

퍼지 제어기와 순시무효 전력을 이용한 IPMSM모터의 Sensorless 제어

강형석*, 정우택*, 김영석*

*인하대학교 전기공학과

Sensorless Controller for a Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
based on a Fuzzy Controller and Instantaneous Reactive Power

*Hyoung-Seok Kang, *Woo-Taik Joung, *Young-Seok Kim

* Dept. of Electrical Engineering of Inha University

Abstract - An interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is 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 vector control based on a fuzzy controller and an instantaneous reactive power. Effectiveness of algorithm is confirmed by the experiments.

1. 서 론

최근 에너지 절약효과를 보다 높이고 장치의 소형 경량화를 위해 영구자석 동기전동기(PMSM)가 많이 사용되고 있다. 특히, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고 효율, 고 신뢰성, 높은 토크 및 전력밀도의 장점을 가지고 있다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 양호한 동 특성 및 고 효율을 가진 IPMSM은 로봇, 기기 둘 및 위치추적 장치, 전기차 동차 등 서보 적용에 호응을 받고 있으며, 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 정확한 위치 정보를 얻기 위해서 회전자의 절대 엔코더나 래플버 등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치 검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나, 별도의 소프트웨어와 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점을 가진다. 또한, 진동 및 습도의 영향과 같은 주위환경에 대한 제약을 많이 받는다. 따라서 IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있고, 속도 및 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다.

본 논문에서는 IPMSM 센서리스 제어에서 고정된 이득을 가지는 PID(Proportional-Integral-Derivative) 제어기와 외란과 파라미터 변화에 대한 속도 제어 시스템의 둔감으로부터 지령속도의 빠른 추정을 위하여 퍼지 제어기를 사용하였다. 그리고 IPMSM의 고정자 전압방정식을 사용하여 관측기를 구성하고, 순시무효전력을 이용한 속도 보상 센서리스제어를 수행하였다. 제안된 알고리즘의 타당성과 장인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

2. 본 론

2.1 센서리스 제어

2.1.1 전류관측기의 구성

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega K_E \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}$$

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

(1)

우선, 전류 관측기를 구성하기 위하여 식(1)을 정리 하면 다음의 식을 얻는다.

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

여기서, v_α : 고정자 좌표계의 D축 입력전압
 v_β : 고정자 좌표계의 Q축 입력전압

$$\begin{aligned} i_\alpha &: \text{D축 전류}, \quad i_\beta : \text{Q축 전류} \\ \omega &: \text{전동기의 속도}, \theta : \text{전동기의 위치} \\ R &: \text{고정자 저항}, L_d : \text{d축 인덕턴스} \\ L_q &: \text{q축 인덕턴스}, K_E : \text{역기전력 상수} \end{aligned}$$

위식으로부터 관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_\alpha &= -\frac{R}{L_d} \hat{i}_\alpha - \frac{\hat{\omega} (L_d - L_q)}{L_d} \hat{i}_\beta + \frac{\sin \hat{\theta} K_E \hat{\omega}}{L_d} + \frac{v_\alpha}{L_d} + k_1 e_\alpha \\ \hat{i}_\beta &= -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\beta - \frac{\hat{\omega} (L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_\alpha - \frac{\cos \hat{\theta} K_E \hat{\omega}}{L_q} + \frac{v_\beta}{L_q} + k_2 e_\beta \end{aligned}$$

여기서, \hat{i}_α : D축 추정전류, \hat{i}_β : Q축 추정전류
 k_1, k_2 : 상수

$$e_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \quad e_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$$
(4)

$$\begin{aligned} \dot{e}_\alpha &= -\frac{R}{L_d} e_\alpha - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_\beta + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_1 e_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= -\frac{R}{L_q} e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_\alpha + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} \cos \hat{\theta} - \omega \cos \theta) + k_2 e_\beta \end{aligned}$$

식(5)으로부터 역기전력의 오차가 0으로 수렴할 경우, 식(3)의 관측기의 k_1, k_2 가 극배치(pole placement)기법을 통해 안정하도록 설정된다면, 전류오차는 0으로 수렴되어지며, 역기전력 오차를 최소화하기 위한 알고리즘을 2.1.2절에 나타냈다.

