

자속추정기를 사용한 IPM Sensorless 제어방법

김광민, 김선자, 김정하
LS산전

Sensorless Control of IPM with flux estimator

Kwang Min. Kim, Sun Ja. Kim, Jeong Ha. Kim
LS Industrial System

ABSTRACT

본 논문은 매입자석형 동기전동기 (Interior Permanent Magnet Motor, 이하 IPM)의 Sensorless 제어에 관한 것이다. IPM에서 벡터제어를 수행하기 위해서는 계자분 전류와 토크분 전류로 나누어서 제어를 해줘야 한다. 이때, 토크는 영구자석과 직교하는 방향으로 토크분 전류를 인가해줘야 하기 때문에, 영구자속에 의해 발생하는 자속의 정확한 위치를 알아야 하고, 그로 인하여 엔코더 등의 자극위치센서를 사용해야 한다. 따라서, IPM은 일반적으로 Sensored제어를 하게 된다. 그러나, 고가의 장치인 엔코더 등의 자극위치센서를 사용하지 않고 적절한 제어를 수행해주기 위하여 여러 sensorless 기법들이 개발되어 발전되었다. 본 논문에서는 자속추정기를 이용하여 자속을 추정하고, 이를 이용하여 모터의 회전속도 및 회전각을 추정함으로써 Sensorless제어가 가능하였다. 본 제어 알고리즘은 자사 벡터 제어 인버터인 iV5를 통해 실험하여 확인하였다.

1. IPM 제어법

IPM은 회전자에 영구자석을 포함하고 있는 영구자석형 전동기이다. 이로 인하여 돌극성을 갖고 있어 마그넷 토크외에 릴럭턴스 토크도 사용이 가능하다는 것이 IPM의 최대의 장점이다. 회전자의 계자자속으로 영구자석을 이용하기 때문에 계자전류를 사용하지도 않는다. 따라서 전체적인 시스템에서의 높은 효율을 장점으로 갖는다. 아울러, 출력밀도가 높아서 크기를 작게 할 수 있는 점, 넓은 운전 영역 등의 장점으로 인하여 전기자동차 및 HEV(Hybrid Electrical Vehicle) 등에 그 연구가 활발하게 진행되고 있다.

영구자석의 N극을 d축, 그와 전기적으로 90도 뒤지는 축을 q축으로 정의하면, d축은 자속축이 되며, q축은 토크축이 된다. 따라서, 벡터제어를 위하여 고정자에서 전류를 자속분 전류와 토크분 전류로 나누어 인가 할 수 있다. 토크는 영구자석과 직교하는 방향으로 즉, q축으로 토크분 전류를 인가해줘야 하기 때문에, 자극의 위치파악이 필요하게 된다. 즉, 벡터제어를 위하여 자속의 위치를 파악해야 하고, 그로 인하여 엔코더 등의 자극위치센서를 사용해야만 한다.

본 논문에서는 이와 같은 자극위치센서를 사용하지 않고, 전압과 전류를 이용하여 자속을 추정하고 이를 이용하여, 센서리스 제어 알고리즘을 구현하였다.

2. Sensorless 제어법

2.1 IPM의 구조

일반적으로 IPM의 구조는 다음과 같다^[1].

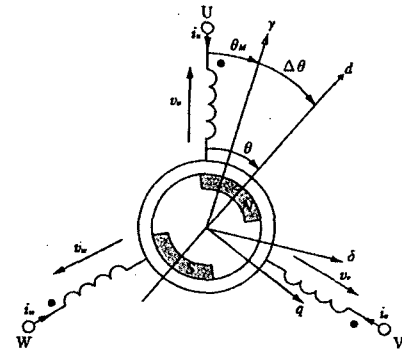


그림 1 IPM 모터의 개략도
Fig. 1 A simple figure of IPM

따라서, 전압방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\psi_a \end{bmatrix} \quad (1)$$

이때, V_d, V_q 는 dq축 전압, i_d, i_q 는 dq축 전류, R_a 는 고정자저항, ω 는 회전속도, L_d, L_q 는 dq축 인덕턴스, ψ_a 는 쇠교자속, p 는 미분연산자를 나타낸다.

