

퍼지 이득 보상기를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 센서리스 제어

강형석*, 신재화**, 김영조***, 김영석*
 인하대학교*, 인천전문대학**, 유한대학***, 인하대학교*

Speed sensorless control for Interior permanent magnet synchronous motors based on the fuzzy gain compensator

Hyoung-Seok Kang*, Jae-Hwa Shin**, Young-Jo Kim***, Young-Seok Kim*
 Inha University*, Incheon College**, Yuhan college***

Abstract - An interior permanent magnet synchronous motors (IPMSM) are receiving increased attention for many industrial applications because of its high torque to inertia ratio, superior power density, and high efficiency. This paper presents algorithm for speed sensorless control based on an adaptive binary observer adding the fuzzy gain compensator. Effectiveness of algorithm is confirmed by the experiments.

1. 서 론

IPMSM은 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생할 수 있으며, 구조가 견고하고, 작은 유효공극으로 전기자 반작용이 강하므로 일정 토크 영역에서의 운전뿐만 아니라 일정 출력 영역에서 고속운전도 가능하다. 그러나 IPMSM은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크 제어를 위해서는 회전자의 정확한 위치 정보를 갖고 전류 제어를 해야만 한다. 정확한 위치 정보를 얻기 위해서는 회전자에 절대 엔코더나 레졸버 등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 그 가격이 매우 고가이기 때문에 전체 시스템의 가격을 크게 상승시킬 뿐만 아니라 별도의 소프트웨어와 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점을 가진다. 따라서 IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행 되고 있고, 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다[1].

본 논문에서는 전동기 가변속 구동시 일정한 PI이득은 시스템의 성능을 저하 시키므로, 고정된 PI 이득을 보상하기 위하여 지령속도와 추정속도의 오차를 퍼지화 하여 전동기의 입력 제어전류를 제어 하였다. IPMSM의 속도 센서리스 제어를 위해 적응 적분 바이너리 관측기와 퍼지 이득 보상기[2]를 적용하였고, 그 타당성을 실험을 통해 증명하였다.

2. 본 론

2.1 전류관측기의 구성

IPMSM 고정자 좌표계에서 기본적인 전압방정식에서 전류 관측기를 구성하면 시간에 대한 변수인 전압, 전류와 위치에 대한 삼각함수와 속도항이 곱해진 형태로 나타나는 역기전력 성분으로 인하여 전체 시스템은 비선형이 된다. 따라서 이를 선형화시키기 위해 한 제어 주기 내에는 속도가 일정함을 전제로 하여 측정할 수 있는 전류에 대한 관측을 행하는 바이너리 관측기를 식(1)과 같이 구성한다.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = A \hat{i}_s + \bar{L}_1 v_s - \bar{L}_1 \hat{E}_s + \hat{B} \hat{i}_s - K \gamma_s \quad (1)$$

여기서 $K = \begin{bmatrix} k_\alpha & 0 \\ 0 & k_\beta \end{bmatrix}$: 상수

$\hat{i}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$: 고정자 α 축과 β 축 추정전류

$\hat{E}_s = [\hat{E}_\alpha \ \hat{E}_\beta]$: 고정자 α 축과 β 축 추정유도전압

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

$\hat{B} = -\hat{\omega} (L_d - L_q) \cdot \bar{L}_2$, $\gamma_s = [\gamma_\alpha \ \gamma_\beta]^T$: 관측기 입력

$$\bar{L}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \bar{L}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

2.2 적분 스위칭 면을 갖는 바이너리 관측기

정상상태의 오차를 줄이기 위하여 초평면에 적분항을 추가하며, 구성된 관측기의 초평면은 추정전류와 실제전류의 오차로 정의한다. 따라서, 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기에서, 적분 스위칭 평면 $\sigma(t)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\sigma(t) = (\sigma_\alpha, \sigma_\beta) = 0 \quad (2)$$

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

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

식(2)의 초평면은 전류의 오차를 적분하여 초평면의 차원을 높였고, 일반적인 바이너리 관측기와는 달리 2차원 평면에서 상태제어를 나타낼 수 있다.

