

## 순시무효전력과 피어 이득 보상기를 이용한 IPMSM의 속도 센서리스 제어

강형석\*, 신재화\*\*, 유완식\*\*\*, 강민형\*\*\*\*, 김영석\*  
 인하대학교\*, 인천전문대학\*\*, 인하대 산학협력단\*\*\*, 동양E&P\*\*\*\*

### Speed Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor based on an Instantaneous Reactive Power and a Fuzzy PI Compensator

Hyoung-Seok Kang\*, Jae-Hwa Shin\*\*, Wan-Sik You\*\*\*, Min-Hyoung Kang\*\*\*\*, Young-Seok Kim\*  
 Inha University\*, Incheon Collage, Inha Industry Partnership Institute\*\*\*, DongYang E&P\*\*\*\*

**Abstract** - In this paper, a new speed sensorless control based on an instantaneous reactive power and a fuzzy PI compensator are proposed for the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) drives. The conventional fixed gain PI and PID controllers are very sensitive to step change of command speed, parameter variations and load disturbance. Also, to the estimated speeds are compensated by using an instantaneous reactive power in synchronously rotating reference frame. In a fuzzy compensator, the system control parameters are adjusted by a 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

매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)는 고효율, 높은 실뢰성과 토크 및 전력밀도의 장점을 가진다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 양호한 동 특성 및 고효율을 가진 IPMSM은 로봇, 위치추정장치, 전기자동차 등 서보 적용에 호응을 받고 있고, 가변속 구동 시스템에 더욱 활발히 사용 될 것이다. 그러나 IPMSM은 회전자에 부착되어진 영구 자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크 제어를 위해서는 회전자의 정확한 위치 정보를 갖고 전류 제어를 해야만 한다. 정확한 위치 정보를 위해 회전자에 절대 엔코더나 레졸버 등의 전자식 위치검출기를 부착해야만 하나, 이러한 위치검출기는 전체 시스템의 가격을 상승시킬 뿐만 아니라 가공성의 저하 및 별도의 소프트웨어와 하드웨어를 필요로 하는 단점을 가진다. 따라서 IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있고, 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다. 또한, 속도와 위치관측기에 사용되는 PI제어기는 전동기의 속도 변화와 부하에 민감하므로 PI 이득의 auto tuning방법에 대한 연구도 활발히 진행되고 있다[1]. 본 논문에서는 IPMSM 속도 센서리스 제어를 위하여 IPMSM의 고정자 전압방정식을 사용하여 전류관측기를 구성하고, 순시무효전력을 이용하여 속도 오차보상을 수행한다. 또한, PI 제어기의 이득을 특정 영역의 속도 이득으로 고정하고, 이에 대한 보상은 퍼지 보상기를 사용하여 IPMSM의 속도 센서리스를 수행하였다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 전류관측기의 구성

IPMSM의 고정자 좌표계의 일반적인 전압 방정식에서 전류 관측기를 구성하기위해 정리하면 식(1)과 같다.

$$\dot{i}_{sD} = -\frac{R_s}{L_d}i_{sD} - \frac{\omega_r(L_d - L_q)}{L_d}i_{sQ} + \frac{\sin\theta_r K_E \omega_r}{L_d} + \frac{v_{sD}}{L_d} \quad (1)$$

$$\dot{i}_{sQ} = -\frac{R_s}{L_q}i_{sQ} - \frac{\omega_r(L_d - L_q)}{L_q}i_{sD} - \frac{\cos\theta_r K_E \omega_r}{L_q} + \frac{v_{sQ}}{L_q}$$

여기서,  $v_{sD}$ ,  $v_{sQ}$  : 고정자 좌표계의 D축과 Q축 입력전압  
 $i_{sD}$  : D축 전류,  $i_{sQ}$  : Q축 전류,  $\omega_r$  : 회전자의 속도  
 $\theta_r$  : 회전자의 위치,  $K_E$  : 역기전력 상수,  $R_s$  : 고정자 저항  
 $L_d$  : d축 인덕턴스,  $L_q$  : q축 인덕턴스

위의 식으로 전류 관측기를 설계하면 다음과 같다.

