

고정자 자속 추정과 PLL을 이용한 동기모터의 센서리스 속도 제어

김민호* · 양 오†

*청주대학교 전자공학과, †청주대학교 반도체공학과

Sensorless Speed Control of PMSM using Stator Flux Estimation and PLL

Min Ho Kim* and Oh Yang†

*Electronics Engineering of CheongJu University

†Semiconductor Engineering of CheongJu University

Abstract

This paper presents the sensorless position control of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) using stator flux estimation and Phase Lock Loop (PLL). The field current and the torque current are required in order to perform the vector control of the PMSM. At this time, it is necessary for the torque to know the exact position of the magnetic flux generated by the permanent magnet, because the torque must be applied torque current in the direction orthogonal to the permanent magnet. In general the speed of the PMSM is controlled by using a magnetic position sensor. However, this paper, we estimates the stator flux by using the PLL method without the magnetic position sensor. This method is simple and easy, in addition it has the advantage of a stable estimation of the rotor. Finally the proposed algorithm was confirmed by experimental results and showed the good performance.

Key Words : PMSM, Sensorless, PLL, Speed control, flux estimation

1. 서 론

최근 들어 영구자석 동기 모터(PMSM)는 높은 효율, 체적 대비 큰 토크 성능 그리고 안정성을 갖추고 있어 관심이 증대되고 있으며 이에 대한 많은 연구가 진행되고 있다[1]. PMSM은 고효율의 고속 제어를 위한 벡터제어를 사용한다. 이 때, 전류센서를 통해 전류의 크기를 피드백 받아야 하는데 매입된 영구 자석에서 역기전력이 발생하여 전류에 간섭을 일으켜 정상적인 전류의 값을 받을 수 없다. 따라서, PMSM을 벡터 제어로 구동하기 위해서는 계자분 전류와 토크분 전류로 나누어서 각각 제어를 해주어야 한다. 이때, 토크는 영구자석과 직교하는 방향으로 토크분 전류를 인가해주어야 하기 때문에 영구자석에 의해 발생하는 자속의 정확한 위치를 알아야 한다.

정확한 위치 정보를 얻기 위해서는 회전자의 전자식

위치검출기를 부착하여야 한다. 그러나 위치 검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 그 가격이 매우 고가이기 때문에 전체 시스템의 가격을 크게 상승시킬 뿐만 아니라 별도의 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점이 있다. 또한 주위 환경의 영향을 많이 받고, 검출기를 전동기 축에 부착함으로써 전동기 크기의 증대 및 가공성 저하의 문제가 발생하게 되는 단점이 있다[2].

따라서 센서리스에 대한 연구는 필수적인 요인이 되고 있다. 센서리스를 하는 방식은 다양한 방식이 연구되고 있는데, 본 논문에서는 추정된 고정자 자속을 이용하여 위치제어를 하고자 한다. 이를 위해 고정자 자속을 추정 한 뒤, PLL방식을 사용하여 위치(Theta)의 값을 추정하는 이 방식은 방법이 매우 간단하고 쉬울 뿐만 아니라, 모터의 회전자의 추정이 매우 안정적인 장점이 있다. 본 논문에서 제안한 센서리스 PMSM 속도 제어 알고리즘은 3.0kW (4HP)의 6극 PM동기 전동기와 Freescale사의 MK60FX512VLQ15를 기반으로

†E-mail : ohyang@cju.ac.kr

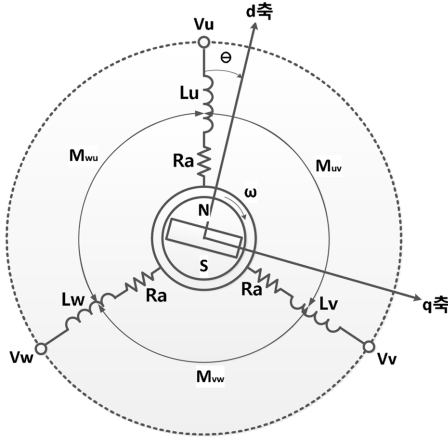


Fig. 2. Structure of PMSM.

iu, iv, iw는 U, V, W 상의 전기자 전류, $p = \frac{d}{dt}$ 로 미분 연산자, Ra는 전기자 권선저항을 의미한다. 그리고 3상 좌표계로부터 d, q좌표계로 변환하는 변환행렬은 식 (3)과 같다.