적분 바이너리 관측기의 정의되는 영역 G_s 를 다음과 같이 정의 하였다.

$$G_s = x : \sigma^+ \cdot \sigma^- \leq 0 \quad (3)$$

여기서, $\sigma^+ = \sigma(t) - c \delta$, $\sigma^- = \sigma(t) + c \delta$, δ : 상수 단 ($0 \leq \delta < 1$)

식(2)을 이용하여 관측기의 영역을 원점으로 수렴 시킬 수 있고, 관측기의 차원이 높아진 것을 알 수 있다. 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 스위칭 함수를 결정하는 주루프 조정기와 보조루프 조정기는 일반적인 바이너리 제어기와 같이 연속관성형 보조루프 조정기로 다음과 같다.

$$\text{보조루프 조정기} : \begin{bmatrix} \mu_\alpha \\ \mu_\beta \end{bmatrix} = -\alpha \begin{bmatrix} \mu_\alpha + sat(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + sat(\lambda_\beta) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\text{주루프 조정기} : \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha |e_\alpha| \\ \mu_\beta |e_\beta| \end{bmatrix} \quad (5)$$

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

$$\dot{e}_s = \frac{d}{dt}(\hat{i}_s - i_s) = A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B}\hat{i}_s - B i_s) \quad (6)$$

$$+ L_1(\hat{E}_s - E_s) - K\gamma_s$$

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

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 오차방정식은 식(6)과 같으며, 관측기의 상태궤적을 그림 1에 나타내었다. 그림 1로부터 오차는 바이너리 관측기의 경계면에 도달한 후, $e_s = 0$ 이 될 때까지 수평축을 따라 수렴해간다. 그림 2는 일반적인 바이너리 관측기에 적분항을 추가한 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록도이다. 그림 2에서 볼 수 있는 것과 같이 추정전류와 실제전류와의 오차를 적분한 항을 추가하여 바이너리 관측기의 초평면을 구성하는 것을 볼 수 있다.

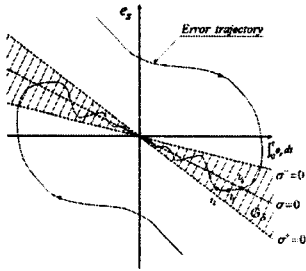


그림 1. 적분 바이너리 관측기의 위상평면궤적

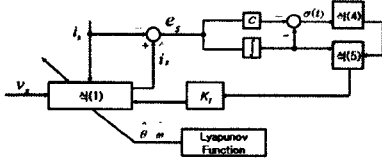


그림 2. 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록 다이어그램

2.3 적분 바이너리 관측기의 이득 설정

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 이득은 G_s 영역에 대한 불변조건으로부터 구할 수 있다. G_s 영역 불변조건은 영역 G_s 의 경계면에서 식(7)이 만족되어야 한다.

$$\sigma^+(t) \cdot \sigma^+(t) < 0, \sigma^-(t) \cdot \sigma^-(t) < 0 \quad (7)$$

가. K 의 설정

영역 G_s 내에 들어온 $\sigma(t)$ 가 영역을 벗어나지 않고 계속 G_s 영역 내에서 머물러 있을 조건은 이득 k_α 를 적절하게 선택함으로써 확보되어질 수 있다. 각각, $\sigma_\alpha > 0$ 이라 가정하고, 식(7)을 만족하도록 이득 k_α 을 선택하는 경우와 $\sigma_\alpha < 0$ 인 경우, 같은 방법으로 식(7)을 만족하도록 k_β 를 선택하면 식(8)과 식(9)의 결과를 얻는다.

$$k_\alpha > \frac{1}{(1-h)\delta} \max_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}_\beta^* - \omega_\beta^*) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right| \quad (8)$$

$$k_\beta > \frac{1}{(1-h)\delta} \max_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}_\alpha^* - \omega_\alpha^*) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right| \quad (9)$$

식(8), (9)로부터, 식(10)과 같이 K 의 영역을 산출 가능하다.

$$K > \frac{1}{(1-h)\delta} \max_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}_\beta^* - \omega_\beta^*) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right|,$$

$$\max_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}_\alpha^* - \omega_\alpha^*) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right| \quad (10)$$

나. α 의 설정

보조루프 조정기 이득 α 는 $\mu(t)$ 가 영역의 경계에서 $|\mu| \geq 1-h$ 의 크기를 만족하도록 하는 이득으로 함수 $\lambda = \sigma(t)/\cos$ 를 이용하여 구한다. 먼저 시스템의 상태 $\sigma = 0$ 을 통과하는 시간을 t_1 , $\sigma > 0$ 에서 영역의 경계에 도달하는 시간을 t_2 라 놓고 식(4)를 시간에 대해 정리하면

$$t_2 - t_1 < \frac{1}{\alpha} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (11)$$