$$\hat{i}_{sD} = -\frac{R_s}{L_d}\hat{i}_{sD} - \frac{\hat{\omega}_r(L_d - L_q)}{L_d}\hat{i}_{sQ} + \frac{\sin\hat{\theta}_r K_E \hat{\omega}_r}{L_d} + \frac{v_{sD}}{L_d} + k_1 e_{sD}$$

$$\hat{i}_{sQ} = -\frac{R_s}{L_q}\hat{i}_{sQ} - \frac{\hat{\omega}_r(L_d - L_q)}{L_q}\hat{i}_{sD} - \frac{\cos\hat{\theta}_r K_E \hat{\omega}_r}{L_q} + \frac{v_{sQ}}{L_q} + k_2 e_{sQ} \quad (2)$$

여기서,  $\hat{i}_{sD}$ ,  $\hat{i}_{sQ}$  : D축과 Q축 추정전류,  $k_1$ ,  $k_2$  : 상수  
 $e_{sD} = \hat{i}_{sD} - i_{sD}$ ,  $e_{sQ} = \hat{i}_{sQ} - i_{sQ}$  (3)

여기서,  $e_{sD}$ ,  $e_{sQ}$  : 추정 전류오차

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sD} &= -\frac{R_s}{L_d}e_{sD} - \frac{L_d - L_q}{L_d}(\hat{\omega}_r - \omega_r)e_{sQ} \\ &\quad + \frac{K_E}{L_d}(\hat{\omega}_r \sin\hat{\theta}_r - \omega_r \sin\theta_r) + k_1 e_{sD} \\ \dot{e}_{sQ} &= -\frac{R_s}{L_q}e_{sQ} - \frac{L_d - L_q}{L_q}(\hat{\omega}_r - \omega_r)e_{sD} \\ &\quad + \frac{K_E}{L_q}(\hat{\omega}_r \cos\hat{\theta}_r - \omega_r \cos\theta_r) + k_2 e_{sQ} \quad (4) \end{aligned}$$

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 알고리즘을 2.1.2절에 나타냈다.

##### 2.2 순시무효전력을 이용한 속도추정 오차의 보상

IPMSM의 회전자 좌표계의 전압방정식은 식 (5)와 같고, 회전자 속도는 식 (6)과 같이 산출된다.

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

여기서,  $v_d$ ,  $v_q$  : 회전자 좌표계의 d축과 q축 입력전압

$i_d$  : d축 전류,  $i_q$  : q축 전류,  $p$  : 미분연산자

$$\omega_r = \frac{v_q - (R_s + pL_q)i_q}{K_E + L_d i_d} \quad (6) \quad \hat{\omega}_r = \frac{v_q - (R_s + pL_q)\hat{i}_q}{K_E + L_d \hat{i}_d} + C \quad (7)$$

식 (6)으로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계속시 발생하는 오차와 선전류 및 입력전압 검출시 발생하는 오차로 인해 실제속도와 추정속도 사이에 오차가 발생하므로, 이를 보상하기 위해 보상값 C를 고려하여, 추정속도를 식 (7)과 같이 구성하며, 보상값 C를 결정하기 위해 회전자 좌표계의 순시무효전력을 이용한다. 순시무효전력  $q_m$ 을 선전류  $i_s$ 와 역기전력  $E_s$ 의 벡터외적이라고 정의하면, 순시무효전력은 식 (8)과 같으며, 식 (1)의 추정전류를 이용한 추정 순시무효전력은 식 (9)와 같다.

$$q_m \equiv \mathbb{I}_s \times \mathbb{E}_s \quad (8) \quad \hat{q}_m \equiv \hat{\mathbb{I}}_s \times \mathbb{E}_s \quad (9)$$

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

$$\hat{\mathbb{I}}_s = (\hat{i}_d, \hat{i}_q), \quad E_d = 0, \quad E_q = K_E \hat{\omega}$$

회전자 좌표계에서 실제전류  $i_s$ 에 대해 추정전류  $\hat{i}_s$ 가 그림 1과 같이 실제 순시무효전력에 대해  $\Delta\theta$ 만큼 벗어나 있다면, 식 (8)과 식 (9)는 식 (10), 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

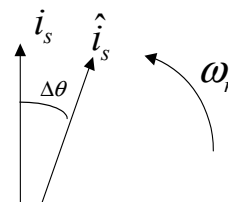


그림 2 실제 및 추정전류에 대한 위치 추정오차

$$q_m = i_d K_E \hat{\omega}_r \quad (10)$$

$$\hat{q}_m = \hat{i}_d K_E \hat{\omega}_r = (i_d \cos \Delta\theta_r + i_q \sin \Delta\theta_r) K_E \hat{\omega}_r \quad (11)$$

