integration of estimated rotor speed. In this method, because of their tight relationship between the amplitude of back-emf and rotor position, it is somewhat difficult to find two parameters at the same time.

To solve this problem, a novel sensorless control scheme is proposed. It utilizes a back-emf normalization, so that it does not require the variables related with the amplitude of back-emf. The validity of the proposed control scheme is verified through experimental results.

Key Words : a novel sensorless control scheme, back emf phase

1. 서 론

현재 산업용 및 가정용 기기에서 교류 서보전동기의 이용이 급부상하고 있다. 영구자석을 이용한 교류 서보전동기는 직류 서보전동기에 비해 제어는 복잡하지만 직류전동기의 정류작용을 전기적 스위칭으로 대신하기 때문에 내구성에 문제가 없고 단위 중량 당 전력과 단위 전류 당 토크가 큰 장점을 지니고 있다. 이러한 교류 전동기 중 산업계에서 일반적으로 사용되는

*부산대학교 전기공학과 석사과정
E-mail : herolee38@hanmail.net
접수일자 : 2002. 7.26
1차심사요청일 : 2002. 7.30
심사완료일 : 2002.10.16

것이 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)이다. 교류 서보전동기를 구동하기 위해서는 회전자 위치에 따른 적절한 스위칭 동작을 필요로 하고 회전자 위치각에 대한 정보를 검출하기 위한 위치 검출 장치가 필수적이다.

회전자의 위치 및 속도를 검출하기 위해서는 홀소자, 레졸버 및 엔코더 등이 사용되고 있다. 홀 소자는 회전자의 자기적 위치에 따라 180° 마다 출력신호를 변화시키는 센서로 3개의 홀 소자를 사용하는 영구자석 전동기의 경우 회전자의 위치는 60° 간격으로 측정되어진다. 하지만 60° 간격 내에서는 더 이상 정밀하게 위치를 검출할 수가 없고, 자기 검출을 위한 홀 소자의 적절한 배치가 곤란하며, 외부 자계의 영향을 받기 쉬운 단점이 있다. 레졸버의 경우 회전자의 위치 및 속도를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점은 있으나, 고가로 인한 경제적인 문제점과 센서의 안정성을 확보하기 위한 전동기의 설계 및 가공 공정이 복잡해지는 단점이 있다. 엔코더의 경우에는 1회전당 1펄스가 출력되는 제로펄스(zero pulse)를 갖는 증분형 엔코더(incremental encoder) 또는 회전자의 위치를 직접 알 수 있는 절대형 엔코더 (absolute encoder)를 사용하게 된다. 하지만 엔코더를 사용하는 경우에는 축의 한 쪽을 엔코더용으로 할당해야 하기 때문에 방열용 팬을 부착할 수 없으므로 장시간 사용할 때 방열에 대한 문제점이 설계 시에 고려되어야 하는 단점이 있다. 또한, 센서를 부착할 경우에는 회전축과 일직선상이 되도록 부착해야 하므로 대량생산이 어렵고 부착된 센서는 사용 환경에 영향을 받기 때문에 주위 온도가 높거나 습기가 심한 곳 또는 진동이 심한 환경에서는 센서의 신뢰도가 감소한다. 따라서 이러한 문제점들을 고려하여 최근에 회전자의 위치센서나 속도센서 없는 센서리스 방식이 많이 연구되고 있다. 현재 영구자석 전동기의 센서리스 제어기법에 관한 많은 논문이 발표되고 있으며, 이는 크게 자속 추정법[1], 역기전력 추정법[2]-[4], 상태관측기에 의한 방법[5][6] 등으로 구분된다. 자속 추정법은 측정한 전압과 전류로부터 자속을 추정하는 방법이다. 이 방법은 자속을 얻기 위해 적분과정을 거치기 때문에 적분 드리프트(integrator drift) 효과가 존재하게 되어 위치추정에 오차가 생기게 되므로 이것을 보정해 주기 위한 방법을 필요로 한다. 역기전력 추정법은 전압과 전류를 측정하여 고정자 전압방정식으로부터 직접 역기전력을 계산해 내는 방법으로, 전류를 미분해야 하므로 노이즈가 포함될 가능성이 많으며 이를 위해 필터를 사용하지만 위상지연의 문제가 항상 남아 있다[7].

