

역기전력 정규화에 의한 PMSM의 센서리스 제어

이정준, 박성준*, 김철우

부산대학교, 동명대학*

PMSM sensorless control by back emf normalization

Jung-Jun Lee, Sung-Jun Park*, Cheul-U Kim

Pusan National University, TongMyong College*

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 the view point of its cost reduction. In the 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 it does not require the variables related with the amplitude of back-emf. The validity of the proposed control scheme was verified through experimental results.

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 파워와 단위 전류 당 토크가 큰 장점을 지니고 있다. 이러한 교류 전동기 중 산업계에서 일반적으로 사용되는 것이 PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor)이다. 교류 서보전동기를 구동하기 위해서는 회전자 위치에 따른 적절

한 스위칭 동작을 필요로 하고 회전자 위치각에 대한 정보를 검출하기 위한 위치 검출 장치가 필수적이다. 회전자 위치각의 검출은 일반적으로 엔코더나 레졸버를 사용하나, 센서의 설치비용 절감 측면과 환경에 대한 강인성을 부여하기 위해 센서리스 구동에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 현재 영구자석 전동기의 센서리스 제어기법에 관한 많은 논문이 발표되고 있으며, 이는 크게 자속 추정법, 역기전력 추정법, state observer에 의한 방법 등으로 구분된다. 자속 추정법은 측정된 전압과 전류로부터 자속을 추정하는 방법이다^[1-6]. 이 방법은 자속을 얻기 위해 적분과정을 거치기 때문에 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.

본 연구에서 제안한 센서리스 제어를 위한 기본 이론은 역기전력 추정법에 그 근원을 두고 있다. 역기전력의 크기를 추정하여 회전자의 속도를 적분하여 회전자 위치를 추정하는 일반적인 방식에서 벗어나 역기전력 정규화에 의한 회전자 위치각을 추정하고 이로부터 회전자의 속도를 추정하는 방식이다.

2. PMSM의 센서리스 제어

2상 교류 좌표계인 $\alpha-\beta$ 좌표에서 본 전동기의 등가회로는 그림 1과 같다. 그림 1의 고정 좌표계에서 본 2상 등가모델에서 상태방정식은 식 (1)과 같다.

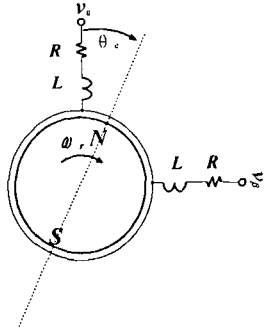


그림 1. PMSM의 2상 등가 모델
Fig. 1. Two Phase Equivalent circuit of PMSM

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

여기서,

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

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

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

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

전류 관측기는 일반적으로 구성하는 식 (2)와 같이 구성하였다.

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

전류추정 오차는 식 (3)과 같이 정의할 수 있다. 전류추정에 대한 상태방식은 식 (4)와 같고, 여기서 역기전력이 일정하게 된다면 전류추정기의 안정성은 보장된다. 역기전력의 안정성을 위하여 역기전력 보상은 식 (5)와 같이 구성하였다.

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

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

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (K_p \varepsilon_\alpha + K_i \int \varepsilon_\alpha dt) \cdot \sin(\hat{\theta}_e) \\ (K_p \varepsilon_\beta + K_i \int \varepsilon_\beta dt) \cdot \cos(\hat{\theta}_e) \end{bmatrix} \quad (5)$$

역기전력은 역기전력의 기본수식인 식 (6)을 이용할 수 있지만, 이 경우 역기전력이 속도에 대하여 비선형성을 갖고 있거나 역기전력 상수의 측정 오차가 있다면 전류추정기는 불안정하게 된다. 또한 일반적으로 PMSM의 역기전력은 정격부하 이상에서 비선형성이 나타나는 것으로 알려져 있다.

$$\hat{e}_\alpha = -\sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \frac{d}{d\theta_e} \cos(\hat{\theta}_e) \quad (6)$$

$$\hat{e}_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \frac{d}{d\theta_e} \sin(\hat{\theta}_e)$$

식 (5)에서 추정된 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.

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

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

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

3. 제어기의 구성

그림 2는 제어기의 제어블록도를 나타내고 있다.