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

$$t_2 \text{는 } \lambda = 1 \text{일 때의 시간 (단, } 1/2 < h < 1)$$

$\sigma > 0$ 인 경우에 대해 $\mu \leq -(1-h)$ 가 되도록 하는 α 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,

$$\lambda(t_2) \leq \frac{1}{2} + \frac{1}{\cos} \overline{K}_0 (t_2 - t_1) \quad (12)$$

$$\text{여기서, } \overline{K}_0 > \max_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_d} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}_\beta^* - \omega_\beta^*) \right|$$

$$+ \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_1 v_\alpha - e_\alpha \left| \max_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_q} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}_\alpha^* - \omega_\alpha^*) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) + k_1 v_\beta - e_\beta \right| \right|$$

관측기의 보조루프 조정기 이득 α 가 식(11)과 같은 부등식을 만족한다고 가정한다.

$$\alpha \geq \frac{2\overline{K}_0}{\cos} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (13)$$

식(11)을 이용하여 식(12)를 정리하고, 여기에 식(13)을 대입하면 다음의 결과를 얻을 수 있다. α 가 식(13)을 만족하도록 설정되면 $|\mu(t_2)| \geq 1-h$ 의 관계가 항상 성립하게 된다. $\sigma < 0$ 의 경우에 대해서도, 식(13)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

2.4 속도 추정식의 결정

IPMSM의 회전자 속도 및 위치정보를 얻기 위하여, 속도와 위치에 대한 추정식이 필요하다. 본 논문에서는 IPMSM의 회전자 속도를 추정하고 안정도를 판별하기 위하여 리아푸노프(Lyapunov)함수를 이용한다[3]. 리아푸노프 함수를 식(15)와 같이 설정하고, 한 추정주기 내에서 전동기의 속도가 일정하다고 가정하여, 식(15)를 미분하면, 식(16)과 같다.

$$V = \frac{1}{2} e_s^T e_s + \frac{(\hat{\omega}_s - \omega_s)^2}{2} \quad (15), \quad \dot{V} = e_s^T \dot{e}_s + (\hat{\omega}_s - \omega_s) \dot{\omega}_s \quad (16)$$

회전자 속도 추정과 안정도 판별을 위하여, 관측기의 시스템이 안정하기 위해서는 리아푸노프 안정도 이론으로부터 $V > 0$ 일 때, $\dot{V} < 0$ 을 만족해야 한다. 따라서 $\dot{V} < 0$ 을 만족하도록 하기 위하여 식(16)로부터 다음과 같이 두 개의 식으로 분리한다.

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

$$e^T [A(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + B(\hat{i}_\beta - i_\beta) - K_f v_s] < 0 \quad (18)$$

회전자의 추정속도를 도출하기 위하여 식(17)이 0이 되도록 설정하고, 안정도 판별을 위하여 식(18)의 부등식을 만족하도록 하면, 식(15)의 리아푸노프 함수는 안정하게 된다. 식(18)의 부등식으로부터 K 의 범위는 식(10)과 식(15)를 모두 만족하도록 설정되어야 한다. 또한, 식(17)을 정리하고, $\theta \cong \hat{\theta}$ 라 근사하여 정리 하면 식(19)와 같고, 이는 IPMSM의 속도는 역기전력, 전류 및 L_d 와 L_q 의 차에 대한 정보와 관련이 있음을 알 수 있다.

$$\dot{\omega} = -K_f \left(\frac{1}{L_d} e_\alpha \cdot \sin \hat{\theta} - \frac{1}{L_q} e_\beta \cdot \cos \hat{\theta} \right) + \left[\frac{(L_d - L_q)}{L_d} e_\alpha \hat{i}_\beta + \frac{(L_d - L_q)}{L_q} e_\beta \hat{i}_\alpha \right] \quad (19)$$

2.5 퍼지 이득 보상기

제안된 알고리즘에 사용된 퍼지 제어를 위한 규칙 기반은 IF..., then...,과 같은 일반적인 방법을 사용한다. Rule R_i : If $\Delta\omega$ is A_i and Δe is B_i , then C is C_i 여기서 속도오차 $\Delta\omega$, 속도오차의 변화율은 Δe 은 입력 언어변수가 되고, 보상값 C 는 출력 언어변수가 된다. 비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정 값을 얻는 방법으로 식(20)과 같은 무게중심법을 사용하였다.

