

속도 센서 없는 매입형 영구자석 동기전동기의 벡터제어

이 승 훈, 최 종 우
경 북 대 학 교

Vector Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
without Speed Sensor

Seung-hun Lee, Jong-Woo Choi
Kyungpook National University

Abstract - 본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)의 속도추정을 위한 새로운 센서리스 알고리즘을 제안한다. 매입형 영구자석 동기 전동기의 기본 전압방정식을 이용하여 회전자 자속을 추정하고, 위상고정루프(PLL)를 사용하여 회전자의 위치와 속도를 추정하는 방법으로 센서리스 알고리즘을 구성하였다. Matlab SIMULINK를 이용한 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 알고리즘을 검증하였다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{ds} \frac{d}{dt} & -\omega_r L_{qs} \\ \omega_r L_{ds} & R_s + L_{qs} \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, L_{ds} 는 d축 인덕턴스, L_{qs} 는 q축 인덕턴스이며 ϕ_f 는 영구자석에 의한 쇄교자속이다.

1. 서 론

일반적으로 교류전동기의 토크 발생은 고정자 권선에 서 발생한 자계와 회전자에 의하여 발생된 자계의 상호 작용에 의하여 토크가 발생한다. 그래서 교류전동기의 경우 정확한 토크 발생을 위해서 회전자의 정확한 위치와 속도의 정보가 필수적이다. 회전자의 위치를 검출하기 위해서는 회전자에 레졸버나 엔코더 등의 위치센서를 장착하여야 한다. 그러나 이 센서는 가격을 상승시키고, 주위 환경에 취약하며, 시스템의 신뢰성을 떨어뜨리는 등 여러 가지 단점을 초래한다. 이러한 단점 때문에 현재 많은 분야에서 센서리스 제어가 연구되고 있다.

IPMSM 구동에서 센서리스 제어는 기본 주파수 여자 방법과 돌극성을 이용한 신호 주입 방법이 있다. 기본 주파수 여자 방법에는 다시 기계방정식을 이용한 속도추정 알고리즘[1], 전류추정오차를 이용한 속도추정 알고리즘[2], 역기전력을 이용한 속도추정 알고리즘[3] 그리고 회전자자속을 이용한 속도추정 알고리즘[4]등이 있다. 본 논문에서는 IPMSM의 기본 전압 방정식을 이용하여 회전자의 자속을 추정하고, 위상고정루프(PLL)를 사용하여 회전자 위치와 속도를 추정하는 방법으로 센서리스 제어 알고리즘을 구성하였으며, 제안한 알고리즘을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 하였다.

2. IPMSM의 수학적 모델링

IPMSM의 3상 고정자 전압방정식을 고정자 2상 정지 좌표계의 전압방정식으로 좌표 변환하면 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ds} \cos^2 \theta_r + L_{qs} \sin^2 \theta_r & (L_{ds} - L_{qs}) \sin \theta_r \cos \theta_r \\ (L_{ds} - L_{qs}) \sin \theta_r \cos \theta_r & L_{ds} \cos^2 \theta_r + L_{qs} \sin^2 \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

2상 정지좌표계 전압방정식은 회전자위치의 함수와 관련되어 있고 상호 간섭항이 존재하므로, 과도 상태를 해석하기에 적합하지 않다. 그러므로 식(1)을 2상 동기좌표계 전압방정식으로 좌표 변환을 하면 식(2)과 같이 회전자의 위치와 관련된 항이 모두 상수값이 되는 식으로 간략화 할 수 있다.

3. 전체 시스템 구성

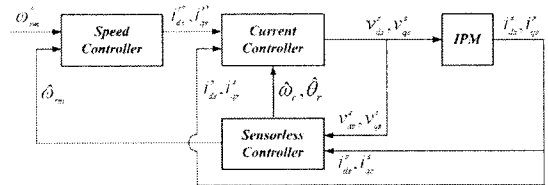


그림 1. 전체 시스템 구성도

그림 1. 은 전체 시스템 구성도를 나타낸다. 속도제어기는 속도지령(ω_m^*)과 센서리스제어기의 출력인 추정 기계각속도($\hat{\omega}_{rm}$)의 차이로부터 전류지령치(i_{ds}^*, i_{qs}^*)를 생성한다. 전류제어기는 속도제어기의 출력인전류지령치(i_{ds}^*, i_{qs}^*)와 실제전류(i_{ds}^s, i_{qs}^s)를 센서리스제어기로 추정각($\hat{\theta}_r$)을 이용하여 좌표변환한 전류(i_{ds}^r, i_{qs}^r)로부터 전압지령(v_{ds}^s, v_{qs}^s)을 생성한다. 센서리스 제어기는 전류제어기의 출력전압(v_{ds}^s, v_{qs}^s), 실제전류(i_{ds}^s, i_{qs}^s)와 전동기 전압방정식을 이용하여 회전자 추정각($\hat{\theta}_r$)과 추정전기계각속도($\hat{\omega}_r$)를 계산하여 전류제어기에 입력하고, 추정전기계각속도($\hat{\omega}_m$)를 계산하여 속도제어기에 입력한다.

