

퍼지제어기를 이용한 약계자영역에서의 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 센서리스 제어

강형석*, 김진수**, 한윤석***, 김영조****, 김현중****, 정락교****, 강민형****, 김영석*
 인하대학교*, 용인송담대학**, 삼성테크윈***, 유한대학****, 한국철도기술연구원****, 동양E&P*****

A Speed Sensorless Control for Interior Permanent magnet Motors based on the Fuzzy controller in the Field-Weakening Region

Hyoung-Seok Kang*, Jin-Su Kim**, Yoon-Seok Han***, Young-Jo Kim****, Hyun-Jung Kim****, Rag-Gyo Jeong****, Min-Hyoung Kang****, Young-Seok King*
 Inha University*, Yongin college**, Samsung Techwin***, Yuhan college****, KRRI****, DongYang E&P*****

Abstract - For the interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive to operate above the base speed in the constant horsepower region, the field weakening control is applied. However, the field weakening control was not almost applied to sensorless control of the interior permanent magnet synchronous motor. In this paper, the field weakening control is applied to the sensorless control of IPMSM based on the fuzzy controller. The effectiveness of the proposed system is verified by the experimental results.

1. 서 론

IPMSM은 전자기 토크 성분 외에도 전동기의 돌극성으로 인한 자기저항 토크 성분이 함께 존재할 뿐만 아니라 토크리턴스 차이에 의한 토크가 존재한다. 이로 인해 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생시킬 수 있으며, 작은 유효공극으로 전자기 반작용이 강하므로 일정 토크 영역에서의 운전 뿐만 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. 회전자의 정확한 위치정보를 얻기 위해서는 회전자에 절대 엔코더나 레졸버 등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 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 진행되고 있고, 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다[1][2]. IPMSM은 정격속도 이상이나 DC링크 전압이 작은 특수한 상황에서 약계자 제어가 요구된다. 그러나 이러한 약계자 제어가 센서리스 알고리즘에 적용된 사례는 거의 없다.

본 논문에서는 IPMSM의 속도 센서리스 제어를 위하여 IPMSM의 고정자 전압방정식을 이용하여 관측기를 구성하고, 퍼지 제어를 이용한 속도 보상 센서리스와 약계자 제어 알고리즘을 적용하였고, 그 타당성을 실험을 통해 증명하였다.

2. 본 론

2.1 센서리스 제어

2.1.1 전류관측기의 구성

IPMSM의 고정자 좌표계의 일반적인 전압 방정식에서 전류 관측기를 설계하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{i}_\alpha &= -\frac{R}{L_d} \hat{i}_\alpha - \frac{\hat{\omega}(L_d - L_q)}{L_d} \hat{i}_\beta + \frac{\sin\hat{\theta} K_E \hat{\omega}}{L_d} + \frac{v_\alpha}{L_d} + k_1 e_\alpha \\ \hat{i}_\beta &= -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\beta - \frac{\hat{\omega}(L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_\alpha - \frac{\cos\hat{\theta} K_E \hat{\omega}}{L_q} + \frac{v_\beta}{L_q} + k_2 e_\beta \end{aligned} \quad (1)$$

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

$$e_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, e_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \quad (2)$$

식(2)로부터 속도오차가 0으로 수렴할 경우, 식(1)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.

2.1.2 추정오차의 보상

IPMSM의 전압방정식을 회전자 좌표계로 변환하여 구한 영구자석 동기전동기의 회전자축 전압방정식은 식(3)과 같으며, 회전자 속도는 식(4)

과 같이 산출 가능하다.

$$v_d = (R + pL_d)i_d - \omega L_q i_q, v_q = (R + pL_q)i_q + \omega L_d i_d + K_E \omega \quad (3)$$

여기서, v_d, v_q : 회전자 좌표계의 d축과 q축 입력전압

i_d : d축 전류, i_q : q축 전류, p : 미분연산자

$$\omega = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q}{K_E + L_d i_d} \quad (4) \quad \hat{\omega} = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q}{K_E + L_d i_d} + C \quad (5)$$

식(4)로부터 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(5)와 같이 구성하며, 보상 값 C를 결정하기 위해 퍼지제어기를 이용한다.