본 연구에서 제안한 센서리스 제어의 기본이론은 역기전력 추정법에 그 근원을 두고 있다. 역기전력의 크기를 추정하여 회전자의 속도를 적분하고 회전자 위치를 추정하는 일반적인 방식에서 벗어나 역기전력 정규화에 의한 회전자 위치각을 추정하고 이로부터 회전자의 속도를 추정하는 방식이다.

2. PMSM의 센서리스 제어

PMSM의 2상 교류 좌표계인 α-β 좌표에서 본 전동기의 등가회로는 그림 1과 같다. 고정 좌표계에서 본 2상 등가모델에서 센서리스를 위한 역기전력을 추정하기 위해서 상태방정식에 역기전력 성분을 포함시키는 것은 무의미한 것이 됨으로 역기전력 항이 존재하지 않는 구속상태에서의 상태방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \tag{1}$$

단,

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_a - \frac{v_b}{2} - \frac{v_c}{2} \right)$$

$$v_\beta = \frac{(v_b - v_c)}{\sqrt{2}}$$

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} \right)$$

$$i_\beta = \frac{(i_b - i_c)}{\sqrt{2}}$$

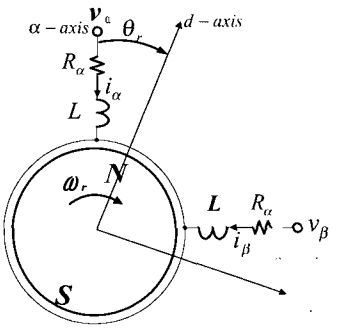


그림 1 PMSM의 2상 등가 모델

Fig. 1 Two phase equivalent circuit of PMSM

여기서, v_a, v_b, v_c는 전동기 상전압, i_a, i_b, i_c는 전동기 상전류, v_α, v_β는 $\alpha-\beta$축 전기자 전압, i_α, i_β는 $\alpha-\beta$축 전기자 전류, R은 권선저항, L은 권선 인덕턴스를 나타낸다.

전동기의 상전류를 계산하는데 필요한 요소는 전동기의 전기적 파라미터인 상권선, 상인덕턴스, 단자전압 및 역기전력이다. 이러한 상권선, 상인덕턴스, 단자전압의 값을 알고 있다면, 상전류 계산에 필요한 변수는 역기전력 항이 된다. 역기전력은 속도의 함수일 뿐만 아니라 위치의 함수로 나타나므로 역기전력을 알 수 있다면 전동기의 속도 및 위치정보는 쉽게 얻을 수 있다. 그러나 역기전력은 전동기의 운전 중에는 측정할 수 없으므로 역기전력에 의해 직접적으로 영향을 받는 전류 추정을 통하여 역기전력을 추정하는 것이 일반적이다. 따라서 본 논문에서 전류관측기는 역기전력 추정치를 이용하는 식 (2)와 같이 구성하였다. 만일 식 (2)에서 전류관측기의 전류 값이 실제전류와 동일하다면 추정한 역기전력과 실제 역기전력은 동일한 것으로 간주할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L}\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

따라서 전류추정 오차는 식 (3)과 같이 추정 전류와 실제전류의 차로 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (1), 식 (2) 및 식 (3)을 이용하면 전류추정에 대한 상태방정식은 식 (4)와 같이 1계 미분방정식의 형태로 나타난다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L}\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

본 실험에서 사용된 PMSM은 정현적인 역기전력을 갖는 타입이므로 회전자의 위치정보를 얻을 수 있다면 역기전력의 위상과 크기 중에서 위상을 알 수 있다. 역기전력은 역기전력의 기본수식인 식 (5)를 이용할 수 있지만, 이 경우 역기전력이 속도에 대하여 비선형성을 갖고 있거나 역기전력 상수의 측정오차가 있다면 전류추정기는 불안정하게 된다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_\alpha &= -\sqrt{\frac{3}{2}}\,\lambda_m \frac{d}{d\theta_e}\cos(\hat{\theta}_e) \\ \hat{e}_\beta &= \sqrt{\frac{3}{2}}\,\lambda_m \frac{d}{d\theta_e}\sin(\hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (5)$$

