

극성 판별이 가능한 최소 제곱법 기반의 IPMSM 회전자 초기 위치 추정

김건영¹, 박영수¹, 이교범[†]

Initial Rotor Position Estimation of an IPMSM Based on Least Squares Approximation with a Polarity Identification

Keon Young Kim¹, Yeongsu Bak¹, and Kyo-Beum Lee[†]

Abstract

An initial rotor position estimation method is proposed in this study for an interior permanent-magnet synchronous motor without a resolver or an absolute encoder. This method uses least squares approximation to estimate the initial rotor position. The magnetic polarity is identified by injection of short pulses. The proposed estimation process is robust because it does not require complex signal processing that depends on the performance of a digital filter. In addition, it can be applied to various servo systems because it does not require additional hardware. Experimental results validate the effectiveness of the proposed method using a standard industrial servomotor with interior-permanent magnets.

Key words: Initial rotor position estimation, IPMSM(Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor), Least squares approximation, Short pulses injection

1. 서 론

매입형 영구자석 동기 전동기(Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor, IPMSM)는 고속 운전에 적합하며 높은 출력 밀도와 효율을 갖는 전동기로서 다양한 산업에서 폭넓게 사용되고 있다^[1]. IPMSM의 초기 구동 및 정확한 벡터제어를 위해서는 회전자의 초기 위치와 회전 위치 정보가 요구된다. 정확한 회전자의 위치 정보를 얻지 못할 경우에는 초기 구동에 실패하거나, 토크 응답성을 악화시킬 수 있다. 일반적으로 회전자의 위치 정보는 구조가 간단하고 비용이 저렴한 증분형 엔코더를 통해 얻는다. 그러나 증분형 엔코더는 회전자 위치의 변동분만을 출력하므로 회전자의 초기 위치 정보를 얻기 어렵다^[2]. 근래에는 측정된 전압과 전류를 이용하여 초기 위치를 추정하는 연구가 활발히 진행되고 있다.

IPMSM의 회전자 초기 위치를 추정하기 위한 많은 알고리즘들은 IPMSM의 돌극성에 의해 고정자 인덕턴스가 회전자 위치의 함수로 나타나는 특성을 이용한다^[3]. 이러한 특성을 이용한 회전자의 초기 위치 추정 방법 가운데 추정 좌표계상에서 맥동하는 고주파를 주입하는 방법과 정지 좌표계상에서 고주파를 인가하는 방법은 다수의 디지털 필터를 포함한 복잡한 신호처리를 요구한다^[4]. 또한 영상분 전압을 주입하는 방법은 추가적인 하드웨어가 필요하다^[5].

$d-q$ 축 고정자 인덕턴스가 일정한 선형화 모델을 이용한 고주파 주입 방법으로는 회전자 영구자석의 N극과 S극의 위치 정보를 얻을 수 없다. 고정자 인덕턴스는 회전자 위치의 2배 주파수로 변동하므로, 고정자 인덕턴스 변화를 통해 회전자 극성을 구분할 수 없기 때문이다. 회전자의 극성을 판별하기 위해 인덕턴스의 포화현상을 이용하는 방법이 널리 사용되며, 이를 활용하기 위한 여러 기법들이 제안되었다^[6]. 순간적인 신호를 주입하거나^[4], 포화현상 때문에 발생하는 2차 고조파를 해석하여 회전자의 극성을 판별할 수 있다^[7].

본 논문에서는 정지 좌표계상에서 고주파 전압을 주입하고, 측정된 고주파 전류를 최소 제곱법을 통해 해석하여 회전자의 초기 위치를 추정하는 방법을 제안한다.