2.2 Sensorless 제어

Sensorless Controller은 다음과 같은 방법으로 수행되어진다. 먼저, (1)식으로부터 다음 식들을 유도할 수 있다.^{[2][3]}

$$v_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + \frac{d\psi_{\alpha\beta}}{dt} \quad (2)$$

$$\psi_{\alpha\beta} = L_{\alpha\beta}(\theta_r) i_{\alpha\beta} + \psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r) \quad (3)$$

$$\psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r) = \psi_M \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$v_{\alpha\beta}, i_{\alpha\beta}, L_{\alpha\beta}$ 는 각각 동기좌표계상의 전압, 전류, 인덕턴스이고, $\psi_{M,\alpha\beta}(\theta_r)$ 는 동기좌표계로 나타낸 쇠교자속이다. 이때, 정지좌표계상의 쇠교자속값을 Flux Current Model에 대입하여 기준쇠교자속을 구한다.

$$\begin{bmatrix} \psi_{ref,d} \\ \psi_{ref,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

이 기준자속값과 전압, 전류를 인가하여 Flux Voltage Model((2)~(4)식)에서 만들어준 실제 발생하는 Flux를 비교하여, 그 차가 0이 되도록 PI제어를 해준다.

이것을 closed loop제어를 해주게 되면 자속추정기를 구성하여 자속을 추정할 수 있게 된다. 이와 같은 방법으로 추정한 자속을 이용하여 회전각을 구할 수 있게 된다.

구하려고 하는 회전각을 $\hat{\theta}$ 로 표현하면,

$$\cos\hat{\theta} = \frac{\psi_d}{\psi_M} \quad \sin\hat{\theta} = \frac{\psi_q}{\psi_M} \quad (6)$$

으로 표현할 수 있고, 실제각과 추정각은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sin(\theta - \hat{\theta}) = \sin\theta\cos\hat{\theta} - \cos\theta\sin\hat{\theta} \quad (7)$$

이때, 실제각과 추정각과의 오차가 작다면, 다음과 같이 식을 표현할 수 있다.

$$\theta - \hat{\theta} = \Delta\theta = \sin\theta\cos\hat{\theta} - \cos\theta\sin\hat{\theta} \quad (8)$$

이것을 정리하면,

$$\hat{\theta} = \int \sin\theta\cos\hat{\theta} - \cos\theta\sin\hat{\theta} \quad (9)$$

가 된다.

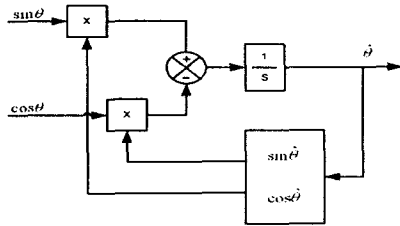


그림 2 회전각 추정

Fig. 2 Detection of rotating angle

이와 같은 방법으로 구한 회전각과 실제회전각과의 오차를 줄이는 방향으로 PI제어를 해주게 되면 회전각을 추정할 수 있게 된다.

위의 과정을 블록도로 표현하면 다음과 같다.

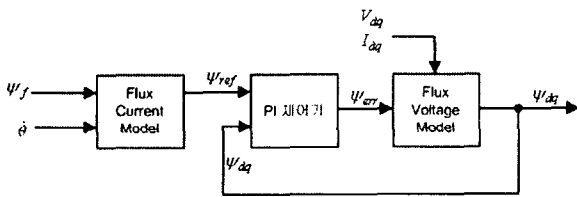


그림 3 자속추정기

Fig. 3 Flux Observer

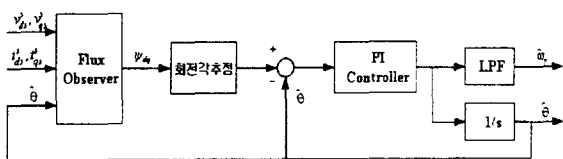


그림 4 Sensorless 제어 블록도

Fig. 4 Algorithm of Sensorless Control

2.2.1 dq축 인덕턴스^[4]

Sensorless 제어는 L_d , L_q 및 영구자석의 쇄교자속 등을 정

확히 알고 있는 경우에 그 제어도가 높아지게 된다. 반대로 모터상수를 알고 있지 못한 경우 극단적으로 제어가 불가능하게 될 수도 있다. 따라서 본 논문에서는 L_d , L_q 의 값을 알 수 없는 경우를 대비해 L_d , L_q 를 추정하는 알고리즘을 포함하였다.