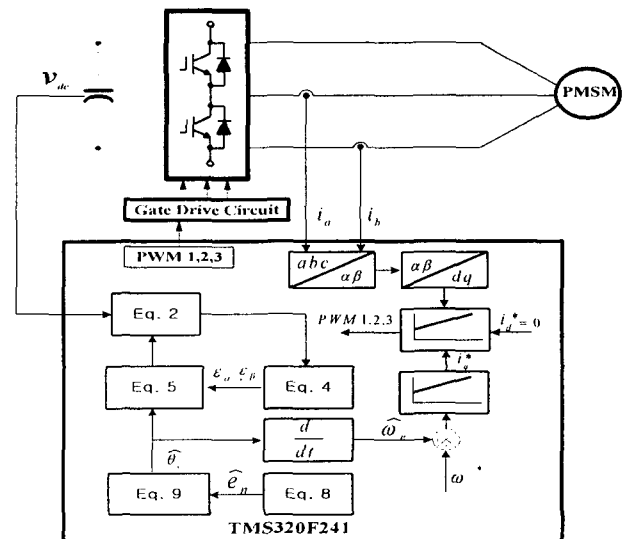
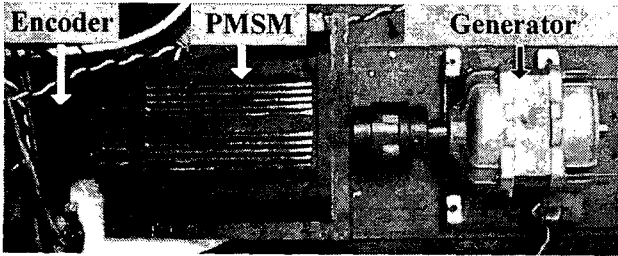
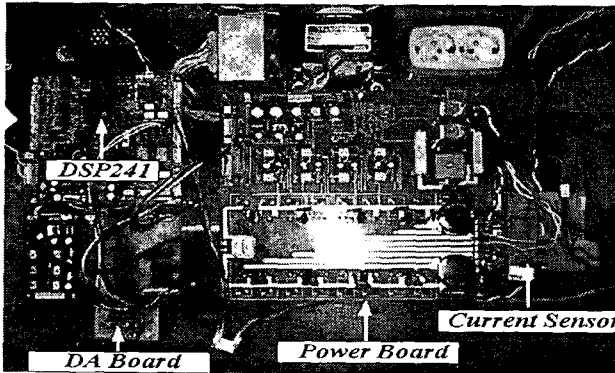


그림 2. 구동 시스템의 블록선도
Fig. 2. Block diagram of the drive system

그림 3(a)는 실험에 사용된 피실험 전동기와 부하인 발전기 사진을 나타내고 있고, 그림 3(b)는 제어 및 파워보드의 사진을 나타내고 있다. 제어기는 TMS320F241을 사용하여 제작하였으며 각 제어변수 값을 보기 위해 7 세그먼트 디스플레이와 12-bit 4 채널용 DA 컨버터인 AD644를 장착하였다. 제안된 방식의 타당성을 검증하기 위해 본 실험에서 사용된 PMSM의 사양은 표 1과 같다.



(a) 피실험 전동기



(b) 파워 및 제어보드
그림 3. 시스템 구성
Fig. 3. System set-up

표 1. 피실험 전동기의 설계 정수

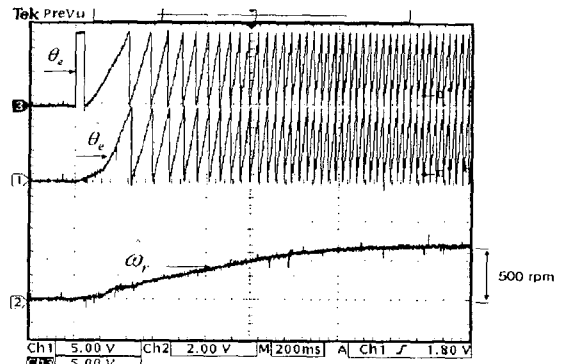
Table 1 Design parameters of the tested PMSM

극수	2 [poles]
권선저항	0.8 [Ω]
인덕턴스	0.92 [mH]
역기전력상수(K_E)	0.051 [rad/sec]
정격전압	70 [V]
정격상전류	6.5 [A]

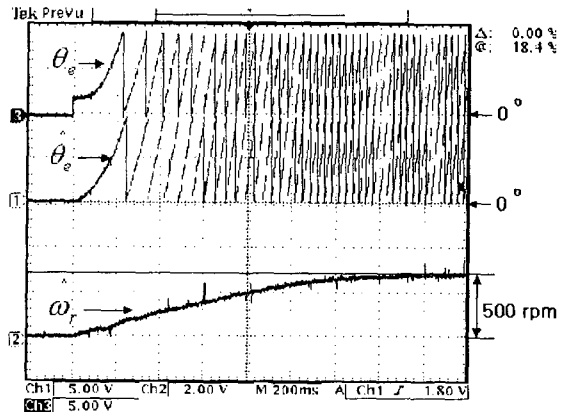
4. 실험 결과

그림 4는 제안된 방식으로 500 [rpm]의 속도 지령하에서 센서리스 제어를 행한 경우 기동시 추정 각도 및 실제각도 그리고 속도 응답을 나타내고 있다. 그림 4(a)는 초기 위치를 350°에 둔 경우이고, (b)는 초기 위치를 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 위치값을 영으로 보고 기동을 한다. 따라서 기동특성은 회전자의 초기위치에 따라 조금 다르게 나타나지만, 속도 응답은 양호하게 이루어짐을 확인할 수 있다.