Paper number: TKPE-2018-23-1-10

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kyl@ajou.ac.kr

Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University

Tel: +82-31-219-2376 Fax: +82-31-212-9531

¹ Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University
Manuscript received Nov. 29, 2017; revised Dec. 11, 2017;
accepted Dec. 28, 2017

고주파 주입만으로 알기 어려운 회전자의 극성은 동기 좌표계상에서 짧은 펄스를 인가하여 판별할 수 있다. 제안하는 최소 제곱법을 통한 전류 해석 방법은 디지털 필터의 성능에 좌우되는 복잡한 신호처리를 사용하지 않으므로 강인한 특성을 갖는다. 또한 추가적인 하드웨어가 필요하지 않으므로 다양한 서보 시스템에 적용할 수 있다. 제안된 방법의 유효성 및 우수성은 11 kW급 IPMSM를 이용한 실험을 통해 검증하였다.

2. 고주파 주입을 위한 IPMSM 모델링

IPMSM의 α - β 축 고정자 전압 v_α, v_β 의 방정식은 정지 좌표계상에서 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a - L_b \cos 2\theta & -L_b \sin 2\theta \\ -L_b \sin 2\theta & L_a + L_b \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_r \phi_f \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$$L_a = \frac{L_q + L_d}{2}, \quad L_b = \frac{L_q - L_d}{2}$$

이며, i_α, i_β 는 α - β 축 고정자 전류, L_d, L_q 는 d - q 축 고정자 인덕턴스, R_s 는 고정자 저항, p 는 미분 연산자, ϕ_f 는 영구자석의 쇠교자속, θ 는 회전자 위치, ω_r 은 회전자의 각속도를 의미한다.

식 (1)을 α - β 축에서 d - q 축으로 변환하여 동기 좌표계상에서 전압 방정식을 나타내면 식 (2)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix}. \quad (2)$$

고주파 전압 주입 시에 회전자는 관성에 의해 회전하지 않는다고 가정할 수 있으므로 식 (1)은 식 (3)과 같이 역기전력 성분 $\omega_r \phi_f [-\sin \theta, \cos \theta]^T$ 을 무시하고 간단히 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_a - L_b \cos 2\theta & -L_b \sin 2\theta \\ -L_b \sin 2\theta & L_a + L_b \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

고주파 입력 전압은 전동기의 운전 주파수보다 높은 주파수를 가지므로 대부분의 전압 강하는 인덕턴스에서 발생한다. 따라서 고정자 저항으로 인한 전압 강하를 나타내는 항 $R_s [i_\alpha, i_\beta]^T$ 을 무시할 수 있고, 식 (3)의 전압 방정식은 식 (4)와 같이 간략하게 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} L_a - L_b \cos 2\theta & -L_b \sin 2\theta \\ -L_b \sin 2\theta & L_a + L_b \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

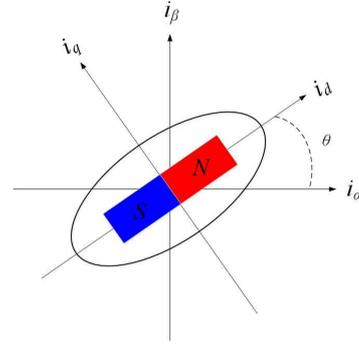


Fig. 1. Trajectory of HF current.

회전자의 초기 위치 추정을 위해 전동기에 인가하는 α - β 축 고주파 전압 $v_{\alpha i}, v_{\beta i}$ 은 식 (5)와 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha i} \\ v_{\beta i} \end{bmatrix} = v_{mag} \begin{bmatrix} \cos \omega_i t \\ \sin \omega_i t \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, v_{mag} 는 고주파 전압의 크기, ω_i 는 입력 주파수를 의미한다. 고주파 전압을 인가한 경우의 α - β 축 고주파 전류 $i_{\alpha i}, i_{\beta i}$ 는 식 (6)과 같으며, 식 (5)를 식 (4)에 대입하여 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_a^2 - L_b^2} \begin{bmatrix} L_a + L_b \cos 2\theta & L_b \sin 2\theta \\ L_b \sin 2\theta & L_a - L_b \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int v_{\alpha i} \\ \int v_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (6)$$