또한 일반적으로 PMSM의 역기전력은 정격부하 이상에서 비선형성이 나타나는 것으로 알려져 있다. 따라서 본 논문에서의 역기전력 추정치는 회전자의 위치 추정치를 근거로 하여 역기전력의 크기는 비례적분 추정기로 식 (6)과 같이 간단히 구성하였다. 식 (6)의 비례적분 추정기 행렬에서 *sin*과 *cos*은 역기전력의 크기를 보다 안정적으로 추정하기 위해 삽입한 항이다. 즉 2상 교류 좌표계인 $\alpha-\beta$ 좌표변환의 결과가 *sin*과 *cos*항이 되므로 추정기 행렬에서 *sin*과 *cos*을 삽입하였다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (K_p\,\varepsilon_\alpha + K_i\int \varepsilon_\alpha dt)\cdot \sin(\hat{\theta}_e) \\ (K_p\,\varepsilon_\beta + K_i\int \varepsilon_\beta dt)\cdot \cos(\hat{\theta}_e) \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (6)에서 추정한 역기전력 성분이 실제 역기전력 성분과 위상만 동일하다고 가정한다면 역기전력 성분의 크기에 관계없이 회전자 위치각은 쉽게 구할 수 있다. 이는 역기전력이 항상 정규화 되었다는 것을 의미한다. 역기전력 벡터의 크기는 식 (7)과 같고, 정규화한 역기전력의 사인 값은 식 (8)과 같이 표현된다. 따라서 회전자 위치각은 식 (9)로부터 구할 수 있다.

$$\hat{e} = \sqrt{(\hat{e}_\alpha)^2 + (\hat{e}_\beta)^2} \quad (7)$$

$$\hat{e}_n = \frac{\hat{e}_\alpha}{\sqrt{(\hat{e}_\alpha)^2 + (\hat{e}_\beta)^2}} \quad (8)$$

$$\hat{\theta}_e = \sin^{-1}(\hat{e}_n) \quad (9)$$

또한 전동기의 속도는 식 (10)으로부터 얻을 수 있다.

$$\omega_e = \frac{d\,\hat{\theta}_e}{dt} \quad (10)$$

그림 2는 앞에서 언급한 센서리스 제어기의 속도 및 위치 추정 블록도를 나타내고 있다. 위치 미분에 의한 속도를 추정함에 따라 위치함수의 노이즈에 대한 영향을 제거하기 위하여 속도 추정단에 저역통과필터(LPF)로 사용하였다.

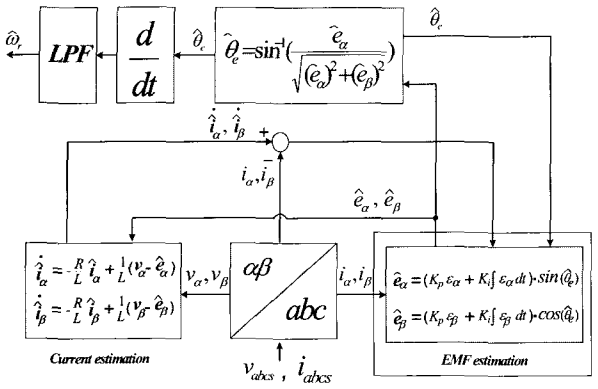


그림 2 회전자 속도 및 위치각 추정기의 블록도
Fig. 2 Block diagram of rotor speed and angle estimation

$\alpha-\beta$축으로 표현되는 PMSM의 토크 방정식은 위의 변환관계식을 이용하면 식 (11)로 유도된다.

$$T_E = \frac{3}{2} P K_e (-i_\alpha \sin\theta_e + i_\beta \cos\theta_e) \qquad (11)$$

