

퍼지속도보상기를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 센서리스 제어

김천규* 김영조** 이을재*** 최정수**** 김영석*
 인하대학교*,유한대학**,이경산전(주)***,경기공업대학****

A Speed Sensorless Vector Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors Using a Fuzzy Speed Compensator

Cheon Kyu Kim*, Young Jo Kim**, Eul Jae Lee***, Jung Soo Choi****, Young Seok Kim*
 Inha University*, Yu Han Collage**, E Kyoung Industrial Electricity***, kyonggi Institute of Technology****

Abstract - In this paper, a new speed sensorless control based on a fuzzy compensator are proposed for the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) drives. The conventional proportional plus integrate(PI) control are very sensitive to step change of the command speed, parameter variations and load disturbance. To cope with these problems of the PI control, the estimated speeds are compensated by using the fuzzy logic controller (FLC). In the FLC used by the speed compensator of the IPMSM, the system control parameters are adjusted by the fuzzy rule based system, which is a logical model of the human behavior for process control. The effectiveness of algorithm is confirmed by the experiments.

1. 서 론

최근 에너지 절약효과를 높이고 장치의 소형 경량화를 위해 영구자석 동기전동기(PMSM)가 많이 사용되고 있다. 특히, 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)는 고효율, 높은 신뢰성과 토크 및 전력밀도의 장점을 가지고 있다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 양호한 동특성 및 고효율을 가진 IPMSM은 로봇, 위치추정장치, 전기자동차 등 서보 적용에 호응을 받고 있고, IPMSM의 가변속 구동 시스템은 더욱 활발히 사용될 것이다. 그러나 IPMSM은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크 제어를 위해서는 회전자의 정확한 위치 정보를 갖고 전류 제어를 해야만 한다. 회전자의 위치는 정밀하고 연속적인 시스템의 제어 알고리즘에 필요하다. 정확한 위치정보를 위해서는 회전자에 절대 엔코더나 레졸버 등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 그 가격이 고가이기 때문에 전체 시스템의 가격을 상승시킬 뿐만 아니라 별도의 소프트웨어와 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점을 가진다. 따라서, IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있고, 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다[1][2].

본 논문에서는 IPMSM 센서리스 제어를 위하여 IPMSM의 고정자 전압방정식을 사용하여 관측기를 구성하고, 퍼지 제어기를 이용한 속도 보상 센서리스제어를 수행하였다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

2. 본 론

2.1 센서리스 제어

2.1.1 전류관측기의 구성

IPMSM의 고정자 좌표계에서 전압 방정식을 이용하여 전류 관측기를 구성하면 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_\alpha &= -\frac{R}{L_d}i_\alpha - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_d}i_\beta + \frac{\sin\theta K_E \omega}{L_d} + \frac{v_\alpha}{L_d} \\ \dot{i}_\beta &= -\frac{R}{L_q}i_\beta - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_q}i_\alpha - \frac{\cos\theta K_E \omega}{L_q} + \frac{v_\beta}{L_q} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, v_α, v_β : 고정자 좌표계의 D축과 Q축 입력전압
 i_α : D축 전류, i_β : Q축 전류, ω : 전동기의 속도
 θ : 전동기의 위치, K_E : 역기전력 상수, R : 고정자 저항
 L_d : d축 인덕턴스, L_q : q축 인덕턴스

위의 식으로 전류 관측기를 설계하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_\alpha &= -\frac{R}{L_d}\hat{i}_\alpha - \frac{\hat{\omega}(L_d - L_q)}{L_d}\hat{i}_\beta + \frac{\sin\hat{\theta}K_E\hat{\omega}}{L_d} + \frac{v_\alpha}{L_d} + k_1e_\alpha \\ \hat{i}_\beta &= -\frac{R}{L_q}\hat{i}_\beta - \frac{\hat{\omega}(L_d - L_q)}{L_q}\hat{i}_\alpha - \frac{\cos\hat{\theta}K_E\hat{\omega}}{L_q} + \frac{v_\beta}{L_q} + k_2e_\beta \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$: D축과 Q축 추정전류, k_1, k_2 : 상수

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \quad e_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \\ \dot{e}_\alpha &= -\frac{R}{L_d}e_\alpha - \frac{L_d - L_q}{L_d}(\hat{\omega} - \omega)e_\beta \\ &\quad + \frac{K_E}{L_d}(\hat{\omega} \sin\hat{\theta} - \omega \sin\theta) + k_1e_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= -\frac{R}{L_q}e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q}(\hat{\omega} - \omega)e_\alpha \\ &\quad + \frac{K_E}{L_q}(\hat{\omega} \cos\hat{\theta} - \omega \cos\theta) + k_2e_\beta \end{aligned} \quad (3)$$

식(4)로부터 속도오차가 0으로 수렴할 경우, 식(2)의 관측기의 k_1, k_2 가 극배치(pole placement)기법을 통해 안정하도록 설정된다면, 전류 오차는 0으로 수렴되어지며, 역기전력 오차를 최소화하기 위한 알고리즘은 2.1.2절에 나타났다.

