

적용 적분바이너리 관측기를 이용한 돌극형 영구자석 동기전동기 센서리스 속도제어

이 형, 김영조, 강형석, 김영석

*인하대학교 전기공학과

A Sensorless Speed control of IPMSM using an Adaptive Integral Binary Observer

Hyoung Lee, Young-Cho, Kim, Hyoung-Seok Kang, Young-Seok Kim

*Dept. of Electrical Engineering of Inha University

Abstract - The paper presents a sensorless speed control of interior permanent magnet synchronous motors using an adaptive integral binary observer 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; however, the steady state estimation accuracy and robustness are dependent upon with width of the constant boundary. In order to improve the steady state performance of the binary observer, the binary observer is formed by adding extra integral dynamic to the switching hyperplane equation.

1. 서 론

IPMSM은 전자기 토크 성분외에도 전동기의 돌극성으로 인한 릴럭턴스 차이에 의한 큰 토크성분을 발생시킬 수 있고, 구조가 견고하고 일정 출력 영역에서 고속운전이 가능하다. 이로 인해 전기자동차 및 기기의 정보 적용에 호응을 받고 있다. 하지만 IPMSM은 회전자의 정확한 위치정보를 위해 센서가 필요하기 때문에 별도의 센서와 제어를 갖추어야 한다. 이로 인해 이 논문에서는 적용 적분 바이너리 관측기를 이용한 센서리스 제어를 제안한다. IPMSM의 센서리스 제어에 일반적인 선형 관측기를 적용한 경우 전체 시스템이 비선형이기 때문에 적절한 관측기 이득을 얻기가 어렵다. 이러한 단점을 극복하기 위해 바이너리 관측기가 제안되었다. 이 논문에서는 바이너리 관측기에 스위칭 평면에 적분항을 추가함으로써 정상상태의 성능을 향상시킬 수 있음을 보였다.

2. 본 론

2.1 전동기의 상태방정식

고장자 좌표계에서의 기본적인 전압방정식은

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} + \omega K_E \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, $L_1 = \frac{L_d + L_q}{2}$, $L_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$

식 (1)을 미분방정식으로 표현하기 위하여 정리하면 다음의 식을 얻는다.

$$\frac{di_s}{dt} = A i_s + L_1 v_s + L_1 E_s + B i_s \quad (2)$$

여기서, $E_s = [E_\alpha \ E_\beta] : \text{유도전압}$
 $E_\alpha = K_E \omega \sin\theta, E_\beta = -K_E \omega \cos\theta$
 $A = -R L^{-1}, B = -\omega(L_d - L_q) \cdot L_2^{-1}$

$$L_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\alpha} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\beta} \end{bmatrix}, L_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{L_2} & 0 \end{bmatrix}$$

식 (1)에서 선형화 시키기 위해 한 제어주기 내에서는 속도가 일정함을 전제로한, 측정할 수 있는 전류에 대한 관측기의 상태 방정식은

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A\hat{i}_s + L_1 v_s + L_1 \hat{E}_s + \hat{B}\hat{i}_s - k_1 v \quad (3)$$

2.2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기

바이너리 관측기는 관측기의 평면을 원점으로 수렴시키는 것을 보장할 수 없다. 이는 정상상태에서 오차가 남을 수 있는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하고자 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기를 사용한다. 제안된 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기에서 스위칭 평면 $\sigma(t)$ 는

$$\sigma = (\sigma_\alpha \sigma_\beta) = 0 \quad (4)$$

여기서, $\sigma_\alpha = c_\alpha e_\alpha - \int_0^t e_\alpha d\tau, e_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, c_\alpha, c_\beta$ 는 양의 상수

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

바이너리 관측기에서 정의되는 영역 G_δ 는

$$G_\delta = x : \sigma^+ \cdot \sigma^- \leq 0 \quad (5)$$

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

$$\sigma^- = \sigma(t) + c \cdot \delta \quad \delta : \text{상수}(0 \leq \delta < 1)$$

식 (4)과 식 (5)로부터 알 수 있듯이 관측기 영역의 차원이 높아진 것을 알 수 있다. 이를 이용하여 관측기의 영역을 원점으로 수렴시킬 수 있다. 적분스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 함수를 결정하는 주루프 조정기와 보조루프 조정기는