4. 센서리스 제어기

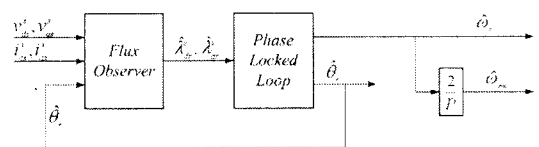


그림 2. 센서리스 제어기

그림 2는 센서리스 제어기의 전체 시스템 구성도로 크 게 자속추정기와 위상고정루프(PLL)의 두 부분으로 구 성되어 있다.

4.1. 매입형 영구자석 동기전동기의 자속추정기

유도전동기와 표면부착형 영구자석 동기전동기의 경우, 자속추정은 일반적으로 정지좌표계에서 행해진다. 그러 나, 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 정지좌표계의 전압방정식이 식(1)과 같이 자속각 θ_r 의 함수로 복잡하게 주어지기 때문에, 식(1)에 따라 정지좌표계상에서 자속추 정기를 구성하기는 매우 어렵다. 동기좌표계에서 IPM전 동기의 전압방정식(2)에서 동기좌표계 회전자자속과 고정자자속은 각각 다음과 같고,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f \\ L_{qs} i_{qs}^r + \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} \quad (3)$$

식(2)를 고정자자속에 관한 식으로 표현하면 다음과 같 다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^r + \frac{d}{dt}(L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f) - \omega_r (L_{qs} i_{qs}^r) \\ R_s i_{qs}^r + \frac{d}{dt}(L_{qs} i_{qs}^r + \phi_f) + \omega_r (L_{ds} i_{ds}^r + \phi_f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r \\ R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_r \lambda_{ds}^r \end{bmatrix} \quad (4)$$

정지좌표계에서 고정자자속은 다음과 같이 표현되며,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (5)$$

식(4)를 정지좌표계로 변환하면, 식(6)과 같은 간단한 식 으로 유도된다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} \\ R_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{T}(\theta_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$ 이다.

따라서 위 식들을 역으로 사용하면 다음과 같이 정지좌 표계 회전자자속을 구할 수 있다. 먼저 식(6)으로부터, 정지좌표계 추정 고정자자속은 다음과 같이 전압에서 저항의 전압강하분을 뺀 다음 적분함으로써 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int (v_{ds}^s - R_s i_{ds}^s) dt \\ \int (v_{qs}^s - R_s i_{qs}^s) dt \end{bmatrix} \quad (7)$$

또한, 동기좌표계 고정자 자속과 회전자자속은 다음과 같이 표현되고,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r) \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

동기좌표계 회전자자속은 식(3)로부터 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r - L_{ds} i_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r - L_{qs} i_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 $\mathbf{T}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$ 이다.

따라서, 정지좌표계 회전자자속은 다음과 같이 최종적으 로 구해진다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} \quad (10)$$

정지좌표계에서의 회전자자속이 구해지면, 회전자자속 은 자속각과 다음과 같은 관계에 있으므로,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_r)^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^r \\ \lambda_{qr}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \cos \theta_r \\ \phi_f \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (11)$$

이로부터 자속각을 구할 수 있다.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\lambda}_{dr}^s}{\hat{\lambda}_{qr}^s} \right) \quad (12)$$

그러나 개루프 자속추정기는 실용적으로 사용할 수 없 다. 개루프 전압 모델 자속추정기는 d-q축 전압정보와 전류정보에 옵셋이 포함되어 있을 경우 추정 회전자자속 은 발산하게 된다. 이를 방지하기 위해 실제적으로는 추 정 회전자자속에 1차 고역통과 필터(HPF)를 사용하여 옵셋에 의한 발산을 방지하는 기법을 많이 적용한다. 그 러나 HPF는 중/고속 영역에서는 실용적이나 저속영역에 서는 문제점이 발생된다. 그림 3과 같이 폐루프 자속추 정기를 구성하면 이러한 단점을 제거 할 수 있다.

