전력전자학술대회 논문집 2006. 6. 22 ~ 6. 24

약계자 영역에서의 적응적분바이너리 관측기를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

이형, 강형석, 김영석
*인하대학교 전기공학과

A Speed Sensorless for IPMSM based on an Adaptive Integral Binary Observer in the Field-Weakening Region

Hyoung Lee, Young-Cho, Kim, Hyoung-Seok Kang, Young-Seok Kim
*Dept. of Electrical Engineering of Inha University

ABSTRACT

센서리스 제어를 위한 상태 관측기의 설계시 기존의 바이너리 관측기의 성능을 향상시키기 위해 스위칭 평면에 적분항을 추가함으로서 정상상태의 성능을 향상시킬 수 있다. 또한 전동기의 관성계수나 마찰계수와 같은 운동방정식의 파라미터들은 계측하기 어려우며 관측기의 성능저하를 야기하므로 실제구현에서도 많은 제약이 따른다. 이러한 문제를 해결하기 위해 적응 적분바이리 관측기를 제안하다. 그리고 정격속도 이상으로 구동하기 위해서 약계자 영역에서의 센서리스 제안한다. IPMSM이 w가 보다 높은 속도에서 운전되기 위해서는 정격전압이상의 입력이 요구되어진다. 그러나 정격전압에서 d축 전류가 회전자 자속을 감소시키는 방향으로 주입된다면 더 높은 속도에서 운전되어질 수 있다.

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 기기들의 서보 적용에 호응을 받고 있다. 하지만 IPMSM은 회전자의 정확한 위치정보를 위해 센서가 필요하기 때문에 별도의 센서와 제어기를 갖추어야 한다. 이로 인해 이 논문에서는 적응 적분 바이너리 관측기를 이용한 센서리스 제어를 제안한다. IPMSM의 센서리스 제어게 일반적인 선형관측기를 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 향상킬 수 있음을 보였다. 또한 정격속도 이상으로 구동하기 위해서 약계자 영역에서의 센서리스를 제안한다. IPMSM이 정격속도보다 높은 속도에서 운전되기 위해서는 정격전압이상의 입력이 요구되어진다. 하지만 정격전압에서 d축 전류가 회전자 자속을 감소시키는 방향으로 주입된다면 정격속도보다 높은 속도에서 운전되어질 수 있다.

2.본 론

2.1 전동기의 상태방정식

고정자 좌표계에서의 전압방정식을 미분방정식으로 정리하면

$$\frac{di_s}{dt} = Ai_s + \overrightarrow{L_1}v_s + \overrightarrow{L_1}E_s + Bi_s \qquad (1)$$

여기서, $E_s = [E_\alpha \ E_\beta]$:유도전압 $E_\alpha = K_E\omega\sin\theta$, $E_\beta = -K_E\omega\cos\theta$

$$A = -R\overrightarrow{L_1},\ B = -\omega(L_d - L_q)\cdot\overrightarrow{L_2},\quad \overrightarrow{L_1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix},\ \overrightarrow{L_2} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

전압방정식을 선형화 시키기 위해 한 제어주기 내에서는 속도가 일정함을 전제로, 측정할 수 있는 관측기의 상태 방정식은

$$\frac{d}{dt}\widehat{i_s} = A\widehat{i_s} + \overrightarrow{L_1}v_s + \overrightarrow{L_1}\widehat{E_s} + \widehat{B}\widehat{i_s} - k_1\nu \qquad (2)$$

2.2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기

제안된 관측기의 스위칭 평면 $\sigma(t)$는

$$\sigma = (\sigma_\alpha, \sigma_\beta) = 0 \qquad (3)$$

여기서, $\sigma_\alpha = c_\alpha e_\alpha - \int_0^t e_\alpha dt$, $e_\alpha = \widehat{i_\alpha} - i_\alpha$ $\quad c_\alpha, c_\beta$는 양의 상수

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

바이너리 관측기에서 정의되는 영역 G_δ는

$$G_\delta = x\ \sigma^+ \cdot \sigma^- \le 0 \qquad (4)$$

$\sigma^+ = \sigma(t) - c\cdot\delta$, $\sigma^- = \sigma(t) + c\cdot\delta$ $\quad \delta$: 상수($0 \le \delta < 1$)

바이너리 관측기의 함수의 주루프 조정기와 보조루프 조정기는

보조루프 조정기 주루프 조정기

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_\alpha \\ \dot{\mu}_\beta \end{bmatrix} = -\alpha\begin{bmatrix} \mu_\alpha + sat(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + sat(\lambda_\beta) \end{bmatrix} \qquad (5) \qquad\qquad \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha |e_\alpha| \\ \mu_\beta |e_\beta| \end{bmatrix} \qquad (6)$$

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

$$\dot{e}_s = \frac{d}{dt}(\widehat{i_s} - i_s)$$

$$= A(\widehat{i_s} - i_s) + (\widehat{B}\widehat{i_s} - Bi_s) + \overrightarrow{L_1}(\widehat{E_s} - E_s) - K_1\nu \qquad (7)$$

여기서, $e_s = [e_\alpha \ e_\beta] = [\widehat{i_\alpha} - i_\alpha \ \widehat{i_\beta} - i_\beta]$

오차방정식은 식 (7)과 같다. 그림 1에서와 같이 오차는 관측기의 경계면에 '0'이 될 때까지 수평축을 따라 수렴해간다.