2.1.2 추정오차의 보상

IPMSM의 전압방정식을 회전자 좌표계로 변환하여 구한 영구자석 동기전동기의 회전자축 전압방정식은 식(5)와 같으며, 회전자 속도는 식(6)과 같이 산출 가능하다.

$$\begin{aligned} v_d &= (R + pL_d)i_d - \omega L_q i_q \\ v_q &= (R + pL_q)i_q + \omega L_d i_d + K_E \omega \end{aligned} \quad (5)$$

여기서, v_d, v_q : 회전자 좌표계의 d축과 q축 입력전압
 i_d : d축 전류, i_q : q축 전류, p : 미분연산자

$$\omega = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q}{K_E + L_d i_d} \quad (6)$$

식(6)으로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계속시 발생하는 오차와 선 전류 및 입력전압 검출시 발생하는 오차로 인해 실제속도와 추정속도 사이에 오차가 발생하므로, 이를 보상하기 위해 보상 값 C를 고려하여, 추정속도를 식(7)과 같이 구성하며, 보상 값 C를 결정하기 위해 퍼지제어기를 이용한다.

$$\hat{\omega} = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q}{K_E + L_d i_d} + C \quad (7)$$

퍼지 제어기에서 보상값 C가 결정되고, 식(8)이 만족되는 경우 식(4)의 오차방정식은 식(9)와 같이 나타내어지고,

$$\begin{aligned} \omega \neq 0, \quad \Delta\theta \cong 0 \\ \dot{e}_\alpha &= -\frac{R}{L_d}e_\alpha - \frac{L_d - L_q}{L_d}(\hat{\omega} - \omega)e_\beta + \frac{K_E}{L_d}(\hat{\omega} - \omega)\sin\hat{\theta} + k_1e_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= -\frac{R}{L_q}e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q}(\hat{\omega} - \omega)e_\alpha + \frac{K_E}{L_q}(\hat{\omega} - \omega)\cos\hat{\theta} + k_2e_\beta \end{aligned} \quad (9)$$

퍼지 제어기에 의해 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식(9)는 식(10)으로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식(11)을 만족하도록 k_1, k_2 를 설정하면 식(10)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\dot{e}_\alpha = -\left(\frac{R}{L_d} - k_1\right)e_\alpha, \quad \dot{e}_\beta = -\left(\frac{R}{L_q} - k_2\right)e_\beta \quad (10)$$

$$k_1 < \frac{L_d}{R}, \quad k_2 < \frac{L_q}{R} \quad (11)$$

식(2)의 관측기로부터 선전류를 추정하고, 지령속도와 추정속도부터 오차를 산출하고, 산출된 오차를 2.1.3절의 퍼지 제어기를 이용하여 보상값 C를 결정한 후, 식(7)로부터 추정속도 $\hat{\omega}$ 를 산출한다.

2.1.3 보상값 C를 위한 퍼지 제어기

퍼지 제어기는 Zadeh의해 소개된 퍼지 집합과 퍼지 논리 이론을 기본으로 한다. 퍼지 추론은 퍼지화, 규칙 기반과 비퍼지화로 나뉜다[3]. 제안된 알고리즘에 사용된 퍼지 제어기를 위한 규칙 기반은 IF..., then...,과 같은 일반적인 방법을 사용한다. 그림 1은 일반적인 퍼지 제어기의 구조이고,그림2는 제안된 알고리즘의 블록도이다.

Rule R_i : If $\Delta\omega$ is A_i and Δe is B_j then C is C_j
 여기서 $\Delta\omega$: 속도오차, Δe : 속도오차의 변화율, C: 보상값

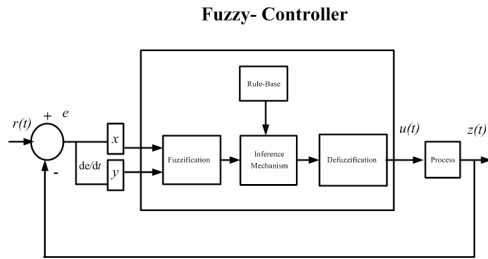


그림 1. 일반적인 퍼지 제어기의 구조

퍼지 규칙 기반에 사용된 퍼지 연산자는 각각 AND(\cap), OR(\cup)와 NOT(\sim)으로 정의된다. 비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정값을 얻는 방법으로 식(12)와 같은 무게중심법을 사용하였다.