(5)

2.1.2 순시무효전력을 이용한 속도 추정오차의 보상

식(1)을 회전자 좌표계로 변환하여 구한 영구자석 동기전동기의 회전자축 전압방정식은 식(6)과 같으며, 회전

자 속도는 식(7)과 같이 산출 가능하다.

$$\begin{aligned} v_d &= (R + pL_d)i_d - \omega L_q i_q \\ v_q &= (R + pL_q)i_q + \omega L_d i_d + K_E \omega \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, v_d : 회전자 좌표계의 d축 입력전압

v_q : 회전자 좌표계의 q축 입력전압

i_d : d축 전류, i_q : q축 전류, p : 미분연산자

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

식(7)로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계측 시 발생하는 오차와 선 전류 및 입력전압 검출 시 발생하는 오차로 인해 실제속도와 주정속도 사이에 오차가 발생하므로, 이를 보상하기 위해 보상 값 C를 고려하여, 추정속도를 식(8)과 같이 구성하며, 보상 값 C를 결정하기 위해 회전자 좌표계의 순시무효전력을 이용한다.

$$\hat{\omega} = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q + C}{K_E + L_d i_d} \quad (8)$$

순시 무효전력 q_m 을 선전류 i_s 와 역기전력 E_s 의 벡터의 적이라고 정의하면, 순시무효전력은 식(9)과 같으며,

$$q_m = \mathbb{I}_s \times \mathbb{E}_s \quad (9)$$

여기서, $\mathbb{I}_s = (i_d, i_q)$, $\mathbb{E}_s = (E_d, E_q)$, $E_d = 0$, $E_q = K_E \hat{\omega}$

식(3)의 추정전류를 이용한 추정 순시 무효전력은 다음과 같다.

$$\hat{q}_m = \hat{\mathbb{I}}_s \times \hat{\mathbb{E}}_s \quad (10)$$

여기서, $\hat{\mathbb{I}}_s = (\hat{i}_d, \hat{i}_q)$

회전자 좌표계에서 실제전류 i_s 에 대해 추정전류 \hat{i}_s 가 실제 순시 무효전력에 대해 $\Delta\theta$ 만큼 벗어나 있다면, 식(9),(10)은 식(11),(12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$q_m = i_d K_E \hat{\omega} \quad (11)$$

$$\hat{q}_m = \hat{i}_d K_E \hat{\omega} = (i_d \cos \Delta\theta + i_q \sin \Delta\theta) K_E \hat{\omega} \quad (12)$$

식(12)에서 (13)의 조건이 만족된다면, 식(12)을 식(14)와 같이 근사 시킬 수 있으며,

$$\omega \neq 0, \Delta\theta \approx 0 \quad (13)$$

$$\hat{q}_m = (i_d + i_q \Delta\theta) K_E \hat{\omega} \quad (14)$$

식(11),(14)로부터, 순시무효전력의 오차는 식(15)와 같이 위치오차에 대한 정보를 포함한 식으로 나타난다. 추정전류가 실제전류보다 앞선 경우를 $\Delta\theta > 0$ 라 하면, 속도 오차에 대한 보상 값을 결정하기 위해 식(16), (17)의 조건이 만족되도록 K_{cp} 를 결정하고, 안정적으로 보상이 이루어지도록 적분이득을 부가하여 식(18)과 같이 보상 값 C를 결정한다.

$$\Delta q_m = \hat{q}_m - q_m = i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega} \quad (15)$$

$$\Delta\theta > 0 \text{이면, } K_{cp} \cdot i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega} < 0 \quad (16)$$

$$\Delta\theta < 0 \text{이면, } K_{cp} \cdot i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega} > 0 \quad (17)$$

$$C = (K_{cp} + \frac{K_{ci}}{p}) \cdot \Delta q_m \quad (18)$$

여기서, K_{cp} , K_{ci} : 상수

식(13)의 조건이 만족되는 경우, 식(5)의 오차방정식은 식(19)같이 나타내어지고,

$$\dot{e}_a = -\frac{R}{L_d} e_a - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_\beta + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) \sin \hat{\theta} + k_1 e_a$$

$$\dot{e}_\beta = -\frac{R}{L_q} e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_a + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) \cos \hat{\theta} + k_2 e_\beta \quad (19)$$

식(18)에서 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식(19)는 (20)으로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식(21)을 만족하도록, k_1, k_2 를 설정하면, 식(20)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\dot{e}_a = -\left(\frac{R}{L_d} - k_1\right) e_a, \quad \dot{e}_\beta = -\left(\frac{R}{L_q} - k_2\right) e_\beta \quad (20)$$

$$k_1 < \frac{L_d}{R}, \quad k_2 < \frac{L_q}{R} \quad (21)$$

식(3)의 관측기로부터 선 전류를 추정하고, 추정전류와 실제전류를 좌표변환 후, 식(10), (11)로부터 실제무효전력과 추정무효전력을 산출한다. 산출된 무효전력 값들로부터 오차를 산출하고, 산출된 오차를 식(18)과 같이 비례 적분하여 보상 값 C 결정한 후, 식(8)로부터 추정속도 $\hat{\omega}$ 를 산출한다.

2.1.3 퍼지 제어기

퍼지 제어기는 Zadeh 의해 소개된 퍼지 집합과 퍼지 논리 이론을 기본으로 한다. 퍼지 추론은 퍼지화, 규칙 기반과 비퍼지화로 나뉜다. 그럼 1은 일반적인 퍼지 제어기의 구조이다. 퍼지화는 속도의 차를 언어변수로 변환하는 과정이다. 그럼 2는 언어변수들에 대하여 각각의 귀속도 함수를 정의 한다.