보조루프 조정기	주루프 조정기
$\begin{bmatrix} \mu_\alpha \\ \mu_\beta \end{bmatrix} = -\alpha \begin{bmatrix} \mu_\alpha + sat(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + sat(\lambda_\beta) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha e_\alpha \\ \mu_\beta e_\beta \end{bmatrix}$

(6) (7)

여기서 $\lambda_\alpha = \sigma_\alpha / c_\alpha \delta, \lambda_\beta = \sigma_\beta / c_\beta \delta$

$$e_s = \frac{d}{dt}(\hat{i}_s - i_s) = A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B}\hat{i}_s - B i_s) + L_1(\hat{E}_s - E_s) - K_1 v \quad (8)$$

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

오차방정식은 식 (8)과 같다. 그림 1에서와 같이 오차는 관측기의 경계면에 도달한 후 '0'이 될 때까지 수렴축을 따라 수렴해간다.

2.3 관측기의 이득 설정

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 이득은 영역에 대한 불변 조건으로부터 구할 수 있다.

$$\sigma^+(t) \cdot \sigma^+(t) < 0, \sigma^-(t) \cdot \sigma^-(t) < 0 \quad (9)$$

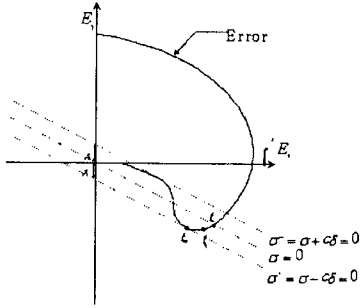


그림 1. 제안된 적분 바이너리 관측기의 위상평면계적

2.3.1 k_1 의 설정

식 (5)의 영역내로 들어온 $\sigma(t)$ 가 영역을 벗어나지 않도록 하는 조건은 이득 k_1 을 적절히 선택함으로써 확보할 수 있다.

먼저 $\sigma_\alpha > 0$ 이라고 하면 식 (9)를 만족하는 k_1 은

$$\sigma_\alpha \cdot \dot{\sigma}_\alpha = \sigma_\alpha \left\{ -c_\alpha \left[-\frac{R}{L_d} e_\alpha - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) \right) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right] \right\} \quad (10)$$

식 (10)에서 이득 k_1 은

$$k_\alpha > \frac{1}{(1-h)\delta} \left[\left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) \right) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right] \quad (11)$$

식 (11)식과 $\sigma_\alpha < 0$ 일 때를 통해서

$$k_\alpha > \frac{1}{(1-h)\delta} \left[\left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) \right) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right] \quad (12)$$

같은 방법으로 σ_β 에 대해 구하면

$$k_\beta > \frac{1}{(1-h)\delta} \left[\left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega}_\alpha - \omega_\alpha) \right) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right] \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)으로부터 k_1 의 영역은

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[\left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) \right) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta), \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega}_\alpha - \omega_\alpha) \right) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right] \quad (14)$$

2.3.2 a 의 설정

보조루프 조정기 이득 a 는 $\mu(t)$ 가 영역의 경계에서 $|\mu| \geq 1-h$ 의 크기를 만족하도록 하는 이득으로 함수 $\lambda = \sigma(t)/c\delta$ 를 이용하여 구한다. 먼저 시스템의 상태가 $\sigma = 0$ 을 통과하는 시간을 t_1 , $\sigma > 0$ 에서의 영역의 경계에 도달하는 시간을 t_2 라 놓고 식 (6)을 정리하면

$$t_2 - t_1 < \frac{1}{a} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (15)$$

여기서, $t > t_0$, t_1 은 $\lambda = 1/2$ 일 때의 시간

t_2 은 $\lambda = 1$ 일 때의 시 $1/2 < h < 1$

$\sigma < 0$ 의 경우에 대해 $\mu \leq -(1-h)$ 가 되도록 하는 a 는 다음과 같이 구할 수 있다. 여기서 반증을 위해 $\mu(t_2) > -(1-h)$ 라고 가정하고, t_1 에서부터 t_2 까지 $\lambda(t)$ 를 조사하면,

$$\lambda(t_2) \leq \frac{1}{2} + \frac{1}{c\delta} \overline{K_0} (t_2 - t_1) \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } \overline{K_0} > \max \left[\left(-\frac{R}{L_d} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) \right) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_1 \nu_\alpha \right] - e_\alpha \\ \left[\left(-\frac{R}{L_q} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega}_\alpha - \omega_\alpha) \right) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) + k_1 \nu_\beta \right] - e_\beta \end{aligned} \quad (t \geq t_0)$$

