

역기전력 추정기를 이용한 전류 모델 기반의 SPMSM 센서리스 벡터제어

이정효, 유재성, 공태웅, 이원철, 원충연
성균관대학교

Current Model based SPMSM Sensorless Vector Control using Back Electro Motive Force Estimator

Jung-Hyo Lee, Jae-Sung Yu, Tae-Woong Kong, Won-Chul Lee, Chung-Yuen Won
SungKyunKwan University

ABSTRACT

The current model based sensorless method has many benefits that it can be robust control for large load torque. However, this method should determine a coefficient of back electro motive force(back-emf). This coefficient is varied by load torque and speed. Also, the coefficient determining equation is not exist, so it is determined only by experiment. On the other hands, using only back-emf estimator method can not drive in low speed area and it has weakness in load variation.

For these problems, this paper suggests the hybrid sensorless method that mixes the back-emf estimator regarding saliency and the current based sensorless model. This estimator offers not only non-necessary coefficient for current sensorless model, but also wide speed area operating in no specific transition method.

1. 서론

전동기가 발명된 이래로 인간의 삶에서 전동기는 매우 중요한 역할을 담당하고 있으며 인간의 삶의 영역이 점점 넓어짐에 따라 전동기 제어도 점점 다양한 환경에서 사용이 가능 하도록 요구 받고 있다. 전동기 제어에 있어서 회전자의 위치정보 추정은 매우 중요한 일임에도 불구하고 이러한 위치 정보를 추정할 센서는 사용할 수 있는 환경이 지극히 제한되어 있다. 따라서 위치 정보를 추정할 수 있는 센서 없이 전동기를 구동할 수 있는 방법이 여러 각도로 연구되어 왔으며[1]-[11] 각각 나름의 장점을 가지고 센서리스 제어가 가능하게 되었다.

참고 문헌 [5]-[6]는 전류 모델 기반의 센서리스 제어 방법을 제안하였다. 이 방법은 실제 전동기에 인가되는 전류와 전동기 모델에서 추정된 전류의 오차를 이용하여 위치를 추정하는 방법이다. 이러한 방법은 전류 정보를 기반으로 센서리스 제어를 하기 때문에 부하에 강인하고 위치 정보를 추정하기 위한 전압을 인가할 필요 없이 센서리스 제어가 가능하다는 점에서 장점을 갖는다. 하지만 위 논문은 위치 정보를 추정하기 위한 역기전력 성분에 대해서 전류 오차에 단순 상수만을 곱하여 역기전력 정보를 얻는다. 따라서 역기전력을 얻기 위한 상수의 선정이 중요하게 되는데 이는 실험적인 방법으로 얻어야 한다. 또한 부하와 속도에 따라 상수의 값도 변해야 하기 때문에 이

러한 오차를 보상할 제어가 추가로 필요하게 된다.[5]

참고 문헌[8]-[10]은 돌극성 역기전력 추정기를 이용한 센서리스 제어 방법이다. 위의 방법은 정확한 역기전력 추정에 장점을 갖지만 추정 역기전력을 이용한 정확한 위치와 속도 추정에 약점을 갖는다. 뿐만 아니라, 저속 영역에서의 구동에 문제점이 있어 정역회전이 불가능하며 부하토크에 강인하게 동작하지 못한다.

따라서 본 논문은 역기전력 추정기와 전류 모델 기반의 센서리스 기법을 혼합하여 역기전력 상수 추정 없이 전동기의 센서리스 제어를 수행하고자 한다. 역기전력 추정기를 사용하면 역기전력 상수를 추정하지 않아도 되는 것뿐만 아니라 전류 모델 센서리스 제어 방법의 단점인 고속에서의 센서리스 제어도 가능하게 된다. 또한, 전동기 속도에 따른 센서리스 제어 방법의 절환이 필요 없으므로 안정적인 동특성을 가능하게 한다.

2. 전류 모델 기반의 센서리스 제어 방법[5]-[6]

SPMSM의 위치를 추정하기 위해 제어기에서는 SPMSM과 같은 임의의 모델식을 만들게 된다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & -\omega_M L_q \\ \omega_M L_d & R_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \Psi_a \omega_r \begin{bmatrix} -\sin \Delta \theta \\ \cos \Delta \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

그림 1에서는 d-q축과 $\gamma-\delta$ 축 사이의 관계를 나타내었다.