식 (11)에서 식 (12)의 조건이 만족된다면, 식 (11)을 식 (13)과 같이 근사시킬 수 있다.

$$\hat{q}_m \approx i_d K_E \hat{\omega}_r \quad (12), \quad \hat{q}_m = (i_d + i_q \Delta\theta_r) K_E \hat{\omega}_r \quad (13)$$

식 (10)과 식 (13)으로부터, 순시무효전력의 오차는 식 (14)와 같이 위치오차에 대한 정보를 포함한 식으로 나타난다. 추정전류가 실제전류보다 앞선 경우와 뒤진 경우에 대하여 식 (14)의 부호를 결정하고, 속도오차에 대한 보상값을 결정하기 위해  $K_{cp}$ 를 결정하고, 안정적으로 보상이 이루어지도록 적분이득을 부가하여 식 (17)과 같이 보상값  $C$ 를 결정한다.

$$\Delta q_m = \hat{q}_m - q_m = i_q \Delta\theta K_E \hat{\omega}_r \quad (14)$$

$$C = K_{cp} \Delta q_m + K_{ci} \int_0^t \Delta q_m dt \quad (17)$$

여기서,  $K_{cp}$ ,  $K_{ci}$  : 상수

식 (17)에서 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식 (4)는 식 (18)로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식 (19)를 만족하도록,  $k_1, k_2$ 를 설정하면, 식 (18)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\dot{e}_{sD} = -\left(\frac{R_s}{L_d} - k_1\right)e_{sD}, \quad \dot{e}_{sQ} = -\left(\frac{R_s}{L_q} - k_2\right)e_{sQ} \quad (18)$$

$$k_1 < \frac{L_d}{R_s}, \quad k_2 < \frac{L_q}{R_s} \quad (19)$$

### 2.3 퍼지 PI 보상기

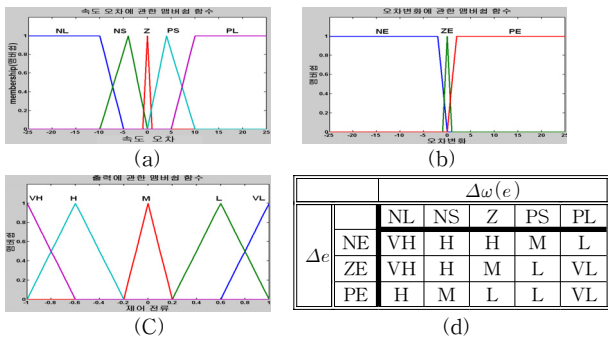


그림 2 퍼지 집합에 대한 귀속도함수 (a)속도 오차, (b)오차의 변화율, (C)보상값  $i$ , (d)규칙기반

제안된 알고리즘에 사용된 퍼지 제어기를 위한 규칙 기반은 IF..., then...,과 같은 일반적인 방법을 사용한다[2].

Rule  $R_i$ : If  $\Delta\omega$  is  $A_i$  and  $\Delta e$  is  $B_j$  then  $i$  is  $i_i$

여기서 속도오차  $\Delta\omega$ , 속도오차의 변화율은  $\Delta e$ 은 입력 언어변수가 되고, 보상값  $i$ 는 출력 언어변수가 된다. 비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정 값을 얻는 방법으로 무게중심법을 사용하였다.

표 1은 제안된 알고리즘에 따른 퍼지 규칙 기반의 표를 나타낸다.

식(20)은 오차와 오차의 변화율에 따른 출력의 확정치에 대한 퍼지 함수관계를 나타낸다.

$$U = F[E(k), \Delta E(k)] : F \text{는 퍼지관계} \quad (20)$$

$$E(k) = C_1 \cdot e(k), \quad \Delta E(k) = C_2 \cdot \Delta e(k) \quad (21)$$

$$u(k) = C_3 \cdot U(k) \quad (22)$$

식(21)과 같이 측정된 출력오차  $e$ 와 출력오차의 변화량  $\Delta e$ 에 적당한 크기변환 요소  $C_1$ 과  $C_2$ 를 곱함으로써 전체집합의 양자화 준위  $E(k), \Delta E(k)$ 로 크기변환 시키고 결정표로부터 양자화된 제어기 출력  $U(k)$ 를 얻을 수 있다. 그리고 식(22)과 같이 크기변환요소  $C_3$ 를 곱함으로써 실제 적용 가능한 비퍼지 제어기 출력  $u(k)$ 를 구할 수 있다.