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

이 식 (3)을 이용하여 식 (2)의 기본 전압방정식을 전기자속도 ω 로 회전하는 d, q축 좌표계로 변환시킨 PMSM의 전압 방정식은 식 (4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_a \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)에서 $\omega \Psi_a = \frac{\sqrt{3}}{2} \Psi_f = \sqrt{3} \Psi_e$ 이고, Ψ_e 는 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속의 실효값, vd, vq는 전기자 전압의 d, q축 성분, id, iq는 전기자 전류의 dq축 성분, $L_d = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as})$ 로 d축 인덕턴스, $L_q = l_a + \frac{3}{2}(L_a - L_{as})$ 로 q축 인덕턴스를 의미 한다.

이제 식 (4)를 동기좌표로 변환하면 식 (5)와 같이 된다[3-4].

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta} &= R i_{\alpha\beta} + \frac{d\Psi_{\alpha\beta}}{dt} \\ \Psi_{\alpha\beta} &= L_{\alpha\beta}(\theta_r) i_{\alpha\beta} + \Psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r) \\ \Psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r) &= \Psi_M \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \sin\theta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5)$$

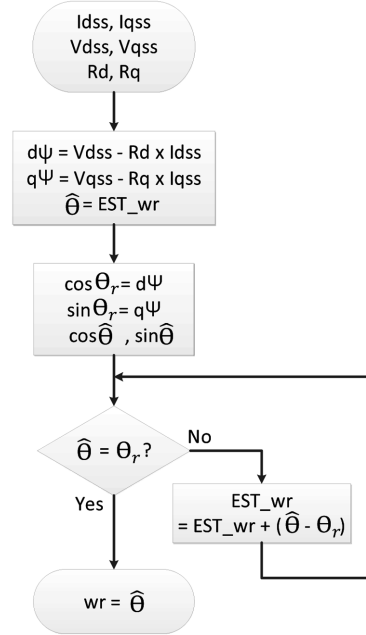


Fig. 3. Algorithm of PLL theta estimation.

식 (4)에서 $v_{\alpha\beta}$ 는 동기좌표계상의 전압, $i_{\alpha\beta}$ 는 동기 좌표계상의 전류, $L_{\alpha\beta}$ 는 인덕턴스이며, $\Psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r)$ 는 동기좌표계로 나타낸 쇄교자속이다.

즉, 동기좌표계의 쇄교자속 $\Psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r)$ 는 $\Psi_M \cos\theta_r$, $\Psi_M \sin\theta_r$ 로 나타낼 수 있는데, 이때 θ_r 가 모터가 이상적인 작동을 할 때의 회전자의 위치라고 판단할 수 있다. θ_r 가 이상적인 회전자의 위치 각일 때, $\hat{\theta}$ 를 추정 한 위치 각이라고 가정한다면, 삼각함수 공식에 의해 식 (6) 과 같이 표현 될 수 있다.

$$\sin\hat{\theta} \times \cos\theta_r - \cos\hat{\theta} \times \sin\theta_r = \sin(\hat{\theta} - \theta_r) \quad (6)$$

따라서 위치 각 추정이 이상적일 경우 $\hat{\theta}$ 과 θ_r 의 크기가 같다. 따라서, $\hat{\theta} - \theta_r = 0$ 이 되도록 $\hat{\theta}$ 를 추정한다. $\hat{\theta}$ 과 θ_r 의 차가 0이 아니라면, 오차를 검출하여, $\hat{\theta}$ 에 오차의 크기만큼 더하여 PLL형식으로 $\hat{\theta}$ 를 추정한다.