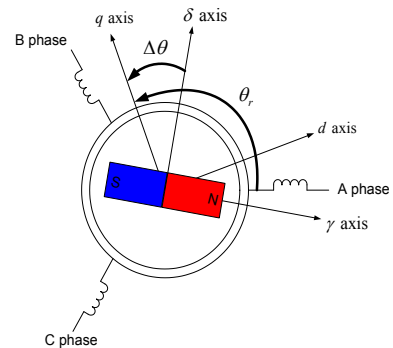


그림 1 d-q축과 $\gamma-\delta$ 축 사이의 관계
Fig. 1 Relations between d-q axis and $\gamma-\delta$ axis

실제 전류와 추정 전류 사이의 오차에 대한 식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$e = \Psi_a \omega_r \quad (2)$$

$$e_M = \Psi_a \omega_M \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma(n) \\ \Delta i_\delta(n) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_\gamma(n) \\ i_\delta(n) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{M\gamma}(n) \\ i_{M\delta}(n) \end{bmatrix} \\ &= \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q e \sin \Delta \theta \\ L_d (e_M - e \cos \theta) \end{bmatrix} = \frac{T}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_q e \Delta \theta \\ -L_d \Delta e \end{bmatrix} \quad (4) \end{aligned}$$

식 (4)의 결과로부터 추정 역기전력과 회전자 위치에 관한 식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$e_M(n) = e_M(n-1) - k_e \Delta i_\delta(n) \quad (5)$$

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \frac{T}{\Psi_a} e_M(n) + k_\theta \Delta i_\gamma(n) \quad (6)$$

여기서, k_e 는 역기전력 추정 이득, k_θ 는 회전자 위치 추정 이득을 의미한다.

한편 추정 속도는 식 (6)으로부터 구한 추정 각도의 미분이므로 추정 각의 변동 성분에서 샘플링 시간을 나눈 것과 같다. 따라서 추정 속도는 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{e^*}{\Psi_a} + \frac{k_\theta \Delta i_\gamma(n)}{T} \quad (7)$$

3. 역기전력 추정기를 적용한 전류모델 기반의 센서리스 제어 기법

본 논문에서 제안하는 역기전력 추정기도 PMSM의 전압 방정식을 이용한다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d p & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + L_q p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \Psi_a \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (8)의 임피던스 행렬이 비대칭이라는 점을 이용하여 대칭적으로 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \omega_r \Psi_a \end{bmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

식 (9)를 바탕으로 역기전력을 추정하는 모델식을 만들면 다음과 같다.

$$E_{sal} = (L_d - L_q)(\omega_r i_d - p i_q) + \omega_r \Psi_a \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_d \\ \hat{v}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{E}_{sal_d} \\ \hat{E}_{sal_q} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_{sal_d} \\ \hat{E}_{sal_q} \end{bmatrix} = E_{sal} \begin{bmatrix} -\sin \theta_{err} \\ \cos \theta_{err} \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_r - \omega_r) L_d \begin{bmatrix} -\hat{i}_q \\ \hat{i}_d \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (11)과 식 (12)를 전류 제환을 통해 추정 돌극성 역기전력 성분 \hat{E}_{sal} 과 실제 돌극성 역기전력 성분 E_{sal} 사이의 오차를 얻을 수 있다. 이렇게 구한 돌극성 역기전력을 전류 모델 기반의 센서리스 제어기법에 적용하기 위해서는 역기전력의 크기를 알아야 한다.

$$e^* = \sqrt{\hat{E}_{sal_d}^2 + \hat{E}_{sal_q}^2} \quad (13)$$

이렇게 구한 식들을 바탕으로 역기전력 추정기를 이용한 전류모델 기반의 센서리스 제어를 통해 위치와 속도를 추정하는 블록도를 그리면 그림 2와 같다.



그림 2 역기전력 추정기를 이용한 전류 모델 기반의 센서리스 제어의 위치 추정방법

Fig. 2 Current model based sensorless method using back-emf estimator

비록 본 논문에서 적용하는 PMSM은 돌극성이 없는 SPMSM이지만 실제 전동기에서 d축과 q축 인덕턴스를 완전히 같게 제작하는 것은 사실상 불가능하며, 또한 인덕턴스가 회전 속도 및 부하에 의해 가변되므로 이에 대한 역기전력 분을 보상해 주어야 할 필요가 있다.

역기전력 추정기 블록도에서 우편은 전동기의 임피던스 전압 강하 성분에 대한 추정이며, 하단은 속도에 의한 역기전력 전압 강하 성분이다. 이러한 전압강하 성분을 고려하여 얻어진 추정 전류 성분은 실제 전류 정보와 비교하여 전동기 제정수로 구할 수 없는 역기전력 성분에 대해 보상해 준다.