### 2.4 실험결과

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

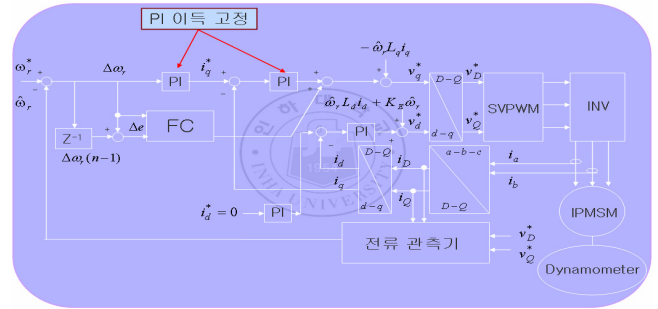
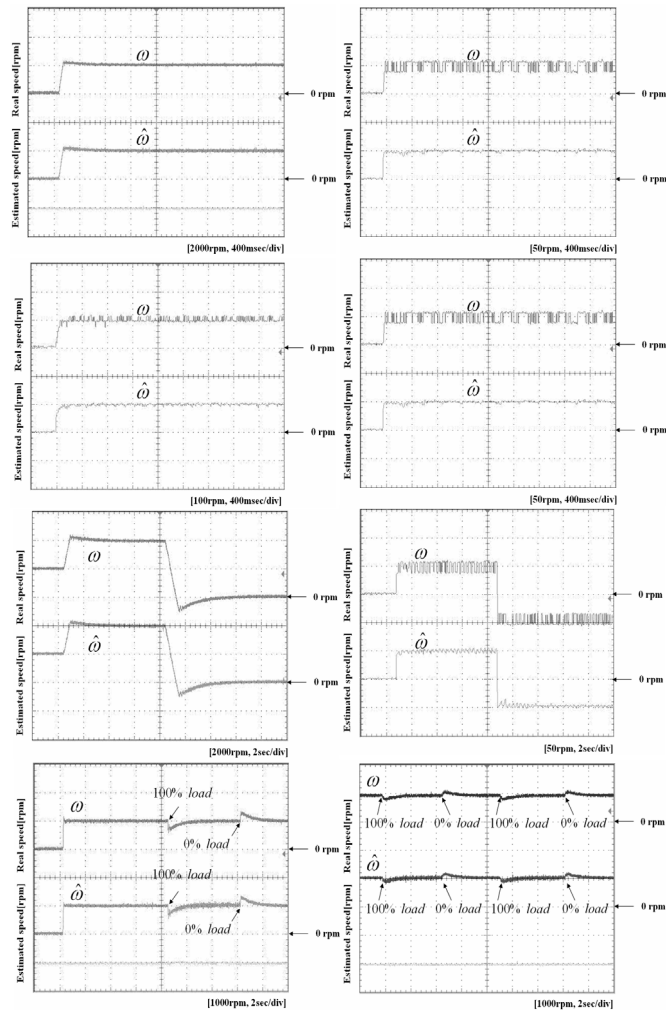


그림 3. 전체 시스템 및 알고리즘 블록도



### 3. 결 론

본 논문에서는 IPMSM의 속도 센서리스 제어를 위하여 고정된 PI 이득을 보상하기 위해 퍼지 보상기를 사용하였다. 또한, 전동기의 기계적 제정수를 사용하지 않고 속도를 추정하기 때문에 운동방정식을 이용하기 위한 파라미터들을 계속해야 하는 어려움을 해결할 수 있으며, 과도상태 그리고 부하가 급변하는 경우에도 속도 및 위치 센서리스 제어가 가능하며, 퍼지제어기를 이용한 PI 이득 보상기를 사용함으로써 전동기의 연속적인 운전이 가능하다.

감사의 글

이 논문은 2007년 산업자원부 신재생에너지 기술사업의 고효율 부유식 조류발전시스템 개발의 지원으로 연구되었음.

### [참고문헌]

- [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.