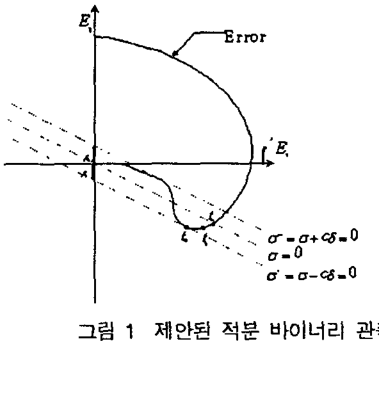

그림 1 제안된 적분 바이너리 관측기의 위상평면궤적

2.3 관측기의 이득 설정

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

$$\sigma^+(t)\cdot\dot{\sigma}^+(t)<0 \quad \sigma^-(t)\cdot\dot{\sigma}^-(t)<0 \tag{8}$$

2.3.1 k_1의 설정

식 (4)의 영역내로 들어온 $\sigma(t)$가 영역을 벗어나지 않도록 하는 조건은 이득 k_1을 적절히 선택함으로 확보할 수 있다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta}\max\Big[sup\Big|(-\frac{R}{L_d}+\frac{1}{c_\alpha})\delta-\Big(\frac{L_d-L_q}{L_d}\Big)(\widehat{\omega}\widehat{i}_\beta-\omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d}(\widehat{\omega}\sin\widehat{\theta}-\omega\sin\theta)\Big|,$$
$$sup\Big|(-\frac{R}{L_q}+\frac{1}{c_\beta})\delta-\Big(\frac{L_d-L_q}{L_q}\Big)(\widehat{\omega}\widehat{i}_\alpha-\omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q}(-\widehat{\omega}\cos\widehat{\theta}+\omega\cos\theta)\Big|\Big] \tag{9}$$

2.3.2 a의 설정

보조루프 조정기 이득 a는 $\mu(t)$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_2라 놓고 식 (5)를 정리하면

$$t_2-t_1<\frac{1}{a}\ln\frac{4}{2h-1} \tag{10}$$

여기서, $t>t_0$ t_1은 $\lambda=1/2$ 일 때의 시간

t_2은 $\lambda=1$ 일 때의 시 $1/2<h<1$

$\sigma<0$의 경우에 대해 $\mu\leq-(1-h)$가 되도록 하는 a는 다음과 같이 구할 수 있다.여기서 반증을 위해 $\mu(t_2)>-(1-h)$라고 가정하고, t_1에서부터 t_2까지 $\lambda(t)$를 조사하면,

$$\lambda(t_2)\leq\frac{1}{2}+\frac{1}{c\delta}\overline{K_0}(t_2-t_1) \tag{11}$$

여기서, $K_0>\max[sup\Big|-c_a[(-\frac{R}{L_d})\delta-\Big(\frac{L_d-L_q}{L_d}\Big)(\widehat{\omega}\widehat{i}_\beta-\omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d}(\widehat{\omega}\sin\widehat{\theta}-\omega\sin\theta)+k_1\nu_a]-e_a\Big|$

$$sup\Big|-c_a[(-\frac{R}{L_q})\delta-\Big(\frac{L_d-L_q}{L_q}\Big)(\widehat{\omega}\widehat{i}_\alpha-\omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q}(-\widehat{\omega}\cos\widehat{\theta}+\omega\cos\theta)+k_1\nu_\beta]-e_\beta\Big|\Big] \quad (t\geq t_0)$$

관측기의 외부루트 조정기 이득 a가 식 (10)를 만족한다고 가정한다.

$$a\geq\frac{2\overline{K_0}}{c\delta}\ln\frac{4}{2h-1} \tag{12}$$

식(10)을 이용해 식 (11)를 정리하고, 식 (12)을 대입하면

$$\lambda(t_2)<1 \tag{13}$$

λ의 크기가 위에서 정의한 것에 의하면 영역의 경계 즉, t_2에서 $\lambda(t_2)=1$이 되어야 하는데 $\lambda(t_2)<1$이 되어 모순이 되므로 a가 식 (12)를 만족하도록 설정하면 $|\mu(t_2)|\geq 1-h$의 관계가 항상 성립하게 된다. $\sigma<0$의 경우에 대해서도 식 (12)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