한편, 전류 모델 기반의 센서리스 방법에 의거해 속도와 각도를 계산하는 방정식은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{e^*}{\Psi_a} + \frac{k_\theta \Delta i_r(n)}{T} \quad (14)$$

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \frac{T}{\Psi_a} e^* + k_\theta \Delta i_r(n) \quad (15)$$

역기전력 추정 모델과 전류 모델이 각각 독립적으로 작용하면서 속도와 위치추정에 영향을 준다. 또한 각각의 값을 추정하는데 있어서는 서로 독립적이지만, 속도와 위치의 추정에 있어서는 상호 보완적으로 작용하기 때문에 각각의 장점을 갖는 속도 또는 부하 영역에서 센서리스 기법의 절환이 필요 없다.

그림 3은 본 논문에서 사용된 SPMSM의 전체 제어 블록도이다.

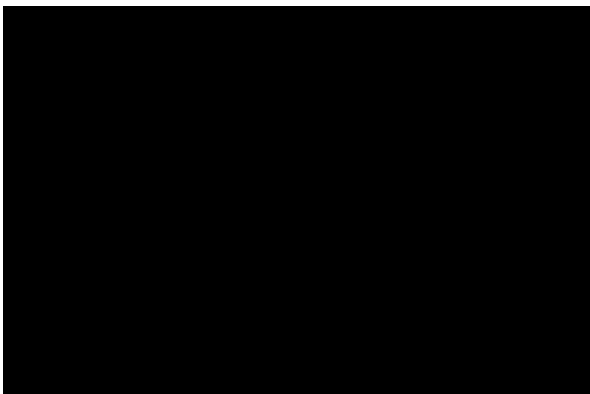


그림 3 SPMSM의 센서리스 제어 블록도
Fig 3 Sensorless control block diagram for SPMSM

4. 실험

본 논문에서 사용된 전동기의 제정수는 표 1과 같다. 전동기는 엘리베이터용 전동기이며 독일의 Witture 사에서 설계되었다. 제안된 알고리즘은 고속 연산이 가능한 DSP칩인 TMS320VC33칩에 의해 수행되며 전동기를 제어하는 3상 인버터는 IPM(Intelligent Power Module) PM100RSD120 모듈로 전류 제어주기는 200[us], 속도 제어주기는 2[ms]로 제어된다.

표 1 실험에 사용된 전동기 제정수
Table 1 Motor parameters using in experiment

| | |
|-------|---------------------------|
| 정격 출력 | 13.3[kW] |
| 쇄교 자속 | 0.968[Wb] |
| Ld | 8.65[mH] |
| Lq | 8.65[mH] |
| 관성모멘트 | 2.8[kg · m ²] |
| 극 수 | 24[pole] |
| 정격전압 | 400[V] |
| 정격전류 | 27.2[A] |
| 정격속도 | 190[rpm] |
| 정격토크 | 670[N · m] |

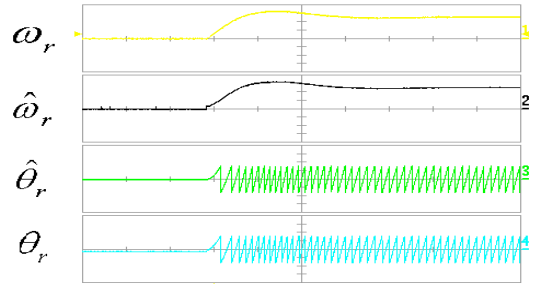


그림 4 무부하시의 추정된 속도, 위치와 실제 속도, 위치 (정격속도의 0% → 80%)
Fig. 4 Estimated speed, position and real speed and position in no load condition(0% → 80% of rated speed)

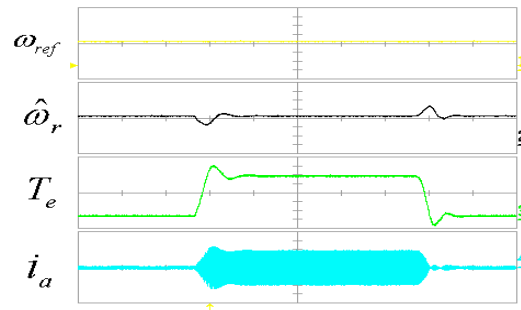


그림 5 정격속도의 80%에서 부하를 인가했을 때 추정 속도와 상전류 파형(정격 부하토크의 0% → 50%)
Fig. 5 Estimated speed and a phase current in 80% of rated speed(0% → 50% of rated load torque)