단, P: 극 쌍수 , K_e : 역기전력 상수

그리고, PMSM의 운동방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$T_E = J\frac{d}{dt}\omega_r + B_m \omega_r + T_L \qquad (12)$$

단, T_E: 발생 토크, T_L: 부하토크 ,
J : 관성계수, B_m: 마찰계수

3. 제어기의 구성

영구자석 동기 전동기의 수학적 모델은 시변 계수를 갖는 복잡한 형태의 연립 미분방정식으로 표현된다. 이때, 영구자석 동기전동기의 동특성은 고정자와 회전자 사이의 쇄교자속이 회전자의 위치에 대한 함수가 되므로 해석 및 제어의 편의성을 위해 2상 좌표 변환 방식이 널리 사용되고 있다. 일반적으로 영구자석 동기 전동기의 정상상태 해석 및 동특성 모델을 얻기 위해서는 2상 좌표계로 불리는 고정자축을 기준으로 하는 고정좌표계 $\alpha-\beta$ 축과 동기속도로 회전하는 동기좌표계 $d-q$축 변환이론이 주로 사용된다. 이는 3상 평형 전압이나 PWM 전압 파형이 영구자석 동기전동기에 인가될 때 과도 및 정상상태 동작을 2축 이론으로 간단히 해석할 수 있기 때문이다. 동기좌표계 $d-q$축 변환을 사용하는 경우 시변 파라미터가 제거되고 고정자의 제반변수와 파라미터가 $d-q$ 직교좌표축상의 값으로 표현된다.

고정좌표계 $\alpha-\beta$에서 동기좌표계 $d-q$축의 전압, 전류로 변환하기 위한 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_e & \sin\hat{\theta}_e \\ -\sin\hat{\theta}_e & \cos\hat{\theta}_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \qquad (13)$$

단, f_α , f_β : $\alpha-\beta$ 좌표축 물리량
f_d , f_q : $d-q$ 좌표축 물리량

역변환 행렬은 식 (14)와 같이 유도된다.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_e & -\sin\hat{\theta}_e \\ \sin\hat{\theta}_e & \cos\hat{\theta}_e \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \qquad (14)$$

그림 3은 PMSM 센서리스 제어기의 제어 블록도를 나타내고 있다. 우선 전동기의 3상 상전압 및 상전류를 고정 좌표계의 2상 좌표로 변환하고 이 정보로부터 속도 및 위치를 추정한다. 속도제어기 및 전류제어기는 비례적분제어기를 사용하였다.

그림 4(a)는 PMSM 구동시 메인 루프의 플로우 차트이다. 메인 루프는 각종 변수의 초기화 및 과전류 등을 검사하여 폴트 신호를 발생하는 부분이며, 제어 루틴에서는 매 샘플링 시간마다 타이머 1 인터럽트에 의해 호출된다.

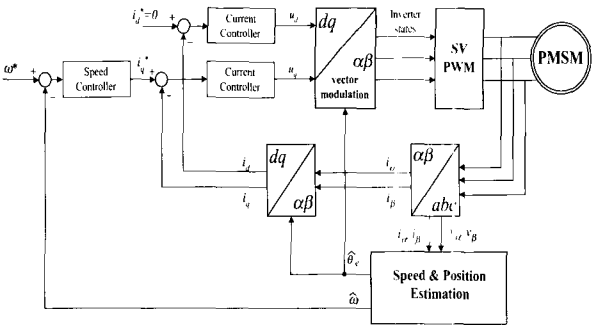
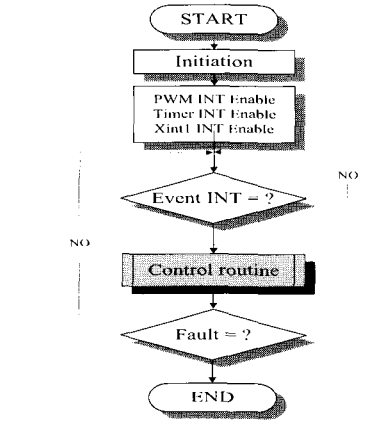
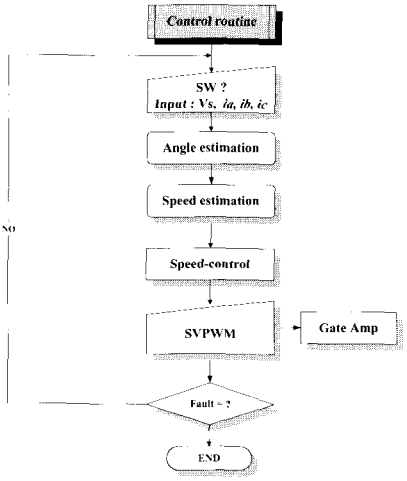


