

적응적분바이너리 관측기를 이용한 위치 및 속도 센서없는 영구자석 동기전동기의 속도제어

이정흠*, 최양광*, 김영석*

*인하대학교 차세대 고전압 전력기술 연구센터

A Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor using an Adaptive Integral Binary Observer without Speed and Position Sensors

*Joung-Hum Lee, *Yang-Kwang Choi, *Young-Seok Kim

*Research Center for Next-generation High Voltage and Power Technology, Inha University

Abstract - This paper presents a speed control of permanent magnet synchronous motors (PMSM) using an adaptive integral binary observer without speed and position sensors. In view of composition with a main loop regulator and an auxiliary loop regulator, the binary observer has a property of the chattering alleviation in the constant boundary layer. In order to improve the steady state performance of the binary observer, the proposed adaptive integral binary observer is formed by adding extra integral dynamics to the switching hyperplane equation. The effectiveness of the proposed system is conformed by the experimental results.

1. 서 론

원통형 영구자석 동기전동기는 단위 무게당 토오크 비율 및 효율이 다른 전동기에 비해 높다는 장점을 가지고 있어 산업용용분야에 꽤 넓게 사용되고 있다. 그러나, 원통형 영구자석 동기 전동기는 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 벡터제어를 위해서는 항상 회전자의 정확한 위치 정보를 알아야한다. 그러나 위치검출기는 일반적으로 가격이 고가일 뿐만 아니라 별도의 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야하는 단점이 있다. 또한 진동 및 습도 등의 주위환경에 대한 영향을 많이 받기 때문에 사용환경에 제한을 받는다. 따라서 원통형 영구자석 동기전동기의 제어상 큰 문제점인 회전자의 위치를 센서를 사용하지 않고 간접적으로 얻고자하는 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 이러한 센서리스 제어법 중 제어이론을 이용하여 전동기의 속도 및 회전자의 위치를 추정하는 관측기를 적용한 방법에도 많은 연구가 행해지고 있다[1~3].

본 논문은 적응 적분 바이너리 관측기를 이용한 원통형 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어를 제안한다. 주루프와 보조루프로 구성된 일반적인 바이너리 관측기는 슬라이딩모드 관측기의 단점인 멀림을 저감하는 특징을 갖는다[4]. 그러나 바이너리 관측기의 설정된 영역은 상태평면상 초평면과 평행하도록 설정되어, 추정되는 값은 영역에 머무르게 되지만 영으로 수렴할수 없게 되는 단점이 있다. 이런 바이너리 관측기의 정상상태 성능향상을 위해 스위칭 초평면 방정식에 적분항을 추가하였다. 제안한 관측기의 타당성은 실험을 통해 증명하였다.

2. 본 론

2.1 바이너리 관측기

제안된 관측기를 설계시 이용한 고정자 좌표계

$(\alpha - \beta)$ 에서 원통형 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 식(1)과 같다.

$$\dot{i}_s = A i_s + B v_s + BE_s \quad (1)$$

여기서,

$$i_s = [i_\alpha \ i_\beta]^T : \text{고정자 전류}, \quad E_s = [E_\alpha \ E_\beta]^T : \text{역기전력}$$

$$E_\alpha = K_E \omega \sin \theta_r, \quad E_\beta = -K_E \omega \cos \theta_r$$

$$A = (-R_s/L_s)I, \quad B = (1/L_s)I, \quad v_s = [v_\alpha \ v_\beta]^T$$

$$R_s : \text{고정자 저항}, \quad L_s : \text{고정자 인덕턴스}, \quad K_E : \text{역기전력상수}$$

$$\omega : \text{회전자 각속도}, \quad \theta_r : \text{회전자 위치}, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

식(1)에서 시간에 대한 변수로서 전압, 전류 이외에도 위치에 대한 삼각함수와 속도함이 곱해진 형태로 나타나는 역기전력 성분이 있으며, 이로 인해 전체 시스템은 비선형이 된다. 따라서 이를 선형화시키기 위해 한 제어주기 내에서는 속도가 일정함을 전제로하여, 측정할 수 있는 전류에 대한 관측을 행하는 바이너리 관측기를 식(2)와 같이 구성한다.