(1)식으로부터 다음과 같은 방정식을 유도할 수 있다.

$$i_d(k+1) - i_d(k) = -\frac{T_s}{L_d} (V_{d-ref}(k) - R i_d(k)) \quad (10)$$

$$i_q(k+1) - i_q(k) = -\frac{T_s}{L_q} (V_{q-ref}(k) - R i_q(k)) \quad (11)$$

이 식으로부터 최소자승법을 이용하여 다음과 같이 L_d , L_q 를 구할 수 있다.

$$Y(k) = \Theta^T Z(k) \quad (12)$$

$$\Theta(k) = \Theta(k-1) +$$

$$\frac{P(k-1)Z(k)}{\lambda + Z^T(k)P(k-1)Z(k)} (Y(k) - Z^T(k)\Theta(k-1)) \quad (13)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} \left(P(k-1) - \frac{P(k-1)Z(k)Z^T(k)P(k-1)}{\lambda + Z^T(k)P(k-1)Z(k)} \right) \quad (14)$$

$Y(k)$ 는 출력신호, $Z(k)$ 는 vector 신호, $\Theta(k)$ 는 parameter vector, $P(k)$ 는 행렬계인, λ 는 망각계인을 나타낸다.

이때, L_d 를 구하기 위하여 다음과 같이 식을 대입해준다.

$$Y(k) = i_d(k+1) - i_d(k) \quad (15)$$

$$\Theta(k) = \frac{T_s}{L_d} \quad (16)$$

$$P(k) = V_{d-ref}(k) - R i_d(k) \quad (17)$$

(14)~(16)식을 L_q 에도 마찬가지로 적용시키면 L_q 역시 구할 수 있게 된다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 시뮬레이션

지금까지 제시된 센서리스 알고리즘의 타당성을 확인하기 위하여 실험에 앞서 컴퓨터로 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션에 사용된 모터는 표1과 같다. 모든 시뮬레이션은 MATLAB을 사용하였다. 실제 시스템에서는 모든 신호가 디지털 신호이기 때문에 시뮬레이션 상에서도 같은 환경하에서 구현하기 위하여 실제 인버터의 샘플링 주기마다 제어기에서 각 스위칭소자에 대한 게이팅 펄스신호가 출력되고 이 신호는 인버터에 입력되어 PWM전압이 발생하도록 전체 제어 프로그램이 구성되었다.

그림5는 정격속도인 1800rpm과 -1800rpm으로 연속운전시켰을 경우의 기준속도와 추정속도파형이다. 그림6은 그림5의 조건에서의 속도오차를 나타낸 파형이다. 최대속도오차는 약 50rpm이었다. 그림7은 100% 부하를 인가하였을 경우의 속도파형이다. 과도상태시 약 50rpm의 속도변화가 생김을 알 수 있다.

