

적분 바이너리 관측기와 퍼지 제어를 이용한 IPMSM 센서리스 속도제어

이 형*, 정우택*, 김영석*, 신재화**
 인하대학교* 인천대**

The Sensorless Speed Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor using an Adaptive Integral Binary Observer and a Fuzzy Controller

Hyoung Lee*, Hyoung-Seok Kang*, Young-Seok Kim*, Jae-Hwa Shin**
 Inha University* Incheon College**

Abstract - This paper presents a sensorless speed control of an interior permanent magnet synchronous motor using an adaptive integral binary observer and fuzzy logic controller. 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 the 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 dynamics to the switching hyperplane equation. Also, because the conventional fixed gain PI controller are very sensitive to step change of command speed, parameter variations and load disturbance, the fuzzy logic controller is used to compensate a fixed gain PI controller. Therefore, a gain PI is fixed and the IPMSM is driven at another speed region. The effectiveness of the proposed the adaptive integral observer and the fuzzy logic controller are confirmed by experimental results.

1. 서 론

IPMSM은 전자기 토크 성분외에도 전동기의 돌극성으로 인한 토크턴스 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 회전자에 정확한 위치정보를 위해 센서가 필요하기 때문에 별도의 센서와 제어를 갖추어야 한다. 이로 인해 이 논문에서는 IPMSM 센서리스 제어에서 고정된 이득을 가지는 PID 제어기와 외란과 파라미터 변화에 대한 속도 제어 시스템의 둔감으로부터 지령속도의 빠른 추정을 위하여 퍼지 제어를 사용하였다. 그리고 적용 적분 바이너리 관측기를 이용한 센서리스제어를 수행하였다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

2. 본 론

2.1 전동기의 상태방정식

고정자 좌표계에서의 전압방정식을 미분방정식으로 정리하면

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = A\hat{i}_s + L_1 v_s + L_2 E_s + B\hat{i}_s \quad (1)$$

여기서, $E_s = [E_\alpha \ E_\beta]$: 유도전압 $E_\alpha = K_E \omega \sin\theta$, $E_\beta = -K_E \omega \cos\theta$
 $A = -RL_1$, $B = -\omega(L_d - L_q) \cdot L_2$, $L_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$, $L_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_q} \\ \frac{1}{L_d} & 0 \end{bmatrix}$

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

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = A\hat{i}_s + L_1 v_s + L_2 \hat{E}_s + \hat{B}\hat{i}_s - k_1 v \quad (2)$$

2.2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기

제안된 관측기의 스위칭 평면 $\sigma(t)$ 는

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

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

바이너리 관측기에서 정의되는 영역 G_δ 는

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

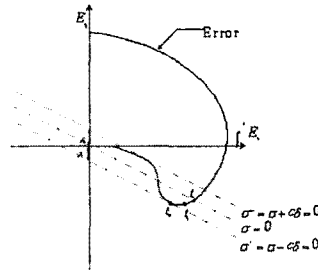
$\sigma^+ = \sigma(t) - c \cdot \delta$, $\sigma^- = \sigma(t) + c \cdot \delta$ δ : 상수 ($0 \leq \delta < 1$)
 바이너리 관측기의 함수의 주루프 조정기와 보조루프 조정기는

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

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

$$\dot{e}_s = \frac{d}{dt}(\hat{i}_s - i_s) = A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B}\hat{i}_s - B i_s) + L_1(\hat{E}_s - E_s) - K_1 v \quad (7)$$

여기서, $e_s = [e_\alpha \ e_\beta] = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]$
 오차방정식은 식 (7)과 같다. 그림 1에서와 같이 오차는 관측기의 경계면에 '0'이 될 때까지 수평축을 따라 수렴해간다.