그림 1은 고주파 전압을 인가하여 얻어진 고주파 전류의 궤적을 α - β 축 고정자 전류를 축으로 하는 좌표 평면에서 나타낸 것이다. 그림 1과 같은 전류 궤적을 나타내도록 식 (6)을 타원의 방정식 형태로 정리하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} A i_{\alpha i}^2 + B i_{\alpha i} i_{\beta i} + C i_{\beta i}^2 &= 1 \\ A &= \frac{\cos^2 \theta}{a^2} + \frac{\sin^2 \theta}{b^2}, \\ B &= 2 \cos \theta \sin \theta \left(\frac{1}{a^2} - \frac{1}{b^2} \right), \\ C &= \frac{\sin^2 \theta}{a^2} + \frac{\cos^2 \theta}{b^2} \left(a = \frac{v_{mag}}{\omega_i L_d}, b = \frac{v_{mag}}{\omega_i L_q} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

3. 제안하는 초기 위치 추정 방법

3.1 최소 제곱법을 사용한 초기 위치 추정

최소 제곱법은 모델로부터 얻은 추정 데이터와 실제 측정된 데이터 간의 오차가 최소가 되도록 모델의 파라미터를 결정하는 방법이다. IPMSM에 고주파 전압을 인가한 경우, 식 (7)과 같이 모델이 주어지므로 최소 제곱법을 통해 파라미터 A, B 그리고 C 를 도출하면 회전자의 초기 위치를 추정할 수 있다.

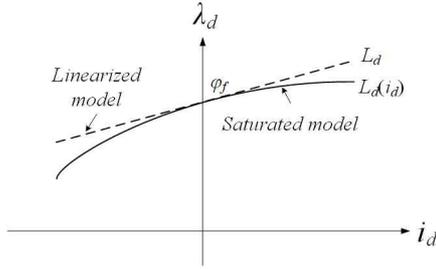


Fig. 2. Flux linkage versus stator current.

최소 제곱법을 사용하기 위해 식 (7)을 식 (8)과 같이 변형한다.

$$i_{\alpha i} i_{\beta i} = \frac{1}{B} - \frac{A}{B} i_{\alpha i}^2 - \frac{C}{B} i_{\beta i}^2. \quad (8)$$

파라미터 A, B 그리고 C 와 측정된 데이터 $i_{\alpha i}, i_{\beta i}$ 를 식 (9)와 같이 치환한다.

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{1}{B}, r_2 = -\frac{A}{B}, r_3 = -\frac{C}{B} \\ m_1 &= 1, m_2 = i_{\alpha i}^2, m_3 = i_{\beta i}^2, m_4 = i_{\alpha i} i_{\beta i} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (8)에서 최소 제곱법을 사용하면 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} \sum m_4 m_1 &= r_1 \sum m_1^2 + r_2 \sum m_1 m_2 + r_3 \sum m_1 m_3 \\ \sum m_4 m_2 &= r_1 \sum m_1 m_2 + r_2 \sum m_2^2 + r_3 \sum m_2 m_3 \\ \sum m_4 m_3 &= r_1 \sum m_1 m_3 + r_2 \sum m_2 m_3 + r_3 \sum m_3^2 \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, m_1, m_2, m_3 그리고 m_4 는 설정한 샘플링 수 만큼 누적시켜 식 (10)에 적용된다. 위 연립 방정식의 해를 구하면 파라미터 A, B 그리고 C 를 결정할 수 있다.

고주파 전류 궤적을 나타내는 식 (7)을 이용하여 파라미터 A, B 그리고 C 와 회전자의 초기 위치 θ_{est} 와의 관계식을 유도하면 식 (11)과 같다.

$$\theta_{est} = \arctan\left(\frac{B}{D - A + C}\right) \quad (11)$$

여기서, $D = \sqrt{A^2 + B^2 + C^2 - 2AC}$ 이다. 이를 통해 회전자의 초기 위치 θ_{est} 를 추정할 수 있다.

3.2 인덕턴스의 포화현상을 이용한 회전자의 극성 판별

그림 2는 IPMSM의 고정자 전류에 따른 쇄교자속을 나타낸다. 실제 전동기에서는 인덕턴스의 포화현상이 발생하기 때문에 d-축 전류가 양으로 증가하면, 철심의 포화에 의해 인덕턴스 크기가 감소한다. 반대로 음으로 전류가 증가하면, 인덕턴스 크기는 증가한다. 이 현상을 이용하여 회전자의 극성을 판별할 수 있다.