Fig. 3은 위치각을 PLL방식으로 추정하는 알고리즘에 대한 흐름도를 보여주고 있다. θ_r 와 $\hat{\theta}$ 를 비교하여 θ_r 와 $\hat{\theta}$ 가 같을 때까지 ω_r 에 θ_r 와 $\hat{\theta}$ 차를 더하여 최종적으로 θ_r 와 $\hat{\theta}$ 가 같아지면 그 때 $\hat{\theta}$ 을 위치각으로 사용하고 위치각 $\hat{\theta}$ 을 적분하여 추정 속도 $\hat{\omega}$ 를 추정 한다. $\hat{\theta}$ 는 Sensorless PMSM 구동의 회전자 위치가 되고 $\hat{\omega}$ 는 속도제어기의 속도추정 값으로 사용된다.

3. 실험 결과

3.1. 초기 구동

Fig. 4는 PMSM에 대한 Sensorless 속도제어 시스템을 구현하기 위한 전체 시스템 구성을 나타내고 있다. 이를 위해 Sensorless 속도제어 실험을 하기 위하여 DSP는 Freescale사의 MK60FX512VLQ (150 MHz)를 사용하였고, 모터는 3.0 Kw (4HP)의 6극 HIGEN PM 동기전동기를 사용하였으며, 인버터의 구동전원과 주요전원을 공급하기 위해 SMPS로 구성하였다. 모터의 사양은 Table 1과 같다.

고정자 자속을 추정하기 위해서는 모터의 3상 전류의 데이터 값이 필요하다. 따라서 초기에는 직입 구동을 통해 모터에서 필요한 데이터를 수집하고 수집한 데이터를 통해 추정된 고정자 자속으로 동기모터의 회전자 위치를 추적하여야 한다. Fig. 5는 초기 직입 구동으로 모터를 구동하다가 추정된 회전자 각으로 교체되는 초기 구동의 속도파형을 오실로스코프로 측정할 실험 결과이다. 초기 직입 구동시에는 전류가 많이 필요해서 전류의 크기가 모터가 회전하는 도중에 필요한

전류보다 크지만 안정적인 위치각의 교체를 위해서 전류의 크기를 필요한 전류의 크기로 줄여서 위치각을 교체하였다.

Fig. 5와 Fig. 6은 모터의 초기구동 시와 센서리스 제어 후 속도패턴 제어시의 목표 속도와 실제 속도와 위치 추정에 의한 추정속도, 그리고 Iq추 동기좌표 전류를 DAC로 출력하여 오실로스코프로 측정한 실험결과 파형이다.

Fig. 6은 설정된 속도 패턴에 실제 모터의 속도와 추정 속도가 정상적으로 따라가는 형태의 파형을 볼 수 있다. Table 2는 각 속도 별 속도의 최대 최소 오차를 비교하였는데, 고속으로 올라 갈 수록 모터의 센서리스 구동의 오차가 작아지는 현상을 보이고 있으며, 저속에서도 최대 오차 -5% ~ +3.6%안에서 안정적인 센서리스 구동을 하고 있음을 알 수 있다. 또한, Fig. 6에서는 속도의 증, 감에 따라 전류의 크기가 어떻게 변하는지도 관찰 할 수 있다.

즉, 목표 속도가 증가면 전류가 증가하여 모터의 속도를 증가시키고, 목표 속도가 감소하면 전류의 크기를 감소시켜 모터의 속도를 떨어트리며, 목표수치를 유지할 경우 그 속도에 맞는 전류의 크기를 유지함을 알 수 있다.