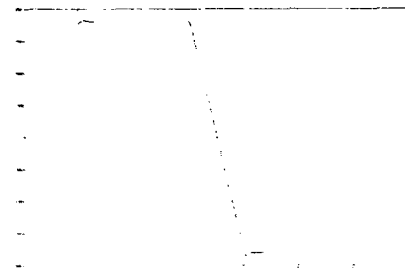


그림 5 정, 역회전 속도파형

Fig. 5 Forward or Reverse operating state

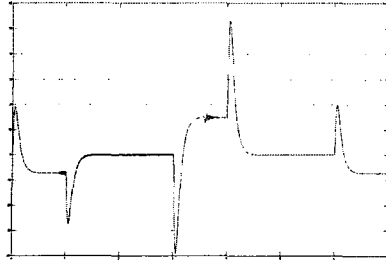


그림 6 정,역회전 중 속도오차
Fig. 6 Speed error of operating state

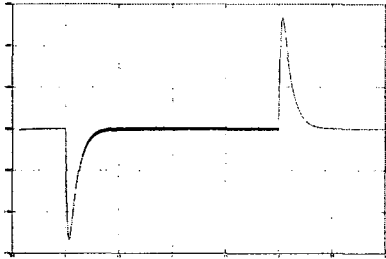


그림 7 정상상태시 100% 부하인가
Fig. 7 100% Load at Operating state

3.2 실험

자사에서 생산되는 iV5 Series 인버터를 이용하여 실제 실험을 수행하였다. 역시 시뮬레이션에서도 사용된 표1의 모터를 이용하여 실험을 수행하였다. 그림8은 1800rpm, -1800rpm으로 운전했을 경우의 모터의 실제 속도파형이다. 그림9는 정격속도인 1800rpm 정상상태에서 100% 부하를 걸었을 경우의 속도파형이다. 과도상태시 약 75rpm의 속도변화가 있었다. 그림10은 100% 부하를 인가 한 후의 기동시 속도파형과, Id, Iq의 전류파형이다. 저속에서의 고토크를 낼 수 있도록, d축 전류를 과여자시킴으로써, 다음과 같은 파형이 발생하게 되었다.

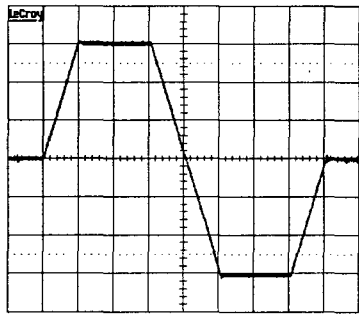


그림 8 정,역회전 파형
Fig. 8 Forward or Reverse operating state

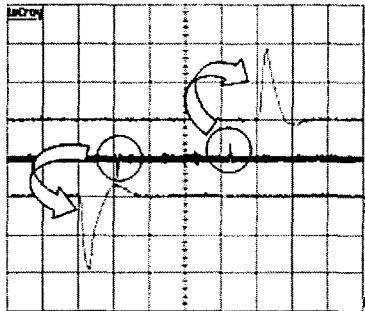


그림 9 정상상태시 100% 부하인가
Fig. 9 100% Load at Operating state

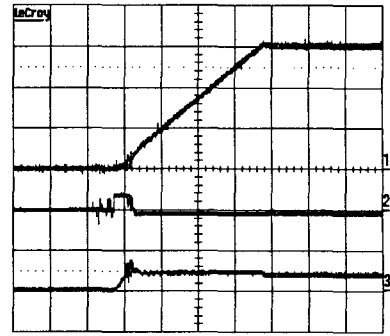


그림 10 100% 부하인가시 초기기동파형
Fig. 10 Initial Transient state waveform at 100% Load

표 1 사용된 IPM의 재원
Table 1 Parameter of IPM

모터용량	2kW
정격전류	7.7 [A]
정격속도	1800 [rpm]
고정자저항	0.433 [ohm]
Ld	5 [mH]
Lq	7.5 [mH]
쇄교자속	0.145 [wb]
관성모멘트	0.0088 [kgm ²]

4. 결론

본 Sensorless 제어와 Ld, Lq 추정 알고리즘을 실제 IPM에 적용하여 실험을 해본 결과, 좋은 결과를 얻을 수 있었다. 차후 제어기에 큰 영향을 미치는 각종 모터상수들에 대한 online tuning에 대한 연구를 계속 할 예정이다.

참고 문헌

- [1] 武田洋次, 松井信行, "埋込磁石同期モータの設計と制御", Ohmsha.
- [2] Matthew 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 applications, vol. 34, NO 4, 1998.
- [3] Marco Tursini, Roberto Petrella, Francesco Parasiliti, "Sensorless Control of an IPM Synchronous Motor for City-Scooter Applications", IEEE 2003.
- [4] Shigeo Morimoto, Masayuki Sanada, Yoji Takeda, "Mechanical Sensorless Drives of IPMSM with Online Parameter Identification", IEEE 2005.