그림 3 시스템의 구성
Fig. 3 Configuration of system



(a)

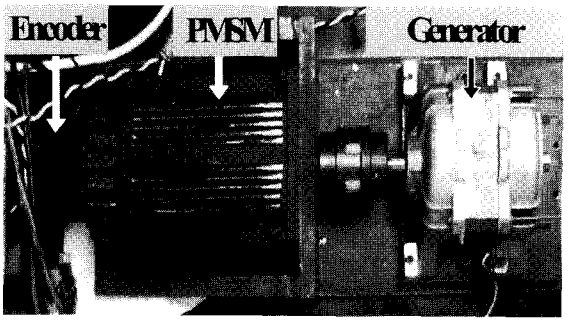


(b)

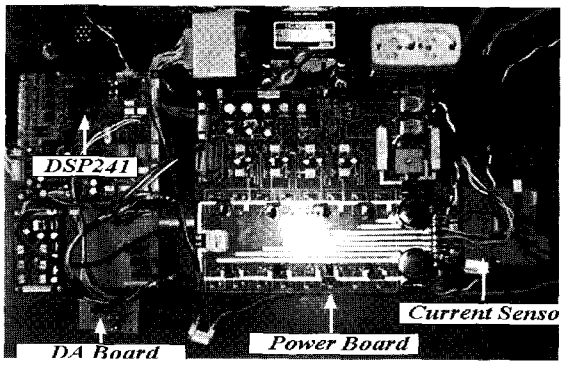
그림 4 제어기의 흐름도
(a) 메인 루틴 (b) 제어 루틴
Fig. 4 Flow chart of the control scheme
(a) Flow chart of main routine
(b) Control routine

그림 4(b)는 샘플링 시간 간격마다 발생하는 인터럽트에 의해 실행되는 제어프로그램의 흐름도를 나타낸 것이다. 우선 제어를 행하기 위해 필요한 각 상태값을 전류센서를 통해 상전류를 취득하고 이 정보를 기초로 하여 PMSM의 회전자 위치 및 속도를 추정한다. 위치 및 속도로부터 현재 필요로 하는 전압은 SVPWM을 행하여 상전압을 인가한다.

그림 5(a)는 실험에 사용된 전동기와 부하인 발전기 사진을 나타내고 있고, 그림 5(b)는 제어 및 파워보드의 사진을 나타내고 있다. 제어기는 TMS320F241을 사용하여 제작하였으며 각 제어변수 값을 보기 위해



(a)



(b)

그림 5 시스템 구성
(a) 실험용 PMSM 시스템 (b) 제어보드 및 인버터
Fig. 5 System set-up
(a) PMSM and load system
(b) Photograph of controller and inverter

7 세그먼트 디스플레이어와 12-bit 4 채널용 DA컨버터인 AD664JN-BIP를 장착하였다.

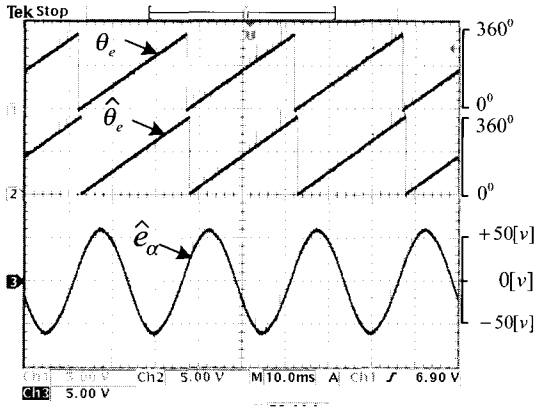
4. 실험 결과

제안된 방식의 타당성을 검증하기 위해 본 실험에서 사용된 PMSM의 사양은 표 1과 같다.