2.3.3 속도 추정식의 설정

적응적분 바이너리 관측기는 운동방정식을 이용하지 않으므로 전동기의 속도를 추정하기위해 리아프노프함수를 이용한다.

$$V=\frac{1}{2}e_s^Te_s+\frac{(\widehat{\omega}-\omega)^2}{2} \tag{14}$$

리아프노프함수를 식 (14)와 같이 설정하고, 한 추정주기 내에서 전동기의 속도가 일정하다고 가정하여, 식(18)을 미분하면

$$\dot{V}=\dot{e}_s^Te_s+(\widehat{\omega}-\omega)\dot{\widehat{\omega}} \tag{15}$$

식 (7)을 식 (15)에 대입하면

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

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

관측기의 시스템이 안정하기 위해서는 리아프노프 안정도이론으로부터 $V>0$일 때 $\dot{V}<0$을 만족해야 한다. $\dot{V}<0$을 만족하도록 하기 위해 식 (15)로부터 두 개의 식으로 분리한다.

$$e^T[A(\widehat{i}_s-i_s)+B(\widehat{i}_s-i_s)-k_1\nu]<0 \tag{16}$$

$$e^T[(\widehat{B}-B)\widehat{i}_s+\overrightarrow{L_1}(\widehat{E}_s-E_s)]+\Delta\omega\dot{\widehat{\omega}}=0 \tag{17}$$

식 (17)이 '0'이 되도록 설정하고 식 (16)의 부등식을 만족하도록 하면, 식 (14)의 함수는 안정하게 된다.

식 (16)의 부등식으로부터 k_1의 범위는 식 (9)를 만족하도록 설정해야 하므로 식 (18)를 만족해야 한다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta}\max\Big[sup\Big|(-\frac{R}{L_d}+\frac{1}{c_\alpha})\delta-\Big(\frac{L_d-L_q}{L_d}\Big)(\widehat{\omega}\widehat{i}_\beta-\omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d}(\widehat{\omega}\sin\widehat{\theta}-\omega\sin\theta)\Big|,$$
$$sup\Big|(-\frac{R}{L_q}+\frac{1}{c_\beta})\delta-\Big(\frac{L_d-L_q}{L_q}\Big)(\widehat{\omega}\widehat{i}_\alpha-\omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q}(-\widehat{\omega}\cos\widehat{\theta}+\omega\cos\theta)\Big|\Big] \quad (t\geq t_0) \tag{18}$$

식 (17)을 풀어보면 전동기의 속도는 역기전력 및 전류의 정보와 관련이 있음을 알 수 있다.

$$e^T\cdot\left[K_E\begin{bmatrix}\frac{1}{L_d} & 0\\ 0 & \frac{1}{L_q}\end{bmatrix}\left(\widehat{\omega}\begin{bmatrix}\sin\widehat{\theta}\\ -\cos\widehat{\theta}\end{bmatrix}-\omega\begin{bmatrix}\sin\theta\\ -\cos\theta\end{bmatrix}\right)-\right.$$
$$\left.(\widehat{\omega}-\omega)(L_d-L_q)\begin{bmatrix}0 & \frac{1}{L_d}\\ \frac{1}{L_q} & 0\end{bmatrix}\widehat{i}_s\right]+(\widehat{\omega}-\omega)\dot{\widehat{w}}=0 \tag{19}$$

식 (19)에서 $\theta=\widehat{\theta}$라 근사하여 정리하면

$$\dot{\widehat{\omega}}=-K_E(\frac{1}{L_d}s_\alpha\cdot\sin\widehat{\theta}-\frac{1}{L_q}s_\beta\cdot\cos\widehat{\theta})+[\frac{(L_d-L_q)}{L_d}s_\alpha\widehat{i}_\beta+\frac{(L_d-L_q)}{L_q}s_\beta\widehat{i}_\alpha] \tag{20}$$

식 (20)을 이용하여 회전자의 속도를 추정할 수 있음을 알 수 있으며, 추정속도를 빠르고 안정적으로 실제속도를 수렴시키기 위해 식 (20)을 비례 적분하여 추정속도를 결정하고 이를 적분하여 추정 위치를 산출한다.