<그림 1> 제안된 적분 바이너리 관측기의 위상평면관계

2.3 관측기의 이득 설정

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

$$\sigma^+(t) \cdot \sigma^+(t) < 0, \quad \sigma^-(t) \cdot \sigma^-(t) < 0 \quad (8)$$

2.3.1 k_1 의 설정

식 (4)의 영역내로 들어온 $\sigma(t)$ 가 영역을 벗어나지 않도록 하는 조건은 이득 k_1 을 적절히 선택함으로써 확보할 수 있다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[\text{s up} \left\{ \left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right\}, \right. \\ \left. \text{s up} \left\{ \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}_\alpha - \omega_\alpha) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right\} \right] \quad (9)$$

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.

$$a \geq \frac{2K_0}{c\delta} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (10)$$

2.3.3 속도 추정식의 설정

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

$$V = \frac{1}{2} e_s^T e_s + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{2} \quad (11)$$

리아프노프 안정도이론으로부터 k_1 범위와 추정속도는 다음과 같다

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[\text{s up} \left\{ \left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}_\beta - \omega_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right\}, \right. \\ \left. \text{s up} \left\{ \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}_\alpha - \omega_\alpha) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right\} \right] \quad (t \geq t_0) \quad (12)$$

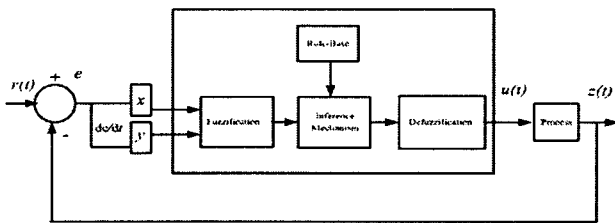
$$\dot{\omega} = -K_E \left(\frac{1}{L_d} e_o \cdot \sin \hat{\theta} - \frac{1}{L_q} e_j \cdot \cos \hat{\theta} \right) + \left[\frac{(L_d - L_q)}{L_d} e_o \hat{i}_j + \frac{(L_d - L_q)}{L_q} e_j \hat{i}_o \right] \quad (13)$$

식 (13)을 이용하여 회전자의 속도를 추정할 수 있음을 알 수 있으며, 추정속도를 빠르고 안정적으로 실제속도를 수렴시키기 위해 식 (13)을 비례 적분하여 추정속도를 결정하고 이를 적분하여 추정 위치를 산출한다.

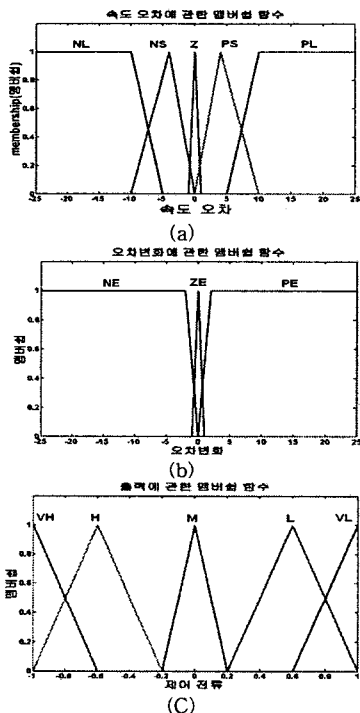
2.4 퍼지 제어기

퍼지 제어기는 Zadeh의해 소개된 퍼지 집합과 퍼지 논리 이론을 기본으로 한다. 퍼지 추론은 퍼지화, 규칙 기반과 비퍼지화로 나뉜다. 그림 2는 일반적인 퍼지 제어기의 구조이다. 퍼지화는 속도의 차를 언어변수로 변환하는 과정이다. 그림 2는 언어변수들에 대하여 각각의 귀속도 함수를 정의 한다.

Fuzzy- Controller



<그림 2> 일반적인 퍼지 제어기의 구조



<그림 3> 퍼지 집합에 대한 귀속도함수 (a)속도 오차, (b)오차의 변화율, (c) 제어 전류

제안된 알고리즘에 사용된 퍼지 제어기를 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 I is C_i

여기서 속도오차 $\Delta\omega$, 속도오차의 변화율은 Δe 은 입력 언어변수가 되고, 전류 I 는 출력 언어변수가 된다.