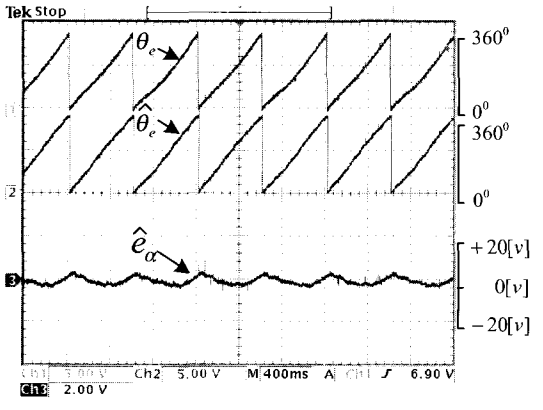
그림 6은 제안된 방식에서 고속 및 저속에서 역기전력 및 위치 추정특성을 보기 위한 실험 파형이며, 그림 6(a)는 1200[rpm], 1[N·m]인 경우로 추정 역기전력 형상이 정현적으로 나타나며 위치 추정도 실제 위치와 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 6(b)는 50[rpm], 1[N·m]인 경우의 실험 파형이다. 전동기의 속도가 낮아 외부노이즈에 의한 위치 및 역기전력 추정특성이 양호하지 못함을 알 수 있었다. 이때 역기전력 추정에 대한 이득은 시행착오법에 의해 실험적으로 설정하였으며, 50[rpm]으로 설정하여 구동하였다.

표 1 영구자석 동기전동기 제원
Table 1 The specification of tested PMSM

Rated Power	*1.2 [kW]*
Rated current	*6.2 [A]*
Max. value of the flux linkage	*0.051 [Wb.t]*
Rated Torque	*3.8 [N.m]*
Winding resistance	*0.8 [Ω]*
Winding inductance	*0.92 [mH]*
Number of pole	*4*
Rated Speed	*3,000 [rpm]*
Max. Speed	*3,600 [rpm]*



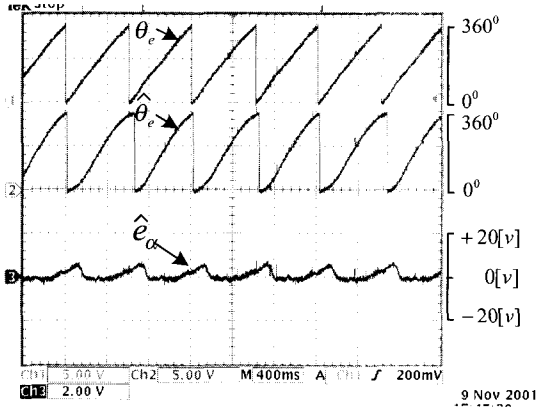
(a)



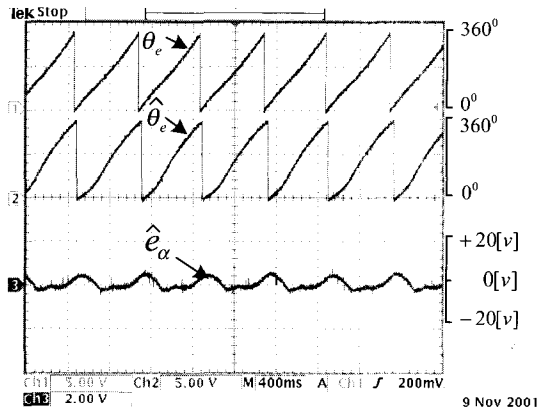
(b)

그림 6 역기전력 및 위치추정 특성
(a) 1200 [rpm]의 경우 (b) 50[rpm]의 경우
Fig. 6 Characteristics of emf and position estimation
(a) case of 1200[rpm] (b) case of 50[rpm]