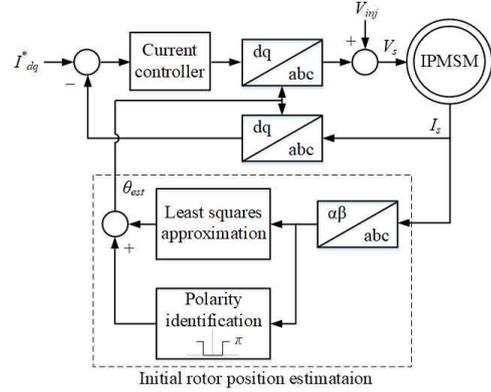


Fig. 3. Overall control block diagram.

TABLE I
EXPERIMENT PARAMETER OF 11 kW IPMSM

Parameter	Value
Rated current	20.7 [A _{rms}]
Number of pole	6
Stator resistance	0.349 [Ω]
Stator d-axis inductance	13.17 [mH]
Stator q-axis inductance	15.6 [mH]
Rotor magnet flux linkage	481.5 [mV·s]

회전자의 극성을 판별하기 위해 양의 전류와 음의 전류를 생성해 인덕턴스의 포화현상을 이끌어 내야한다. 이를 위해 최소 제곱법을 통해 추정된 회전자의 초기 위치와 이 위치와 전기각으로 π 만큼의 떨어진 위치의 전압 벡터를 각각 인가한다. 크기가 동일한 두 전압 벡터를 인가한다면, 인덕턴스가 작을 때 측정되는 전류의 크기는 인덕턴스가 클 때 측정되는 전류보다 크다. 즉, 회전자 영구자석의 N극 방향과 일치하는 전압 벡터를 인가하는 경우에는 양의 전류가 도통하여 인덕턴스 크기가 작아지며, 전류의 크기는 커진다. 이와 같이 두 전압 벡터를 인가하고 전류의 크기를 측정하여 비교하는 방법을 통해, 회전자의 극성을 판별할 수 있다.

4. 실험

제안하는 회전자 초기 위치 추정 방법의 유효성 및 우수성을 검증하기 위해 11 kW급 IPMSM을 이용한 실험을 진행하였다. 전체 제어 블록도는 그림 3과 같으며, 사용된 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다. 주입된 고주파 전압의 크기는 100 [V], 입력 주파수는 250 [Hz]로 인가하였고, 극성 판별을 위한 전압 벡터의 크기는 70 [V]로 1 [ms]간 인가하였다. 최소 제곱법을 위해 사용된 전류의 샘플링 개수는 100개 이다.

그림 4의 (a), (b)는 각각 회전자의 위치가 1 사분면과 3 사분면에 위치할 경우, 회전자의 초기 위치 추정 결과를 나타낸다. 고주파 전류 궤적은 모델링을 통해 얻은 결과와 같이 타원을 이루며, 최소 제곱법을 이용해 타원