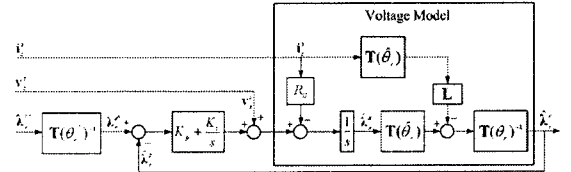


그림 3. IPM 전동기의 폐루프 자속추정기

그림 3에서 모든 값들은 벡터로 표현되어 있고, 센서리 스로 추정된 자속각은 좌표변환 각으로 사용하며, \mathbf{L} 행 렬은 $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix}$ 을 의미한다.

그림 4. 폐루프 자속추정기의 개념도

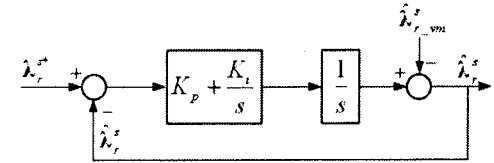


그림 4. 폐루프 자속추정기의 개념도

폐루프 자속추정기를 간략화 하면 그림 4와 같다. $\hat{\lambda}_{r_vm}^s$ 는 전압모델로 구한 혹은 개루프 자속추정기로 구한 회 전자자속의 추정치를 의미한다. 그림 4는 일반 제어기와 동일한 형태이다. 즉, 지령치가 회전자 지령자속 ($\hat{\lambda}_r^s$)이 고, 외란이 전압모델로 구한 회전자자속의 추정치 ($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)이며, 출력이 회전자 추정자속 ($\hat{\lambda}_r^s$) 형태이다. 그러 므로 회전자주파수가 제어기 제어주파수대역내에 있으 면, 회전자 추정자속이 지령치인 회전자 지령자속 ($\hat{\lambda}_r^s$)을 추종하게 되고, 회전주파수가 제어기 제어주파수대역보 다 크게 되면 회전자자속은 외란인 전압모델로 구한 회 전자자속 ($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)을 추종하게 된다. 회전자 지령자속추정 치 ($\hat{\lambda}_r^s$)를 회전자 지령자속 ($\hat{\lambda}_r^s$)과 전압모델 회전자자속 추정치 ($\hat{\lambda}_{r_vm}^s$)의 전달함수는 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_r^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p + K_i} \hat{\lambda}_{r_vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p + K_i} \hat{\lambda}_r^s \quad (13)$$

식(13)에서 회전자 추정자속은 전압모델로 구한 회전자

자속의 추정치($\hat{\lambda}_{r_vm}^*$)에 2차 HPF(High Pass Filter, 고역통과 필터)가 그리고, 회전자 지령자속($\hat{\lambda}_r^*$)에 BPF(Band Pass Filter, 대역통과 필터)와 LPF(Low Pass Filter, 저역통과 필터)가 적용된 형태이다. 즉, 저주파에서는 회전자 지령자속($\hat{\lambda}_r^*$)이 우세하고, 고주파에서는 전압모델로 구한 회전자자속의 추정치($\hat{\lambda}_{r_vm}^*$)가 우세하다는 의미가 된다. 본 논문에서는 2차 Butterworth 필터의 개념으로 설계하였다.

$K_p = \sqrt{2}\omega_c$, $K_i = \omega_c^2$ 로 설계하였으며, 여기서 ω_c 는 2차 Butterworth 필터의 차단각주파수이다.

4.2. 위상고정루프(PLL)

회전자의 추정자속($\hat{\lambda}_{dr}^*$, $\hat{\lambda}_{qr}^*$)이 계산되면, 회전자의 자속각을 식(12)에 의해 직접 구할 수 있다. 그러나 식(12)으로 구한 회전자 추정자속각은 추정자속의 변화에 민감하게 동작하여 실제 제어에 사용하기는 어렵다. PLL을 이용하여 속도와 위치를 추정한다.

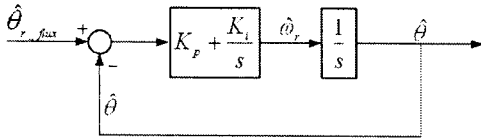


그림 5. PI제어기로 구현한 PLL

식(12)에 의해 연산된 추정자속각을 $\hat{\theta}_{r_flux}$ 라 하면 PLL 제어에 의하여 이 자속각 $\hat{\theta}_{r_flux}$ 을 추정하도록 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 을 계산하고 추정속도를 적분하여 추정자속각 $\hat{\theta}_r$ 을 얻는다. 위상고정루프의 PLL 제어기로는 P제어기, PI제어기 그리고 PID제어기를 고려할 수 있다. 본 논문에서는 그림 5. 와 같이 PI제어기로 PLL을 구현하였다.