$$U^{Fuzzy} = \frac{\sum_i b_i \int \mu_{(i)} }{\sum_i \int \mu_{(i)} } \quad (20)$$

여기서, U^{Fuzzy} 는 출력의 확정치이고, b_i 는 규칙 i 에 대한 출력의 정도 값을 나타낸 귀속도함수의 중심이며 $\mu_{(i)}$ 는 출력의 정도 값의 면적을 나타낸다. 표 1은 제안된 알고리즘에 따른 퍼지 규칙 기반의 표를 나타낸다. 식(21)은 오차와 오차의 변화율에 따른 출력의 확정치에 대한 퍼지 함수관계를 나타낸다.

$$U = F[E(k), \Delta E(k)] : F \text{는 퍼지관계} \quad (21)$$

$$E(k) = C_1 \cdot e(k), \quad \Delta E(k) = C_2 \cdot \Delta e(k) \quad (22)$$

식(22)와 같이 측정된 출력오차 e 와 출력오차의 변화량 Δe 에 적당한 크기변환 요소 C_1 과 C_2 를 곱함으로써 전체 집합의 양자화 준위 $E(k)$, $\Delta E(k)$ 로 크기변환 시키고 결정표로부터 양자화 된 제어기 출력 $U(k)$ 를 얻을 수 있다. 그리고 식(23)과 같이 크기변환요소 C_3 를 곱함으로써 실제 적용 가능한 비퍼지 제어기 출력 $u(k)$ 를 구할 수 있다.

$$u(k) = C_3 \cdot U(k) \quad (23)$$

표 1. 2개의 입력을 가지는 언어변수에 대한 규칙기반 표

		$\Delta\omega(e)$				
		NL	NS	Z	PS	PL
Δe	NE	VH	H	H	M	L
	ZE	VH	H	M	L	VL
	PE	H	M	L	L	VL

2.6 실험결과

실험에 사용된 모터는 8극, 정격용량 2.5[kW], 고정자 저항 0.22[Ω], 정격토크 11.9[N·m], 정격속도 2000[rpm]의 매입형 영구자석 동기전동기이며, 파라미터 측정에 의한 d , q 축 인덕턴스 값은 d 축이 1.31[mH], q 축이 1.61[mH]이다.

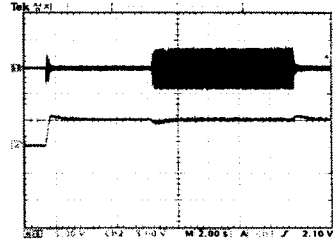


그림 3. 1000[rpm]에서 80% 스텝 부하 인가시 선전류(상) 및 추정속도(하)

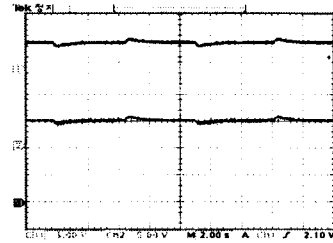


그림 4. 1000[rpm]에서 연속적인 80% 스텝 부하 인가 시 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

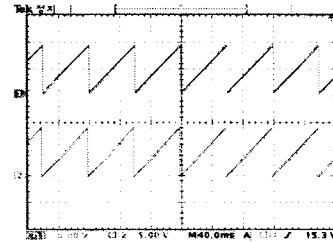


그림 5. 무부하 시동 시 1000[rpm]에서 실제위치(상) 추정위치(하)

3. 결론

본 논문에서는 IPMSM의 센서리스 제어를 위하여 적응적분 바이너리 관측기를 이용하였고, 외란과 파라미터 변수들로 인한 속도 제어 시스템을 강인하게 하기 위하여 고정된 이득을 가지는 PI제어기와 퍼지 보상기를 이용하였다. 실험을 통하여 실제속도에 거의 근접하게 응답하는 추정속도를 측정하고, 실제전류와 추정전류를 측정함으로써 정확성을 검증하였다.

[참고 문헌]

- [1] T. Takeshita, A. Usui, A. Sumiya and N. Matsui "Parameter Measurement of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor" IEE Japan, vol.119-D, pp.1184-1191, 1999.
- [2] Kevin M. Passino, Stephen Yurkovich, Fuzzy Control, ADDISON-WESLEY, INC., 1998.
- [3] J-J E. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control," from Prentice-Hall, 1991.