퍼지 제어기에서 보상값 C가 결정되고, 식(6)이 만족되는 경우 식(2)의 오차방정식은 식(7)과 같이 나타내어지고,

$$\omega \neq 0, \Delta\theta \approx 0 \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_\alpha &= -\frac{R}{L_d} e_\alpha - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_\beta + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) \sin\hat{\theta} + k_1 e_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= -\frac{R}{L_q} e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_\alpha + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) \cos\hat{\theta} + k_2 e_\beta \end{aligned} \quad (7)$$

퍼지 제어기에 의해 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식(7)은 식(8)로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식(9)를 만족하도록 k_1, k_2 를 설정하면 식(10)의 오차는 0으로 수렴한다.

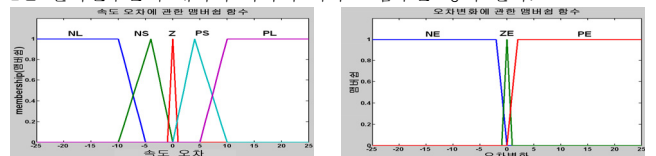
$$\dot{e}_\alpha = -\left(\frac{R}{L_d} - k_1\right) e_\alpha, \quad \dot{e}_\beta = -\left(\frac{R}{L_q} - k_2\right) e_\beta \quad (8)$$

$$k_1 < \frac{L_d}{R}, \quad k_2 < \frac{L_q}{R} \quad (9)$$

식(1)의 관측기로부터 선전류를 추정하고, 지령속도와 추정속도로부터 오차를 산출하고, 산출된 오차를 2.1.3절의 퍼지 제어기를 이용하여 보상값 C를 결정한 후, 식(5)로부터 추정속도 $\hat{\omega}$ 를 산출한다.

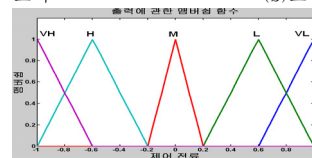
2.1.3 보상값 C를 위한 퍼지 제어기

퍼지 제어기는 Zadeh의해 소개된 퍼지 집합과 퍼지 논리 이론을 기본으로 한다. 퍼지 추론은 퍼지화, 규칙 기반과 비퍼지화로 나뉜다. 그림 1은 언어변수들에 대하여 각각의 귀속도 함수를 정의 한다.



(a)속도 오차

(b)오차의 변화율



(c)보상값 C

<그림 1> 퍼지 집합에 대한 귀속도함수

속도오차 $\Delta\omega$, 속도오차의 변화율은 Δe 은 입력 언어변수가 되고, 보상값 C는 출력 언어변수가 된다. 비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정 값을 얻는 방법으로 식(10)과 같은 무게중심법을 사용하였다.

$$U^{crisp} = \frac{\sum_i b_i \int \mu(i)}{\sum_i \int \mu(i)} \quad (10)$$

여기서, U^{crisp} 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(11)은 오차와 오차의 변화율에 따른 출력의 확정치에 대한 퍼지 함수관계를 나타낸다.

$$U = F[E(k), \Delta E(k)] : F \text{는 퍼지관계} \quad (11)$$

$$E(k) = C_1 \cdot e(k), \Delta E(k) = C_2 \cdot \Delta e(k) \quad (12)$$

식(12)와 같이 측정된 출력오차 e 와 출력오차의 변화량 Δe 에 적당한 크기변환 요소 C_1 과 C_2 를 곱함으로써 전체집합의 양자화 준위 $E(k)$, $\Delta E(k)$ 로 크기변환 시키고 결정표로부터 양자화 된 제어기 출력 $U(k)$ 를 얻을 수 있다. 그리고 식(15)와 같이 크기변환요소 C_3 를 곱함으로써 실제 적용 가능한 비퍼지 제어기 출력 $u(k)$ 를 구할 수 있다.