2.4 약계자영역

전압 및 전류의 제한 조건 :

$$v_{sd}^2+v_{sq}^2=V_{smax}^2$$
$$i_{sd}^2+i_{sq}^2=I_{smax}^2 \tag{21}$$

고속 운전 시 : 저항에 의한 전압강하 << 속도를 포함하는 항

$$v_{sd} = (R + pL_d) i_d - \omega_r L_d i_{sq}$$
$$v_{sq} = (R + pL_q) i_q + \omega_r L_q i_{sd} + K_E \omega \qquad (22)$$

식 (22)를 정상상태라 보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{sd} = -\omega_r L_d i_{sq}$$
$$v_{sq} = \omega_r L_q i_{sd} + K_E \omega_r \qquad (23)$$

식 (21)과 식 (23)으로부터 i_{sd}와 i_{sq}는 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\frac{L_d^2}{L_q^2} \left(i_{sd} + \frac{K_E}{L_d}\right) + i_{sq}^2 \le \left(\frac{V_{smax}}{\omega_r L_d}\right)^2 \qquad (24)$$

식 (24)는 타원형이고, 모터의 정격속도에 의존 한다. 식 (21)에서 전류제한 $i_{sd} - i_{sq}$ 원과 식 (24) 타원형 형태의 전압제한에서 모터의 속도가 증가하면 전압 제한치는 감소하는 것을 볼 수 있고 그림 2와 같이 약계자 영역에서 최대 토크는 A에서 B로 이동한다. IPMSM이 보다 높은 속도로 운전되기 위해서는 정격전압 이상의 입력이 필요하다. 하지만 정격전압에서 d축 i_{sd}가 회전자 자속을 감소시키는 방향으로 주입된다면 정격속도 더 높은 속도로 운전될 것이다.

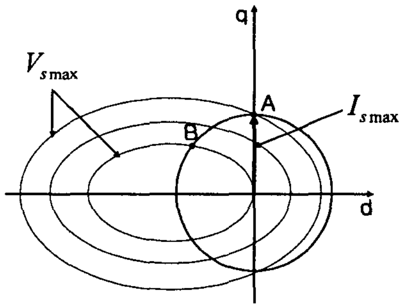

그림 2 약계자 제어시 전류 및 전압제한조건에 의한 전류제한 궤적

2.5 시스템의 구성

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

표 1 IPMSM의 규격

정 격 용 량	2.5[kW]	고정자 저항	0.22[Ω]
정 격 토 크	11.9[$N \cdot m$]	정 격 속 도	2000[rpm]
극 수	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 위해서, 다음의 실험을 수행하였다. 그림 3는 약계자 영역에서, 2400[rpm]에서 무부하시의 실제 속도와 추정속도를 나타낸다. 그림 4는 2400[rpm]에서 30%부하를 인가한 경우, 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 운전중 갑작스런 부하의 인가와 부하의 감소시에도 바로 정상상태에 도달하였다. 그림 5는 지령속도 2400[rpm]에서 -24000[rpm]으로 변화시킨 경우 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 속도가 급변하는 정역운전시에도 양호한 추정성능을 보입을 알 수 있다.

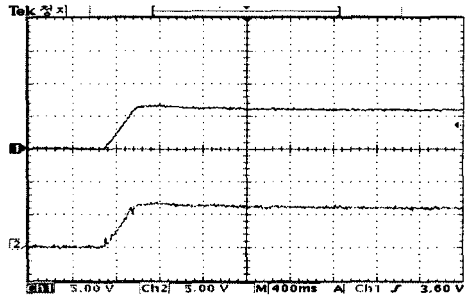

그림 3 2400[rpm]에서 무부하시험 실제속도(상), 추정속도(하)

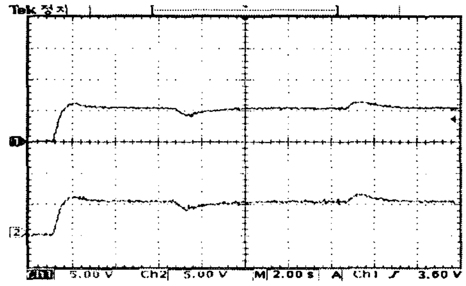

그림 4 2400[rpm]에서 30%부하시험 실제속도(상), 추정속도(하)

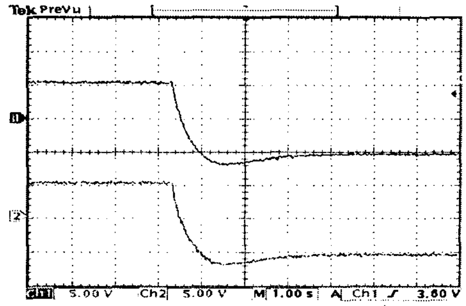

그림 5 2400[rpm]에서 -2400[rpm]속도변화시킨 경우 실제속도(상), 추정속도(하)

3. 결 론

본 논문에서는 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 매입형 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, "Position Control of Induction Motor Using a Binary Distubance Observer", Avanced Robotic, Vol14, No2, pp.119'134, 2000.

[3]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.

[4]Sudoff, S.D., Corzine,K.A. : Hegner, H.J., "A flux-weakening strategy for current-regulated surface-mounted permanent magnet drives", IEEE Transm Volume 10, pp431-437 Sept. 1995