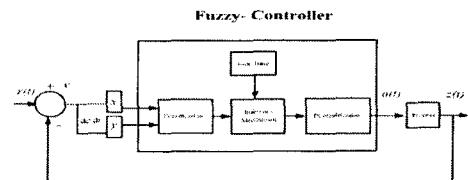
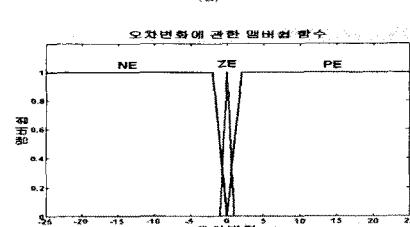
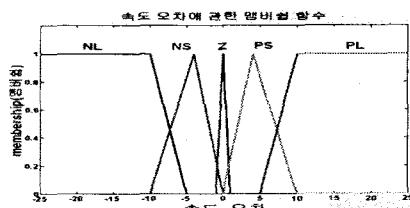


그림 1 일반적인 퍼지 제어기의 구조



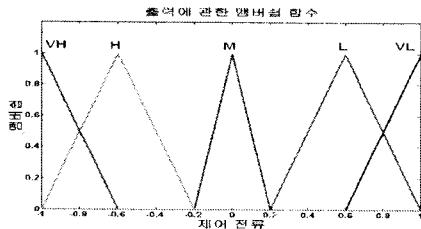


그림 2 퍼지 집합에 대한 귀속도함수
(a) 속도 오차, (b) 속도의 변화율, (c) 제어 전류

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

이기서 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(\neg)으로 정의된다. 비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정 값을 얻는 방법으로식 (22)와 같은 무게중심법을 사용하였다.

$$U^{orb} = \frac{\sum_i b_i \int \mu_{(i)}}{\sum_i \int \mu_{(i)}} \quad (22)$$

여기서, U^{orb} 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.

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

2.3 실험 결과

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 계측실험에 의한 d , q 축 인덕턴스 값은 d 축이 1.61[mH], q 축이 1.31[mH]이다.

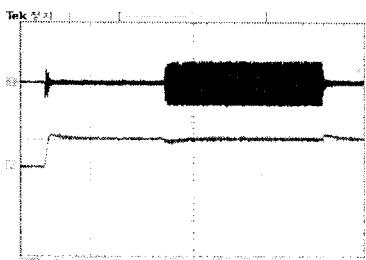


그림 2. 부하 변화 시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 추정속도(하)

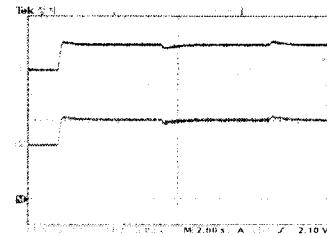


그림 3. 1000[rpm]에서 80% 스텝 부하 인가 시 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

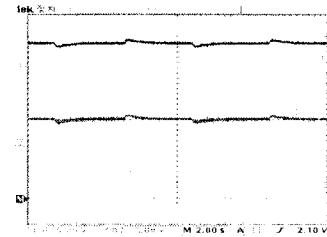


그림 4. 1000[rpm]에서 연속적인 80% 스텝 부하 인가 시 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

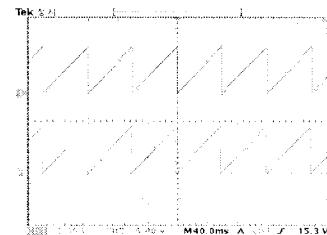


그림 5. 무부하 시동 시 1000[rpm]에서 실제위치(상)와 추정위치(하)

3. 결 론

본 논문에서는 IPMSM의 센서리스 제어를 위하여 순시무효전력을 이용하여 속도오차를 보상하였다. 그리고 외관과 파라미터 변수들로 인한 속도 제어 시스템을 강화하기 위하여 고정된 이득을 가지는 PID제어기와 퍼지 제어기를 이용하였다. 실험을 통하여 실제속도에 거의 균일하게 응답하는 추정속도를 측정하고, 실제전류와 추정전류를 측정함으로써 정확성을 검증하였다.

감사의 글
이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의해 하여 연구되었음.(KRF-2004-041-D00284)

참 고 문 헌

- [1] T. Takeshita, A. Usui, A. Surniya and N. Matsui "Parameter Measurement of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor" IEE Japan, vol.119 D, pp.1184-1191, 1999.
- [2] N. Matsui, M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.1, pp.120-127, 1992.
- [3] Kevin M. Passino, Stephen Yukovich, Fuzzy Control, ADDISON WESLEY, INC., 1998.