$$u(k) = C_3 \cdot U(k) \quad (13)$$

〈표 1〉 2개의 입력을 가지는 언어변수에 대한 규칙기반

		$\Delta\omega(e)$				
		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 약계자 제어 알고리즘

저속에서 식(5)의 속도기전력 항은 작으며, IPMSM의 정격전압에 해당하는 DC-link전압은 토크전류를 제어하기에 충분하나 회전자속도가 증가할 경우 토크전류를 제어하기 위한 전압의 여유분은 감소되어진다. 따라서 약계자제어 알고리즘을 사용하지 않고 정격 입력전압에 해당하는 회전자 정격속도 이상으로 IPMSM을 동작시키는 것은 불가능하다[3]. 인버터가 IPMSM에 공급할 수 있는 최대전압 V_{smax} 는 DC-link 전압에 의해 제한되어지며, 이는 IPMSM의 정격전압에 의해 결정되어지고, I_{smax} 는 정격전류에 의해 결정되는 값이다. 이러한 경우 IPMSM의 전압 및 전류는 다음의 제한 조건을 만족해야한다.

$$v_{sd}^2 + v_{sq}^2 = V_{smax}^2, i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_{smax}^2 \quad (14)$$

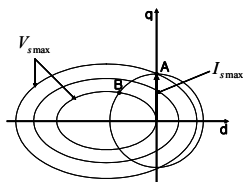
IPMSM이 고속에서 운전될 때, 식(3)에서 저항에 의한 전압강하는 속도를 포함한 항에 비해 매우 작으므로 무시될 수 있고, 정상상태에서 동작한다면, 다음의 식(15)와 같이 나타내진다.

$$v_{sd} = -\omega_r L_d i_{sq}, v_{sq} = \omega_r L_q i_{sd} + K_E \omega_r \quad (15)$$

식(14)와 식(15)로부터, i_{sd} 와 i_{sq} 는 다음의 조건을 만족해야 한다.

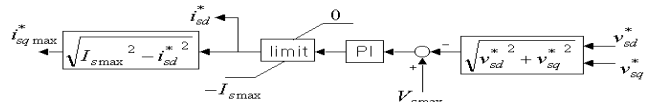
$$\frac{L_d^2}{L_q^2} (i_{sd} + \frac{K_E}{L_d})^2 + i_{sq}^2 \leq (\frac{V_{smax}}{\omega_r L_d})^2 \quad (16)$$

식(16)은 타원형이고, 모터의 정격속도에 의존 한다. 식(14)에서 전류제한 $i_{sd} - i_{sq}$ 원과 식(16)의 타원형 형태의 전압제한에서 IPMSM의 속도가 증가하면 전압제한치는 감소하는 것을 볼 수 있고 그림2와 같이 약계자 영역에서 최대 토크는 A에서 B로 이동한다. IPMSM이 보다 높은 속도로 운전되기 위해서는 정격전압 이상의 입력이 필요하다. 하지만 정격전압에서 d축 i_{sd} 가 회전자 자속을 감소시키는 방향으로 주입 된다면 보다 더 높은 속도로 운전될 것이다.[3].