그림 7은 저속인 50[rpm]에서 2[N·m]에서 기존의 방식과 제안한 방식에서의 역기전력 및 위치추정 특성



(a)

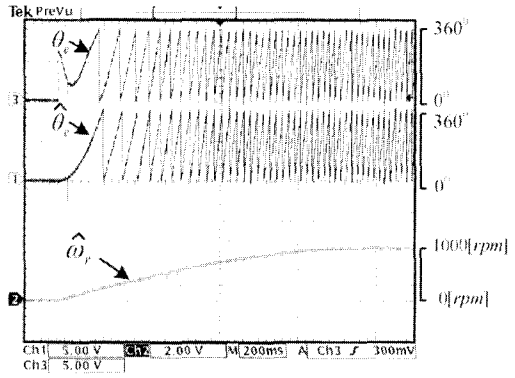


(b)

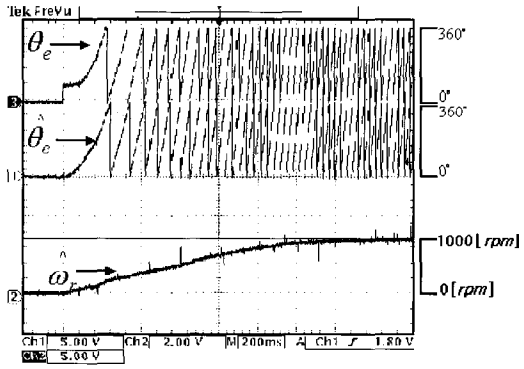
그림 7 역기전력 및 위치추정 특성비교
(a) 기존의 방식 (b) 제안된 방식
Fig. 7 Comparison of emf and position estimation for conventional and proposed method

을 나타내는 파형이다. 실험 파형에서 알 수 있듯이 제안된 방식이 기존의 방식에 비하여 위치 추정특성이 양호함을 알 수 있다.

그림 8은 제안된 방식으로 1000 [rpm]의 속도 지령하에서 센서리스 제어를 행한 경우 기동시 추정각도 및 실제각도 그리고 속도 응답을 나타내고 있다. 그림 8(a)는 초기 위치를 약 -90 °에 둔 경우이고, 그림 8(b)는 초기 위치를 약 90 °에 둔 경우이다. 실험 결과 초기 위치에 관계없이 기동이 가능하였으며 약 1.6 [sec]후에는 정상상태가 됨을 알 수 있었다. 그러나 회전자의 초기 위치를 알 수 없어 기동시에는 초기 위치 값을 영으로 보고 기동을 한다. 따라서 기동특성은 회전자의 초기위치에 따라 조금 다르게 나타나지만, 속도 응답은 양호하게 이루어짐을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 8 기동시 속도 응답 및 위치추정 특성
(a) 초기 위치 -90° 인 경우
(b) 초기 위치 90° 인 경우

Fig. 8 Actual, estimate position angle speed response at start-up
(a) case of -90° position
(b) case of 90° position

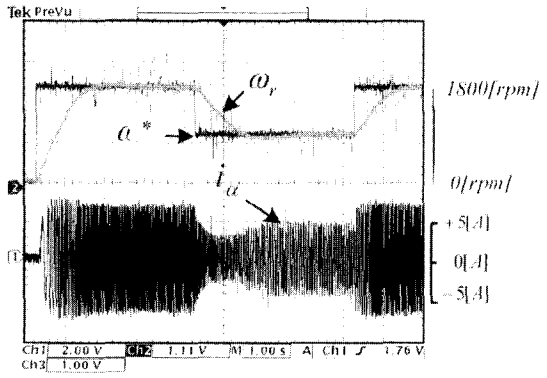


그림 9 계단 속도응답 특성 (0[rpm]→ 1800[rpm]→ 900[rpm])
Fig. 9 Step speed response(0[rpm]→ 1800[rpm]→ 900[rpm])