$$\dot{\hat{i}}_s = A \hat{i}_s + B v_s + B \hat{E}_s + K_1 v \quad (2)$$

여기서,

$$K_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \end{bmatrix} : \text{상수}, \quad \hat{i}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T : \text{고정자 추정전류}$$

$$\hat{E}_s = [\hat{E}_\alpha \ \hat{E}_\beta]^T : \text{추정 역기전력}$$

$$\hat{E}_\alpha = K_E \hat{\omega} \sin \hat{\theta}_r, \quad \hat{E}_\beta = -K_E \hat{\omega} \cos \hat{\theta}_r$$

$$v = [v_\alpha \ v_\beta]^T : \text{관측기 입력}$$

속도 센서리스로 벡터제어를 행하는 경우 전동기의 전류, 전압은 측정가능한 변수이고, 속도와 위치는 추정해야하는 변수이므로 바이너리 관측기의 초평면(hyperplane)을 다음과 같이 전류의 추정오차로 정의한다.

$$\sigma = (\sigma_\alpha, \sigma_\beta) = (\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta) = 0 \quad (3)$$

또한 바이너리 관측기의 경우, 정의되는 영역(boundary layer) G_δ 를 다음과 같이 설정한다.

$$G_\delta = x : \sigma^+ \cdot \sigma^- \leq 0 \quad (4)$$

$$\sigma^+ = \sigma(t) - \delta, \quad \sigma^- = \sigma(t) + \delta$$

$$\delta : \text{상수 } (0 \leq \delta < 1)$$

여기서, δ 는 G_δ 영역의 폭을 나타내는 임의의 설계파라미터이다. 만약, 식(4)의 δ 를 매우 작게 하면 영역은 슬라이딩 모드와 같아지게 되어 슬라이딩 모드 관측기와 같은 특성을 갖게된다. 식(2)의 바이너리 관측기에서 관측기의 스위칭 함수는 연속관성형 보조루프 조정기(Continuous Inertial Auxiliary Loop Coordinate Operator Feedback)를 가지는 바이너리 제어에 의해 다음과 같이 정해진다.

$$\text{보조루프 조정기: } \begin{bmatrix} \dot{\mu}_\alpha \\ \dot{\mu}_\beta \end{bmatrix} = -a \begin{bmatrix} \mu_\alpha + \text{sat}(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + \text{sat}(\lambda_\beta) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, a : 상수

$$\text{주루프 조정기: } \begin{bmatrix} \dot{\nu}_\alpha \\ \dot{\nu}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha & | & \sigma_\alpha \\ \mu_\beta & | & \sigma_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

바이너리 관측기의 상태 궤적을 그림1에서 나타내었으며 여기서, t_0, t_1, t_2 는 각각 $|d|=0, \delta/2, \delta$ 에 도달하는 시간이다. 바이너리 관측기의 상태 궤적은 상태 변수가 각 축에 대한 전류의 오차이므로, 상태 평면을 상태 변수의 2차원 평면에서 나타낼 수 없다. 따라서, 그림1에서와 같이 각각의 상태 변수에 대해 시간축을 기준으로 상태 궤적을 나타내었다.

바이너리 관측기의 이득 k^0 와 α 는 G_δ 불변 조건으로부터 구해진다. 여기서, G_δ 불변 조건이란 추정 오차 $\sigma(t)$ 가 일단 영역 G_δ 내에 들어가면, 그 후로 계속 G_δ 영역을 벗어나지 않고 영역 내에 머물러 있을 조건을 말한다. 이 관계는 기존 가변구조제어에서의 슬라이딩 모드 존재 조건과 유사한 개념을 갖는다. G_δ 불변 조건을 만족하도록 k^0 와 α 를 설계하면 슬라이딩 모드 관측기와 같은 강인성이 확보되어진다.

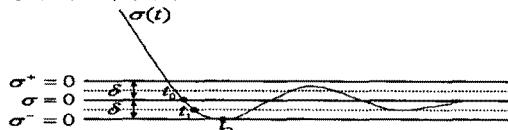


그림1 바이너리 관측기의 상태 궤적

G_δ 불변 조건을 만족하도록 관측기 이득을 설정한다면, 바이너리 관측기는 슬라이딩 모드 관측기와 같은 강인성을 갖으면서도, 슬라이딩 모드에서 발생하는 같은 멀림이 없는 연속적인 추정값을 갖는 특징을 갖게 된다. 그러나 바이너리 관측기는 식(4)에서와 같이 영역을 설정하게 되면 정상상태에서 영역의 폭이 영으로 수렴할 수 없으므로 추정값 역시 영으로 수렴하는 것을 보장할 수 없다. 만약, 영으로 수렴하는 것을 보장하기 위해 δ 의 값을 작게 하여 영역의 폭을 좁게 설정한다면 슬라이딩 모드 관측기와 같아지게 되므로 바이너리 관측기의 장점인 연속적인 추정이득을 얻지 못하게 된다.