관측기의 외부루트 조정기 이득 a 가 식 (15)를 만족한다고 가정한다.

$$a \geq \frac{2\overline{K_0}}{c\delta} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (17)$$

식(15)를 이용해 식 (16)을 정리하고, 여기서 식 (17)을 대입하면

$$\lambda(t_2) < 1 \quad (18)$$

λ 의 크기가 위에서 정의한 것에 의하면 영역의 경계 즉, t_2 에서 $\lambda(t_2) = 1$ 이 되어야 하는데 $\lambda(t_2) < 1$ 이 되어 모순이 되므로 a 가 식 (17)을 만족하도록 설정하면 $|\mu(t_2)| \geq 1-h$ 의 관계가 항상 성립하게 된다. $\sigma < 0$ 의 경우에 대해서도 식 (17)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

2.3.3 속도 추정식의 설정

적용 적분 바이너리 관측기는 운동방정식을 이용하지 않으므로 전동기 회전자속도 및 위치정보를 얻기 위하여, 속도와 위치에 대한 추정식이 필요하다. 전동기의 속도를 추정하기 위하여 리아프노프함수를 이용한다.

$$V = \frac{1}{2} e_s^T e_s + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{2} \quad (19)$$

리아프노프함수를 식 (19)와 같이 설정하고, 한 추정주기 내에서 전동기의 속도가 일정하다고 가정하여, 식(19)를 미분하면 얻을 수 있다.

$$\dot{V} = e_s^T \dot{e}_s + (\hat{\omega} - \omega) \dot{\omega} \quad (20)$$

식 (8)을 식 (20)에 대입하면

$$\dot{V} = e_s^T [A(\hat{i}_s - i_s) + (B\hat{i}_s - Bi_s) + L_1(\hat{E}_s - E_s) - k_1 \nu] + \Delta \omega \dot{\omega}$$

여기서, $\Delta \omega = \hat{\omega} - \omega$

관측기의 시스템이 안정하기 위해서는 리아프노프 안정도이론으로부터 $V > 0$ 일 때 $\dot{V} < 0$ 을 만족해야 한다. 따라서 $\dot{V} < 0$ 을 만족하도록 하기 위해서 식 (20)으로부터 다음과 같이 두 개의 식으로 분리한다.

$$e^T [A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{i}_s - i_s) - k_1 \nu] < 0 \quad (21)$$

$$e^T [(B - B)\hat{i}_s + L_1(\hat{E}_s - E_s)] + \Delta \omega \dot{\omega} = 0 \quad (22)$$

식 (22)이 '0'이 되도록 설정하고 식 (21)의 부등식을 만족하도록 하면, 식 (19)의 함수는 안정하게 된다.

식 (21)의 부등식으로부터 k_1 의 범위는 식 (14)를 만족하도록 설정되어야 하므로 식 (23)를 만족해야 한다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[\left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) \right) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right]$$

$$\left. \begin{aligned} & + \frac{K_E}{L_d}(\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \\ \text{sup} & \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_3} \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega} \hat{i}_\alpha - \omega i_\alpha) \right. \\ & \left. + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right) \quad (t \geq t_0) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

식 (22)를 풀어보면 전동기의 속도는 역기전력 및 전류의 정보와 관련이 있음을 알 수 있다.

$$e^T \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \left(\hat{\omega} \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta} \\ -\cos \hat{\theta} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix} \right) - (\hat{\omega} - \omega)(L_d - L_q) \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \hat{i}_s + (\hat{\omega} - \omega) \hat{\omega} = 0 \quad (24)$$

식 (24)에서 $\theta = \hat{\theta}$ 라 근사하여 정리하면

$$\hat{\omega} = -K_E \left(\frac{1}{L_d} s_\alpha \cdot \sin \hat{\theta} - \frac{1}{L_q} s_\beta \cdot \cos \hat{\theta} \right) + \left[\frac{(L_d - L_q)}{L_d} s_\alpha \hat{i}_\beta + \frac{(L_d - L_q)}{L_q} s_\beta \hat{i}_\alpha \right] \quad (25)$$

식 (25)를 이용하여 회전자의 속도를 추정할 수 있음을 알 수 있으며, 추정속도를 빠르고 안정적으로 실제속도를 수렴시키기 위해 식 (25)를 비례 적분하여 추정속도를 결정하고 이를 적분하여 추정 위치를 산출한다.