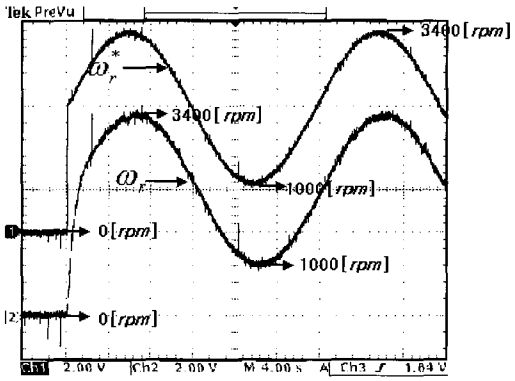


그림 10 정현 속도응답 특성
Fig. 10 Sinusoidal speed response

그림 9는 계단파 속도응답에 대한 특성을 보기 위한 지령속도, 실제속도 및 α축 전류를 나타내는 실험 파형이며, 그림 10은 정현 속도응답에 대한 특성을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 계단 응답과 정현 응답에 대한 속도 추정은 양호하게 이루어짐을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서 제안된 역기전력 추정법에 근원을 둔 센서리스 제어법은 역기전력의 크기를 추정하고 회전자의 속도를 적분하여 회전자 위치를 추정하는 일반적인 방식에서 벗어나 역기전력 정규화에 의한 회전자 위치각을 추정하고 이로부터 회전자의 속도를 추정하는 새로운 방식이다.

본 제어알고리즘에서는 회전자 위치각을 역기전력 각도정보로부터 직접 추정하므로 역기전력 크기의 정보가 없더라도 센서리스 제어가 가능하였다. 또한 PMSM의 파라메터 중에서 기동전 펄스를 인가하여 상전류를 검출함으로써 권선저항과 인덕턴스를 구할 경우, 모터의 특성이나 제조 메이커가 바뀌더라도 쉽게 바뀐 시스템에 본 센서리스 제어기법을 접근할 수 있다. 본 제어알고리즘을 PMSM에 적용할 경우 제품의 성능향상은 물론 구조물의 간결성 때문에 생산성 향상과 내구성의 증가를 기대할 수 있다고 생각된다.

본 연구는 한국과학재단의 지원(과제번호R01-2000-00293)에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] R. Wu and G.R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor", *Conference Record of IEEE IAS Annual. Meeting*, pp. 553~558, 1990.

[2] N. Matsui and M. Shigyo, "Brushless dc Motor Control Without Position and Speed Sensors", *IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 28, No. 1, pp. 120~127, 1992.

[3] N. Matsui, T. Takeshita, "Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier", *IEEE-IECON '94*, Vol. 1, pp. 14~19, 1994.

[4] N. Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 2, pp. 300~308, 1996.

[5] L.A. Jones and J.H. Lang, "A State Observer for the Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 36, No. 3, pp. 374~382, August 1989.

[6] R.B. Sepe and J.H. Lang, "Real-Time Observer-Based (Adaptive) Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Without Mechanical Sensors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 28, No. 6, pp. 1345~1352, 1992.

[7] 이상훈, 홍인표, 박성준, 김철우, "중첩의 원리를 적용한 PC 베이스 영구자석 동기전동기 센서리스 제어", *Trans. KIEE*, Vol. 51B, No. 6, pp. 292~297, June 2002.

저 자 소 개

이정준(李廷濬)

1971년 5월 22일생. 2001년 부경대 전기공학과 졸업. 현재 부산대학교 전기공학과 석사과정.

박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 현재 동명대학 전기과 조교수.

황상문(黃庠文)

1988년 부산대 생산기계공학과 졸업. 1990년 U.C. Berkeley 기계공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 기계공학과 졸업(박사). 1996년~현재 부산대학교 기계공학부 조교수.

정의봉(鄭義峰)

1955년 12월 26일생. 1978년 서울대 조선공학과 졸업. 1980년 한국과학기술원 기계공학과 졸업(석사). 1990년 동경공업대학 기계공학과 졸업(박사). 1980년~현재 부산대학교 기계공학부 교수.

김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대 전자공학과 졸업(석사). 1986년 중앙대 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전자전기통신공학부 교수. 당 학회 자문위원.