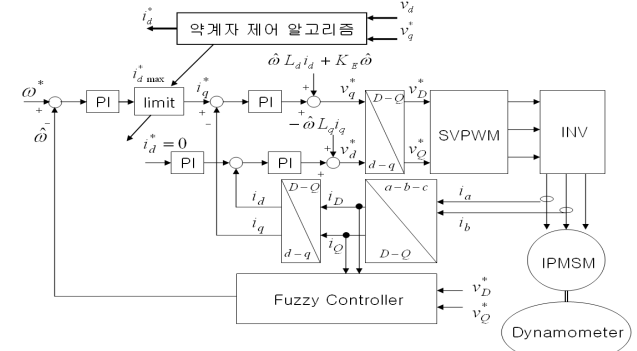


〈그림 2〉 약계자제어시 전류 및 전압제한조건에 의한 전류제한 궤적

그림 3은 약계자 제어 알고리즘의 블록도이다. 약계자 제어영역에서 입력전압 지령이 V_{smax} 를 초과한다면 제어기는 V_{smax} 와 입력전압 지령의 에러를 감지하고, 회전자 자속이 감소되는 방향으로 i_{sd} 를 주입한다. 전체 지령전류 $i_s^* (= \sqrt{i_{sd}^{*2} + i_{sq}^{*2}})$ 가 전류제한치 I_{smax} 를 넘지 않도록 i_{sqmax} 가 연산되어지며, 이는 속도 제어기에서 토크 지령전류의 제한치로서 사용된다.



〈그림 3〉 약계자 제어 알고리즘

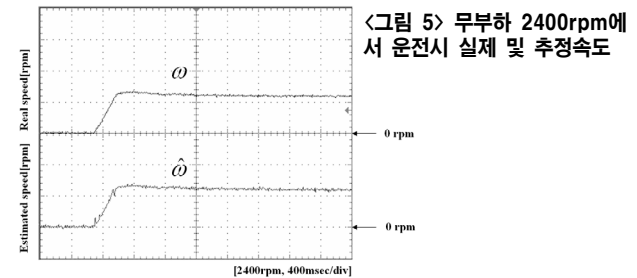


〈그림 4〉 약계자 제어 알고리즘을 적용한 전체 알고리즘 구성도

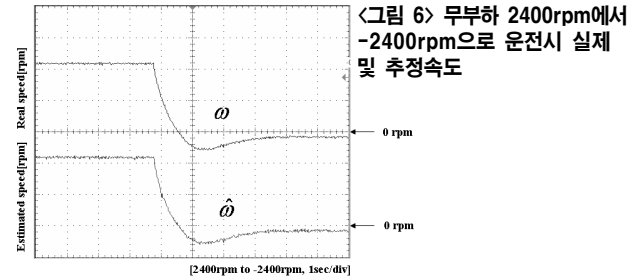
2.3 실험결과

〈표 2〉 매입형 영구자석 동기전동기의 규격

정격용량	2.5[kw]	역기전력상수	0.4965[V/r/min]
정격토크	11.9[N·m]	관성 계수	41.6×10 ⁻⁴ [Kg·m ²]
정격속도	2000[rpm]	d축 인덕턴스	1.31[mH]
극수	8극	q축 인덕턴스	1.61[mH]
고정자저항	0.22[Ω]		



〈그림 5〉 무부하 2400rpm에서 운전시 실제 및 추정속도



〈그림 6〉 무부하 2400rpm에서 -2400rpm으로 운전시 실제 및 추정속도

3. 결 론

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 고속운전을 위한 약계자 제어와 퍼지제어를 이용한 센서리스 속도제어 알고리즘에 적용하였고 그 타당성을 실험을 통해 증명하였다.

그 결과 퍼지제어를 이용한 센서리스 제어가 정토크 영역에서 뿐만 아니라 약계자 제어 영역에서도 속도 및 위치 추정이 정확히 수행되고 있음을 알 수 있다.

감사의 글

이 논문은 2008년도 중소기업 기술혁신개발 사업의 지원으로 연구되었음

[참 고 문 헌]

- [1] L. Jones and J. Lang, "A state observer for the permanent magnet synchronous motor," IEEE IECON, pp. 197-204, 1987.
- [2] N. P. Erteugul, Acamley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 1, pp. 126-133, 1994.
- [3] J.-H Song, J.-M. Kim and S.-K. Sul, "A new robust SPMSM control to parameter variations in flux weakening region", in Proc. IECON'96, Vol.2, pp.1193-1198, 1996.