퍼지 규칙 기반에 사용된 퍼지 연산자는 각각 AND(\cap), OR(\cup)와 NOT($\bar{\quad}$)으로 정의된다. 비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정 값을 얻는 방법으로 식 (14)와 같은 무게중심법을 사용하였다.

$$U^{crisp} = \frac{\sum_i b_i \int \mu_i}{\sum_i \int \mu_i} \quad (14)$$

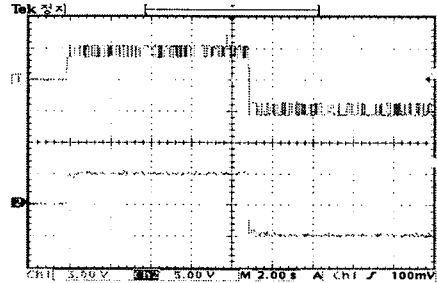
여기서, U^{crisp} 는 출력의 확정치이고, b_i 는 규칙 i 에 대한 출력의 정도 값을 나타낸 귀속도함수의 중심이며 μ_i 는 출력의 정도 값의 면적을 나타낸다. 표 1은 제안된 알고리즘에 따른 퍼지 규칙 기반의 표를 나타낸다.

<표 1> 2개의 입력을 가지는 언어변수에 대한 규칙기반 표

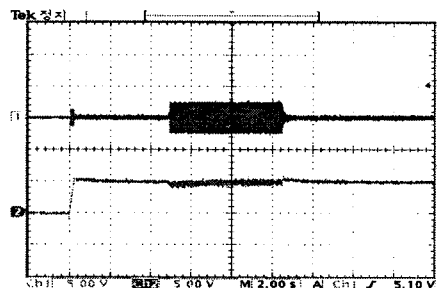
		$\Delta\omega(e)$				
Δe		NL	NS	Z	PS	PL
	NE	VH	H	H	M	L
	ZE	VH	H	M	L	VL
PE	H	M	L	L	VL	

2.5 실험결과

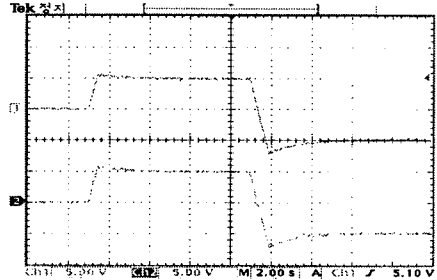
본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위해서, 다음의 실험을 수행하였다. 그림 4는 50[rpm]에서 -50[rpm] 변화 시킨 경우 실제 속도와 추정속도를 나타낸다. 그림 5는 1000[rpm]에서 full 부하를 인가한 경우, 상전류와 추정속도를 나타낸다. 운전중 갑작스런 부하의 인가와 부하의 감소에도 바로 정상상태에 도달하였다. 그림 6은 2000[rpm]에서 -2000[rpm] 변화시킨 경우, 실제속도와 추정속도를 나타낸다.



<그림 4> 50[rpm]에서 -50[rpm] 속도 변화시킨 경우 실제속도(상), 추정속도(하)



<그림 5> 1000[rpm]에서 부하시 상전류(상), 추정속도(하)



<그림 6> 2000[rpm]에서 -2000[rpm] 속도 변화시킨 경우 실제속도(상), 추정속도(하)

3. 결 론

본 논문에서는 IPMSM의 센서리스 제어를 위하여 적용적분 바이너리를 이용하였다. 그리고 외관과 파라미터 변수들로 인한 속도 제어 시스템을 강인하게 하기 위하여 고정된 이득을 가지는 PID제어기와 퍼지 제어기를 이용하였다. 실험을 통하여 실제속도에 거의 근접하게 응답하는 추정속도를 측정하고, 실제전류와 추정전류를 측정함으로써 정확성을 검증하였다

[참고 문헌]

- [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 Disturbance 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] Kevin M. Passino, Stephen Yukovich, Fuzzy Control, ADDISON-WESLEY, INC., 1998.