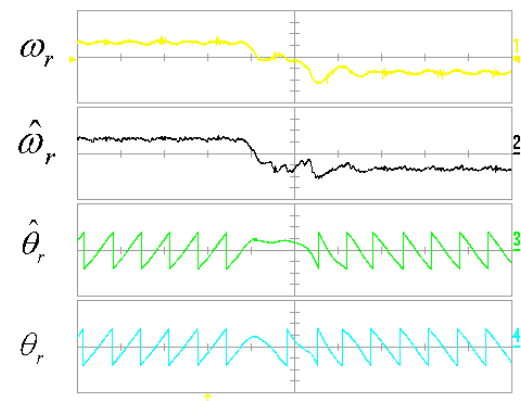


그림 8 정격 속도 4%의 정역회전 (정격속도의 -4% → 4%)
Fig. 8 Forward and backward rotating 4% of rated speed (-4% → 4% of rated speed)

실험파형을 보면 정격속도의 80%에서부터 10%까지 안정적으로 동작하는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 사용된 전동기는 역기전력 추정 방식의 센서리스 기법[11]으로 가능한 최저 속도가 정격속도의 20%인 반면에 본 논문에서 사용된 방법은 정격속도의 10%까지 안정적으로 동작하며 최대 정격속도의 4%까지 제어가 가능하다. 특히 본 논문에서 제안한 방법은 저속

에서의 센서리스 제어가 가능하기 때문에 정역회전의 제어도 가능하다는 점이 기타 역기전력 추정기를 이용한 센서리스 방법과 비교되는 장점이다.

또한 급격한 부하의 변동에도 강인하게 제어되는 것을 알 수 있으며 속도의 변화에 따른 상수 변동이 필요 없을 뿐만 아니라 다른 기법의 절환 역시 필요하지 않기 때문에 전류 기반 센서리스 제어방법에 비해 제안된 기법의 사용이 용이하다.

5. 결 론

제안한 방법은 전류 모델 기반의 센서리스 기법의 관점에서 볼 때, 부정확한 역기전력 상수 추정을 제거한다는 점과 고속에서의 센서리스 제어가 가능하다는 데에 의의가 있으며, 돌극성 역기전력 추정의 센서리스 기법 관점에서는 속도와 위치 추정의 부정확성을 개선할 뿐만 아니라 부하 토오크에 강인하고 저속 영역과 정역에서의 센서리스 제어가 가능하다는 데에 의의가 있다.

비록 초기 구동에 있어서 회전자 위치 정보가 없기 때문에 이로 인한 추정 속도의 왜곡이 일어나지만, 본 논문에서 제안한 방법은 넓은 속도 영역에서 제어가 가능하며 부하에 강인한 제어가 가능함을 실험을 통해 증명하였다.

본 논문은 에너지관리공단
에너지지원기술개발사업의 연구비 지원을
받아 수행한 연구 결과입니다.

참 고 문 헌

[1] R. Wu, G.R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor" IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 27, no.5 pp.1005-1011, 1991

[2] P.B. Schmidt, M.L. Gasperi, G. Ray, A.H. Wijanayake, "Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine", Ind. Appl. Conf. IAS'97, 1997

[3] S. Nakashima, Y. Inagaki, I. Miki "Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent magnet synchronous motor", IEEE Trans. on Ind. Appl. , vol.36, no.6 pp.1598-1603, 2000

[4] W. J. Lee, S.K. Sul, "A New Starting Method of BLDC Motors Without Position Sensor", IEEE Trans. Ind. Appl. vol.42 no.6 pp.1532-1538, 2006

[5] 량순배, 조관열, 홍찬희, "영구자석 동기전동기의 상수변동을 보상한 센서리스 제어", 전력전자학회, 전력전자학회 논문지 전력전자학회 논문지 제7권 제6호, pp. 517 ~ 523, 2002

[6] R. Mizutani, T. Takeshita, N. Matsui, "Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 34, no.4, pp.841-846, 1998

[7] 한양대학교 에너지변환연구실, "매입자석 동기모터의 설계 및 제어" 인터뷰진, 2007

[8] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, "An extended

electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors", IEEE Trans. vol. 50, no.2 pp. 288-295, 2003

[9] H.B. Kim, "On-Line parameter estimation current regulation, and self sensing for IPM synchronous machine drives" University of Wisconsin-madison Mechanical Engineering, paper for Doctor of Philosophy, 2004

[10] X. Xi, L. Yongdong, Z. Meng, L. Yan, "A Sensorless Control Based on MRAS Method in Interior Permanent-Magnet Machine Drive" Pow. Elec. Dri. Sys. Conf. PEDS'2005, vol 1, pp.734-738, 2006

[11] J.S. Yu, B.K. Lee, C.Y. Won, "Sensorless Vector Control for Non-salient Permanent Magnet Synchronous Motors using Programmable Low Pass Filter" Pow. Elec. Spec. Conf. PESC'06, pp.1-6, 2006