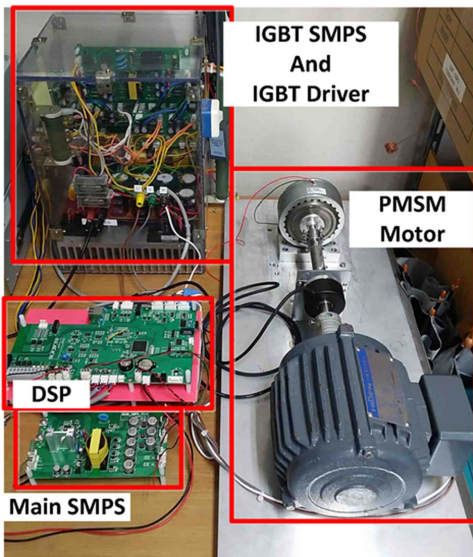


Fig. 4. Speed control system for sensorless PMSM.

Table 1. Specifications of PMSM

전압	212 V	극수	6 극
주파수	225 Hz	전류	10.1 A
효율	90 %	회전수	4500 RPM
정격출력	3kW(4HP)	보호방식	IP44

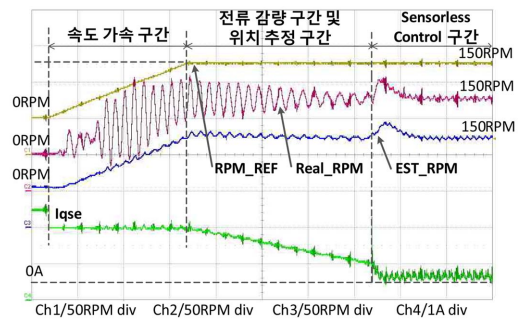


Fig. 5. Start-up Control for PMSM.

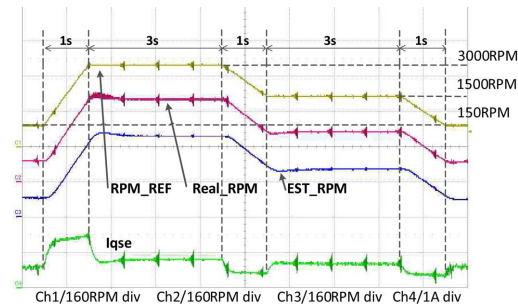


Fig. 6. Speed driving pattern for PMSM.

Table 2. Speed error for driving pattern to PMSM

RPM_ref (rpm)	EST_Max (rpm)	EST_Min (rpm)	Max_Err (%)	Min_Err (%)
500	518	475	3.6	-5.0
1000	1009	991	0.9	-0.9
1500	1508	1490	0.54	-0.7
2000	2005	1992	0.25	-0.4
2500	2502	2494	0.08	-0.2
3000	3001	2995	0.03	-0.2
3500	3501	3494	0.03	-0.2

Fig. 7은 2000 RPM에서 추정된 회전자 위치 즉, 추정된 위치 $\hat{\theta}$ 와 센서 타입으로 계측된 θ 의 오차를 측정하였다. 추정된 위치 $\hat{\theta}$ 와 θ 는 206.5 us의 오차를 가지고 있으며, 이때, 전류의 파형은 Fig. 8 과 같다.

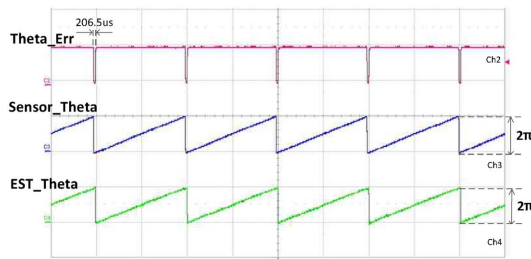
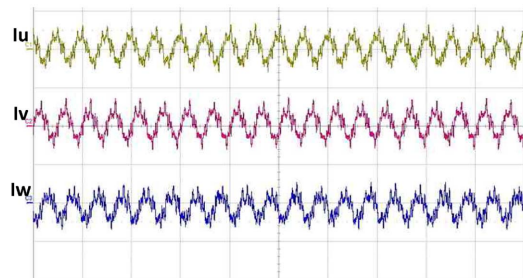
**Fig. 7.** Error for EST Theta and Sensor Theta.**Fig. 8.** Three phase current of PMSM.