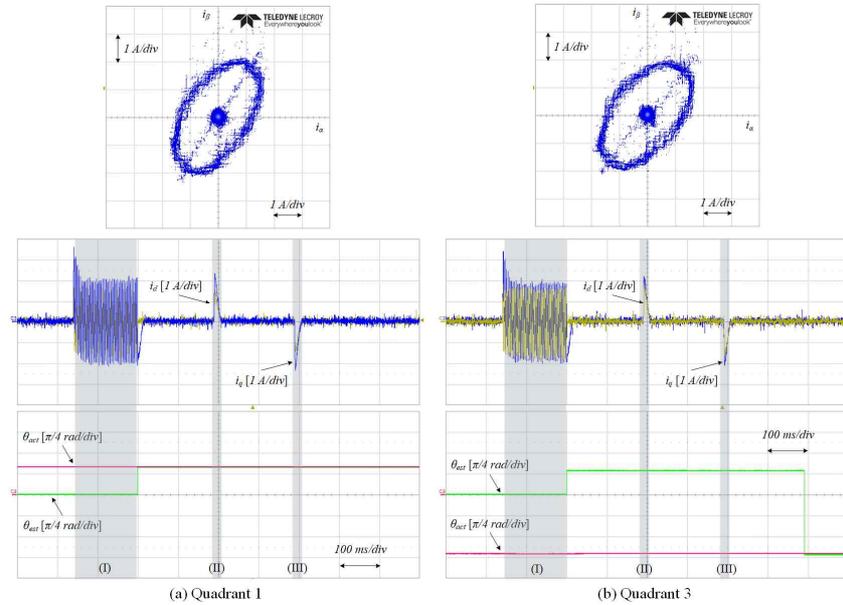


Fig. 4. Experimental results of the estimation process.

을 분석하여 회전자 위치를 알아낸다. (I) 구간에서는 고 주파를 주입하고 최소 제곱법을 이용하여 회전자의 초기 위치를 추정한다. 그림 4(b)의 경우, (I) 단계만으로는 고정자 인덕턴스의 주기성에 의해 회전자의 초기 위치를 정확히 추정하지 못한다. 이후 (II) 구간에서는 최소 제곱법을 통해 추정한 회전자의 초기 위치와 일치되는 전압 벡터를, (III) 구간에서는 이와 π 만큼 차이나는 전압 벡터를 인가하고 전류의 크기를 측정하고 비교한다. 모든 추정 과정이 끝나면 추정된 회전자의 초기 위치 θ_{est} 는 엔코더를 통해 얻은 실제 회전자의 초기 위치 θ_{act} 와 일치한다. 즉, 제안된 방법을 통해 회전자의 위치를 정확히 추정할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 최소 제곱법 기반의 회전자 초기 위치 추정 방법과 짧은 펄스의 주입을 이용한 극성 판별 기법을 제안하였다. 제안된 추정 방법은 추가적인 하드웨어가 필요없어 다양한 전동기 시스템에 적용이 간편하다. 또한, 최소 제곱법을 통한 회전자의 초기 위치 추정 방법은 디지털 필터의 성능에 민감한 고도의 신호처리를 요구하지 않으므로 강한 특성을 갖는다. 제안된 방법의 유효성 및 우수성은 산업계에서 널리 활용되는 11 kW급 IPMSM을 이용한 실험을 통해 검증하였다.

본 연구는 2017년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (No. 20172020108970)

References

- [1] J. S. Lee, T. M. Yoon, and K. B. Lee, "Bearing fault detection of IPMSMs using zoom FFT," *J. Electr. Eng. Technol.*, Vol. 11, No. 5, pp. 1235 - 1241, Sep. 2016.
- [2] Y. K. Kang, H. G. Jeong, K. B. Lee, D. C. Lee, and J. M. Kim, "Simple estimation for initial rotor position and inductances for effective MTPA-operation in wind-power systems using an IPMSM," *J. Power Electron.*, Vol. 10, No. 4, pp. 396 - 404, Jul. 2010.
- [3] R. Antonello, F. Tinazzi, and M. Zigliotto, "Benefits of direct phase voltage measurement in the rotor initial position detection for permanent-magnet motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 11, pp. 6719 - 6726, Nov. 2015.
- [4] J. Holtz, "Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of PM synchronous machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 44, No. 4, pp. 1172 - 1180, Jul./Aug. 2008.
- [5] P. Xu and Z. Q. Zhu, "Initial rotor position estimation using zero-sequence carrier voltage for permanent-magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 64, No. 1, pp. 149 - 158, Jan. 2017.
- [6] T. Aihara, A. Toba, T. Yanase, A. Mashimo, and K. Endo, "Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 14, No. 1, pp. 202 - 208, Jan. 1999.
- [7] Y. S. Jeong, R. D. Lorenz, T. M. Jahns, and S. K. Sul, "Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 1, pp. 38 - 45, Jan./Feb. 2005.