2.2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기

2.1절에서 설명한 바이너리 관측기는 정상상태 오차가 남을 수 있는 단점을 가지고 있다. 이러한 바이너리 관측기의 단점을 해결하고자, 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기를 사용한다. 먼저 바이너리 관측기의 정상상태 성능을 향상시키기 위하여 초평면에 적분항을 추가하였으며, 2.1절에서와 마찬가지로 바이너리 관측기의 초평면은 전류의 실제값과 추정값을 이용하여 정의한다. 제안된 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기에서, 적분 스위칭 평면 $\sigma(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma = (\sigma_\alpha, \sigma_\beta) = 0 \quad (7)$$

$$\text{여기서, } \sigma_\alpha = -c_\alpha e_\alpha - \int_0^t e_\alpha dt, \quad e_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$$

$$\sigma_\beta = -c_\beta e_\beta - \int_0^t e_\beta dt, \quad e_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$$

c_α, c_β : 양의상수

식(7)은 앞에서 본 식(3)의 초평면과 달리 전류의 오차를 적분, 초평면의 차원을 높여 2차원 평면에서 상태 궤적을 나타낼 수 있다.

바이너리 관측기에서 정의되는 영역 G_δ 를 다음과 같이 정의하였다.

$$G_\delta = x : \sigma^+ \cdot \sigma^- \leq 0 \quad (8)$$

$$\sigma^+ = \sigma(t) - c \cdot \delta, \quad \sigma^- = \sigma(t) + c \cdot \delta$$

δ : 상수 ($0 \leq \delta < 1$)

식(7)과 식(8)로부터 알 수 있듯이 관측기 영역의 차원이 높아진 것을 알 수 있으며, 이를 이용하여 관측기의 영역을 원점으로 수렴시킬 수 있다. 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 스위칭 함수를 결정하는 주루프 조정기와 보조루프 조정기는 2.1절에서와 마찬가지로 연속 관성형 COFB로 다음과 같다.

$$\text{보조루프 조정기: } \begin{bmatrix} \dot{\mu}_\alpha \\ \dot{\mu}_\beta \end{bmatrix} = -a \begin{bmatrix} \mu_\alpha + \text{sat}(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + \text{sat}(\lambda_\beta) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\text{주루프 조정기: } \begin{bmatrix} \dot{\nu}_\alpha \\ \dot{\nu}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha & | & e_\alpha \\ \mu_\beta & | & e_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{여기서, } \lambda_\alpha = \sigma_\alpha c_\alpha \delta, \quad \lambda_\beta = \sigma_\beta c_\beta \delta$$

$$\dot{e}_s = \frac{d}{dt} (\hat{i}_s - i_s) = A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{E}_s - E_s) + K_1 \nu \quad (11)$$

$$\text{여기서, } e_s = [e_\alpha \ e_\beta]^T = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$$

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기도 식(2)로 표현되므로 오차방정식은 (11)과 같으며, 관측기의 상태 궤적을 그림2에 나타내었다. 그림2로부터 오차는 일단 바이너리 관측기의 경계면에 도달한 후, $e_s = 0$ 이 될 때까지 수평축을 따라 수렴해간다.

그림3은 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록도이다. 그림에서 볼 수 있는 것과 같이 추정전류와 실제 전류와의 오차를 적분한 항을 추가하여 바이너리 관측기의 초평면을 구성하는 것을 볼 수 있다.

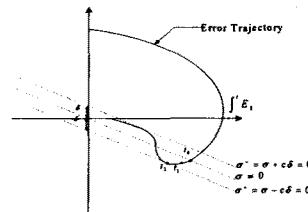


그림2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 상태 궤적

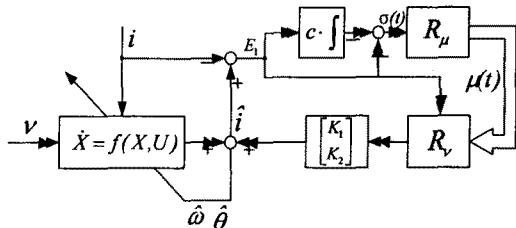


그림3 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록 다이어그램

2.3 시스템의 구성

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 영구자석 동기전동기, 인버터, 제어기 그리고 부하인가와 측정을 위해 사용된 다이나모터를 그림 4와 같이 구성하였으며, 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 사양은 표1과 같다.