$$U^{crisp} = \frac{\sum_i b_i \int \mu_{(i)}}{\sum_i \int \mu_{(i)}} \quad (12)$$

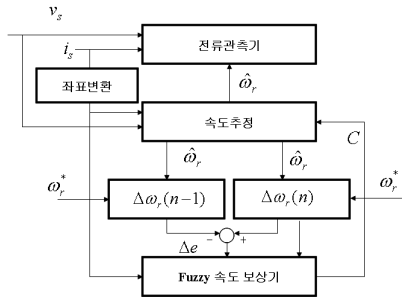


그림 2. 제안된 알고리즘의 블록도

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

2.2 실험결과

실험에 사용된 모터는 8극, 정격용량 2.5[kW], 고전자 저항 0.22[Ω], 정격토크 11.9[N·m], 정격속도 2000[rpm]의 매입형 영구자석 동기전동기이며, 파라미터 계측에 의한 d, q축 인덕턴스 값은 d축이 1.31[mH], q축이 1.61[mH]이다.

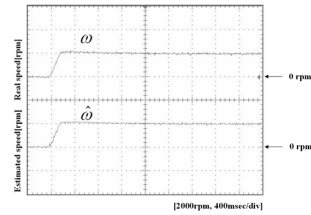


그림 3. 무부하 시동 시 2000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

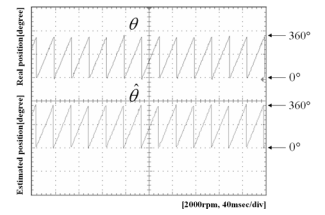


그림 4. 무부하 시동 시 2000[rpm]에서 실제위치(상)와 추정위치(하)

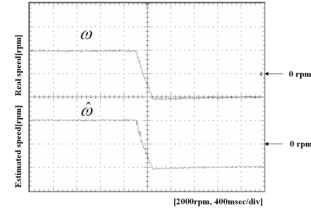


그림 5. 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상) 및 추정속도(하)

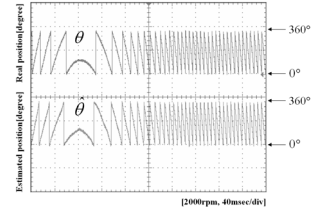


그림 6. 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

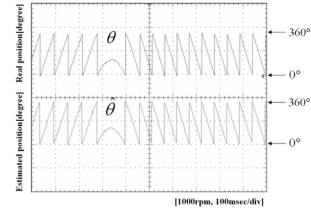


그림 7. 1000rpm에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

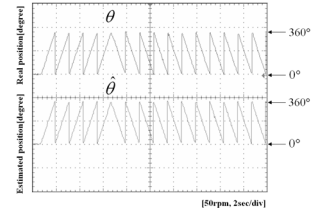


그림 8. 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

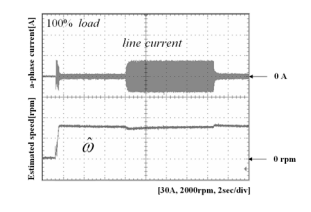


그림 9. 부하 변화 시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 추정속도(하)

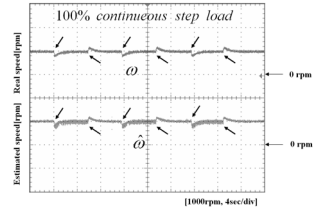


그림 10. 연속적인 스텝 부하 인가시 1000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

3. 결 론

본 논문에서는 IPMSM의 속도 센서리스 제어를 위하여 IPMSM의 고전자 전압방정식에서 관측기를 설계하고 퍼지 제어기를 사용하여 속도 오차를 보상하였다. 알고리즘의 성능과 타당성을 실험을 통하여 확인하였다. 또한, 전동기의 기계적 계정수를 사용하지 않고 속도를 추정하기 때문에 운동방정식을 이용하기 위한 파라미터들을 계속해야 하는 어려움을 해결할 수 있으며, 속도 및 위치 센서리스 제어가 가능하다.

감사의 글
 이 논문은 2007년 산업자원부 신재생 에너지 기술사업의 고효율 부유식 조류발전시스템 개발의 지원으로 연구 되었음

[참 고 문 헌]

[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] 강형석, 정우택, 김영석, "순시 무효전력을 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어", 대한 전기학회 논문지 제52권 2호, pp.107~115, 2006.2.
 [3] Kevin M. Passino, Stephen Yukovich, Fuzzy Control, ADDISON-WESLEY, INC., 1998.