(a) 초기 위치 350°인 경우



(b) 초기 위치 90°인 경우

그림 4. 기동시 속도 응답 및 위치추정 특성

Fig. 4. Actual, estimate position angle speed response at start-up

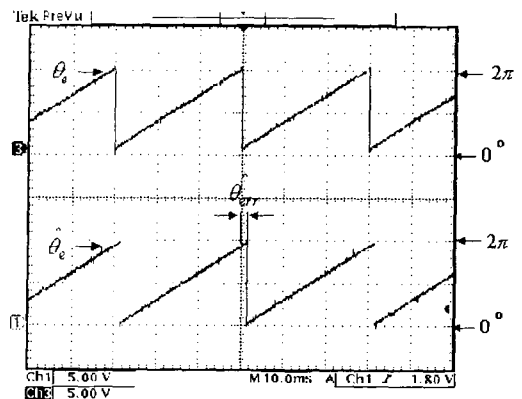


그림 5 정상 상태에서 실제각도와 추정각도
Fig. 5. Actual and estimated angle at steady state

그림 5는 제안된 알고리즘에 의해 센서리스 제어를 행하였을 경우 500 [rpm]에서 실제 회전자 위치 및 추정 회전자 위치를 나타내고 있다. 그림에서 보는바와 같이 회전자의 위치 추정오차는 약 9.6° 로 양호하게 이루어짐을 알 수 있었다. 실험 결과 고속이 되면 일치하는 것으로 나타났다.

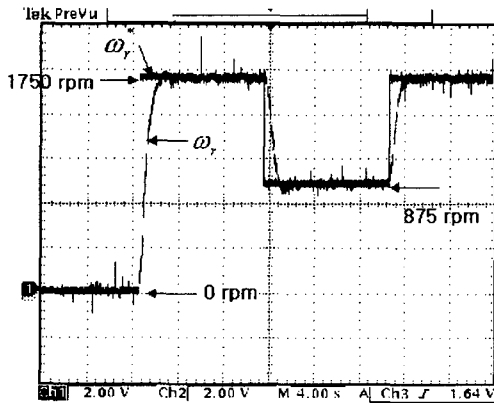


그림 6. 계단 속도응답 특성
Fig. 6 Step speed response
0[rpm]→1750[rpm]→875[rpm]

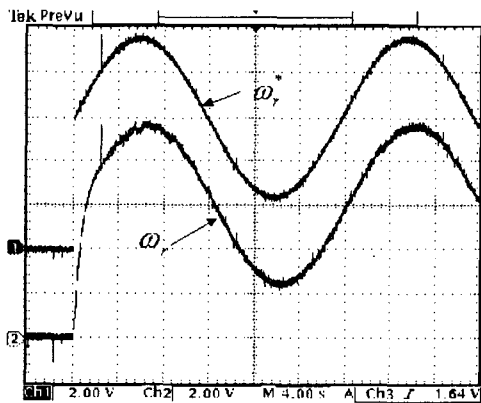


그림 7. 정현 속도응답 특성
Fig. 7 Sinusoidal speed response

그림 6과 7은 각각 계단 속도응답과 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 추정하여 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 파라미터 중에서 기동전 펄스를 인가하여 상전류를 검출함으로써 권선저항과 인덕턴스를 구할 경우, 모터의 특성이나 제조 메이커가 바뀌더라도 쉽게 바뀐 시스템에 본 센서리스 제어 기법을 접급할 수 있다. 본 제어알고리즘을 PMSM에 적용할 경우 제품의 성능향상은 물론 구조물의 간결성 때문에 생산성 향상과 내구성의 증가를 기대할 수 있다고 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation," IEEE Trans. Indust. Applicat., Vol. 20, No. 4, pp. 803-813, July/June 1984.
- [2] H. R. Bolton and R. A. Ashen, "Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless DC drive," Proc. of IEE, Vol. 131, Part B, No. 3, pp. 82-90, May 1984.
- [3] D. Hanselman, J. Y. Hung and M. Keshura, "Torque ripple analysis in brushless permanent magnet motor drive," Proc. ICEM 92, Manchester, UK, pp.823-827, Sept. 1992.
- [4] H. Le-Huy, R. Perret and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive," IEEE Trans. Indust. Applicat., Vol. 22, No. 4, pp. 748-755, July/Aug. 1986.
- [5] J. Y. Hung and Z. Ding, "Minimization of torque ripple in permanent magnet motors," Proc. 18th IEEE Industrial Electronics Conf., San Diego, CA, pp.459-463, Nov. 1992.
- [6] D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 41, No. 3, pp. 292-300, June. 1994.