2.4 시스템의 구성

본 논문에서는 IPMSM의 센서리스 제어를 위해 인버터부, 제어부로 구성하였고, 부하인가 실험을 위해 다이 나모미터를 이용하였다. 인버터는 IGBT를 사용하여 3상 인버터 전력회로를 구성하였다.

표. 1 IPMSM의 규격

정격용량	2.5[kW]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격토크	11.9[N · m]	정격속도	2000[rpm]
극수	8극	역기전력상수	0.0523[V/rpm]
d축 인덕턴스	0.00131[H]	q축 인덕턴스	0.00161[H]

2.5 실험결과

본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위해 서, 다음의 실험을 수행하였다. 그림 2와 그림 3은 적응적분바이너리 관측기를 사용한 경우, 2000[rpm], 1000[rpm]에서 무부하시의 실제 속도와 추정속도를 나타낸다. 그림 4는 1000[rpm]에서 full부하를 인가한 경우, 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 운전중 갑작스런 부하의 인가와 부하의 감소시에도 바로 정상상태에 도달하였다. 그림 5는 리얼속도 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 변화시킨 경우 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 속도가 급변하는 정역운전시에도 양호한 추정성능을 보임을 알 수 있다.

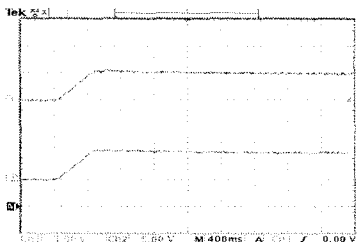


그림 2 적응적분바이너리 관측기를 사용한 경우 무부하시험 2000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(하)

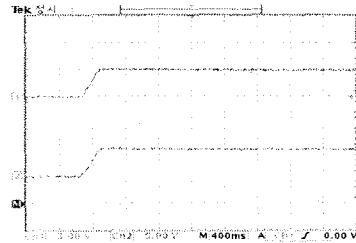


그림 3 적응적분바이너리 관측기를 사용한 경우 무부하시험 1000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(하)

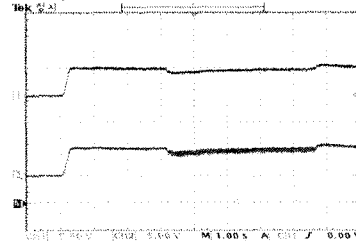


그림 4. 0%-100%-0% 부하 변화시 1000[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(하)

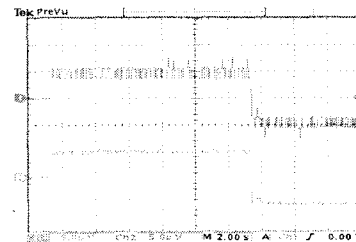


그림 5. 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)과 추정속도(하)

3. 결 론

본 논문에서는 적응적분바이너리 관측기를 이용한 매 입형 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치 센서 없는 제어에 대해 적용하였으며, 알고리즘의 성능과 타당성을 실험을 통해 확인하였다. 다양한 속도영역에서 속도 및 위치추정이 정확히 수행되고 있음을 알 수 있으며, 운전중 갑작스런 스텝부하의 증가 및 감소에도 견실하게 동작함을 보여준다.

감사의 글

이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음. (KRF-2004-041-D00284)

[참 고 문 헌]

- [1] Raymond B. Sepe, et. al., "Real-Time Adaptive Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. IE., Vol.27, No.4, pp.706-714, 1991
- [2] Y. S. Han, Y. S. Kim, and S.okuma, "풀 Position Control of Induction Motor Using a Binary Disturbance Observer", Avanced Robotic, Vol14, No2, pp.119-134, 2000
- [3] L.A. Jones and J. Lang, "A state pbserver for Permanent- Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans.IE, Vol36,No.3, pp374-382, 1989
- [4] Y.C. Kim, W. S. you and Y.S. Kim, "A position Sensorless control for Brushless DC Motor using Binary Observer", ICPE Conf, Rec, pp546-551, 1995