Fig. 8의 3상 전류인 I_u , I_v , I_w 상은 각각 120° 의 위상을 유지하며 속도의 증가나 부하의 영향으로 q제어에 따라서 전류의 크기가 증가되거나 감소된 실험결과이다. 이 실험을 통해 전류의 크기의 가변으로 정확한 속도 제어를 할 수 있음을 확인 하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 위상고정루프(PLL)을 이용하여 센서가 없는 영구자석 동기모터의 속도 제어를 구현하였다. 이를 위해 본 논문의 제어 알고리즘에서는 3상 전류 정보에 따른 V_{dse} , V_{qse} 의 정보를 가지고 고정자 자속을 추정하며, 추정된 고정 자속을 통해 간접적으로 회전자 위치를 추정하여 위치 검출기 없이 모터를 구동하는 방법을 제안하였다. 이 실험을 통해 PMSM이 Sensorless로 3500 RPM까지 PMSM의 위치추정을 하면서 정확히 속도제어가 이루어짐을 확인할 수 있었다. 속도 오차는 1000 RPM이하의 저속에서는 1% 이상의 속도 오차가 있었으나 1000 RPM이상의 고속에서는 1% 미만의 속도 오차를 가졌으며 2000 RPM 이상의 고속에서는 -0.4% 에서 $+0.25\%$ 의 적은 오차를 가지며 우수한 속도제어가 가능함을 확인하였다. 본 논문에서 제시한 방법은 복잡한 PMSM의 Sensorless 속도 제어를 PLL이라는 간단한 방법을 통해 산업용 구동 시스템에 적용 가능함을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2014년도 청주대학교 연구장학 지원에 의한 것임.

참고문헌

1. D.-C. Lim, D.-M. Lee, "A Novel Parameter Estimation Algorithm for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors", Transactions of the KIPE, Vol. 18. No 3. pp. 289-295, June 2013.
2. W.-T. Joung, H.-S. Kang, Y.-S. Kim, "Sensorless Control for a Interior Permanent Magnet Synchronous Motor base on an Instantaneous Reactive Power", KIEE Summer Conference, 2005. 07.18~20. pp.1447.
3. M. J. Corley, Robert D. Lorenz, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds", IEEE transaction on industry application, vol.34, NO 4, 1998.
4. M. Tursini, R. Petrella, F. Parasiliti, "Sensorless Control of an IPM Synchronous Motor for City-Scooter Applications", IEEE 2003.
5. I. D. Kim, "Analysis and Modeling of Two-Phase Boost DC-DC Converter", KIEE, The Transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers 46(9),

- pp. 1356-1364, 1997.9.
6. I. H. Kim, K. J. Jung, Y. I. Son, "Design of controller for DC/DC boost converter using PI observer", KIEE, Electrical Machinery & Energy Conversion System Society Annual Conference, pp. 1650-1651, 2009.7.
 7. J. M. Lee, K. D. Lee, D. C. Lee "Anti-Windup of PI Controller for DC Motor Drives", KIEE, KIEE Summer Conference pp. 498-500, 1996.7.
 8. W. I. Youn, J. W. Choi, H. K. Kim, "A New Anti-windup Strategy for PI Speed Controllers", KIEE, Electrical Machinery & Energy Conversion System Society Annual Spring Conference, pp 140-142, 2005.4.
 9. ERA, "Design Master of Power Circuit – Rectifier Circuit to Switching Regulator", pp. 4-68, 2008. 8.
-
- 접수일: 2015년 6월 1일, 심사일: 2015년 6월 12일,
게재확정일: 2015년 6월 22일