5. 시뮬레이션과 실험

표 1. 매입형 영구자석 동기전동기의 사양

정격용량	2 [kW]
고정자 저항 (R_r)	0.6 [Ω]
고정자 d축 인덕턴스 (L_{ds})	5 [mH]
고정자 q축 인덕턴스 (L_{qs})	7.5[mH]
역기전력 상수 (ϕ_f)	0.156 [Wb]
극수	8극
정격전류 (I_{s_rate})	7.7[A] (<i>rms</i>)
정격속도	2,000[rpm]
최대속도	3,000[rpm]
모터자체관성 (J_m)	0.00455[Kgm ²]

제한한 자속추정기의 특성을 확인하기 위해 시뮬레이션과 실험을 시행하였다. 표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용된 실제 IPMSM의 제원이다. 그림 6은 무부하에서 속도지령이 -100[rpm]에서 +100[rpm]으로 변화할 경우의 실제 속도와 추정속도의 응답을 나타내는 시뮬레이션 파형이고, 그림 7은 같은 조건에서의 실제속도와 추정속도

의 실험파형을 나타낸다. 전류제어기와 속도제어기의 샘플링시간은 각각 100[μ s], 200[μ s]이고, 주파수 대역은 각각 1000[rad/s], 100[rad/s]로 설정했으며, PLL제어기의 차단각주파수는 1000[rad/s]로 설정하고 실험과 시뮬레이션을 수행하였다.

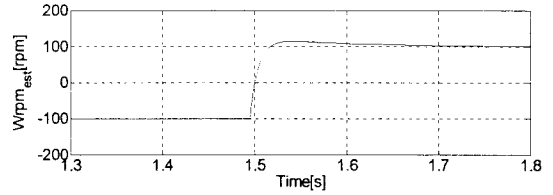
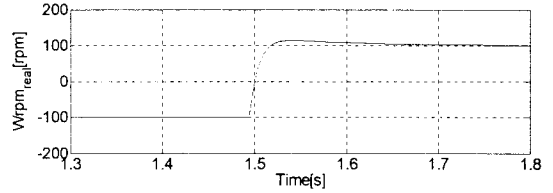


그림 6. 속도지령이 -100[rpm]에서 +100[rpm]로 변화할 경우 실제속도와 추정속도의 정역특성 (상단: 실제속도, 하단: 추정속도)

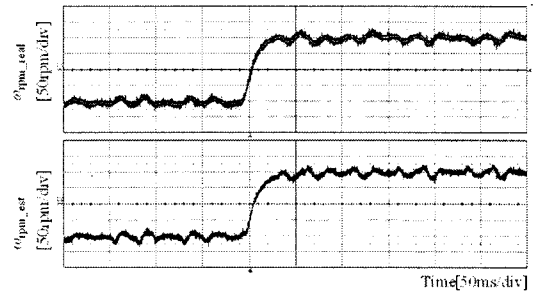


그림 7. 속도지령이 -100[rpm]에서 +100[rpm]로 변화할 경우 실제속도와 추정속도의 정역특성 (상단: 실제속도, 하단: 추정속도)

6. 결 론

본 논문에서는 속도 센서 없는 매입형 영구자석 동기전동기의 벡터 제어 알고리즘을 구현하였다. 자속추정기를 이용하여 회전자의 위치와 속도를 추정하였다. 그 결과 저속 영역에서 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 알고리즘을 검증하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] K. Tatematsu, D.Hamada, K.Uchida, S.Wakao and T.Onuki, "New Approaches with Sensorless Drives," IEEE Industry Applications Magazine, vol.6, no.4, July-Aug., 2000, pp.44 - 50
- [2] Nobuyuki Matsui and Takaharu Takeshita, "A Novel Starting Method of Sensorless Salient-Pole Brushless Motor," IEEE IAS 1994, vol.1, pp.386-392.
- [3] S.Morimoto, K.Kawamoto, M.Sanada and Y.Takeda, "Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame," IEEE Trans. on Ind.App., vol.38, no.4, July-Aug. 2002, pp.1054 - 1061
- [4] F.Parasiliti, R.Peterlla and M. Tursini, "Speed Sensorless Control of an Interior PM Synchronous Motor," IEEE IAS 2002, vol.1, pp.657-664