표1. 영구자석 동기전동기의 규격

정격용량	1.8[kW]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격토크	5.84[N·m]	고정자 인덕턴스	0.88[mH]
정격속도	3000[rpm]	역기전력상수	0.0522[V/r/min]
극수	8극	관성 계수	$18.6 \times 10^{-4}[\text{Kg} \cdot \text{m}^2]$

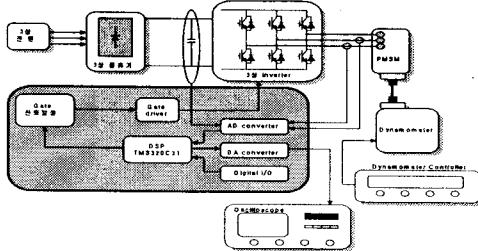


그림4 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템

2.4 실험 결과

그림 5, 6은 500rpm에서의 정역운전 특성이며, 속도의 급격한 변화에도 속도와 위치 추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

그림 7은 1000rpm에서의 정격 스텝부하 인가시 부하 특성이며, 급변하는 부하의 변화에도 속도 추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

그림 8, 9는 저속(정격속도의 1.67%)인 50rpm에서의 정역운전시 속도와 위치파형이며, 저속에서도 속도와 위치 추정이 안정적으로 잘되고 있음을 알 수 있다.

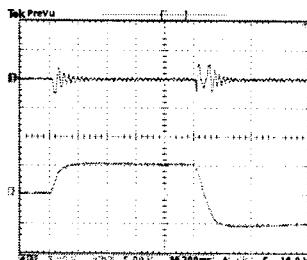


그림5 500[rpm] 정역운전시 선전류(상) 및 추정속도(하)

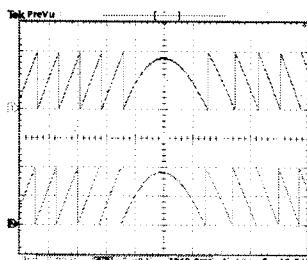


그림6 500[rpm] 정역운전시 실제위치(상) 및 추정위치(하)

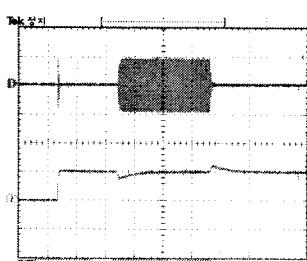


그림7 1000[rpm] 풀 부하인가시 실제전류(상) 및 추정속도(하)

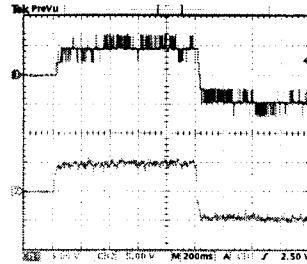


그림8 50[rpm] 정역운전시 실제속도(상) 및 추정속도(하)

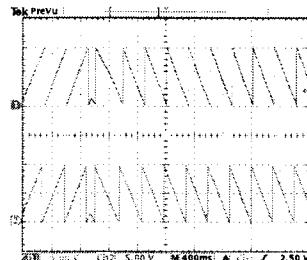


그림9 50[rpm] 정역운전시 실제위치(상) 및 추정위치(하)

3. 결 론

본 논문은 적응 적분 바이너리 관측기를 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 알고리즘을 제안하였으며, 알고리즘의 타당성은 실험을 통하여 증명하였다.

실험 결과 제안된 알고리즘은 다양한 속도 영역에서 속도 및 위치 추정이 정확히 수행되고 있음을 알 수 있으며, 운전중 정격 스텝부하의 인가에도 견실하게 동작함을 알 수 있다. 또한 제안된 알고리즘은 적응성을 이용하여 운동방정식을 사용함으로써 야기되는 파라미터의 계측 어려움이나 구동시의 미묘한 변화에 따른 관측기의 성능 저하와 같은 문제를 해결하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] L. A. Jones and J. H. Lang, "A State Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. IE, Vol.36, No.3, pp.374-382, 1989.
- [2] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real Time Observer-based(Adaptive) Control of Permanent Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors", IEEE Trans. IA, Vol.28, No.6, pp.1345-1352, 1992.
- [3] J. Solona, M. I. Valla and C. Muravchik, "A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE-IECON Conf. Rec, pp.38-43, 1994.
- [4] Y. C. Kim et al, "A Position Sensorless Control for Brushless DC Motor using Binary Observer", ICPE Conf. Rec, pp.546-551, 1995.