

퍼지 속도 보상기를 이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 속도제어

論 文

56-8-9

A Sensorless Speed Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on a Fuzzy Speed Compensator

姜 炯 錫[†] · 金 榮 石^{*}

(Hyoung-Seok Kang · Young-Seok Kim)

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.

Key Words : Fuzzy, Sensorless Control, IPMSM, Current Observer

1. 서 론

동기전동기((Magnet Synchronous Motor)는 유도전동기에 비해 체적이 작으며 구동 원리적으로 슬립이 없고, 회전자를 영구자석으로 사용하는 영구자석 동기전동기는 역률, 토크 대 전류 및 효율 면에서 우수한 특성을 가진다. 영구자석을 회전자 표면에 부착한 SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)은 맥동 토크가 없는 이상적인 토크를 발생시킬 수 있는 장점이 있다. 하지만 영구자석이 회전자의 표면에 부착되어 있는 관계로 기계적인 구조가 취약하며 자기적으로 유효 공극이 큰 단점이 있다. 이러한 이유로 회전자 내부에 영구자석을 매입한 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생시킬 수 있고, 저속영역에서는 최대토크를, 정격속도 이상의 고속영역에서는 약계자 제어를 함으로써 효율을 저하시키지 않고 운전영역을 확대시킬 수 있다. 이러한 IPMSM이 가지고 있는 특징은 광범위한 동작 범위에서 고효율이 요구되는 전기자동차, 에어컨컴프레서, 공작기 등에 많은 호응을 받고 있다. 이러한 이유로 위치나 속도 센서 없이 IPMSM을 구동하는 알고리즘이 활발히 진행되고 있으며, 이러한 센서들을 제거함으로써 구동 시스템의 구조가 간단해지고, 산업 사회에 폭 넓게 응용되고 있다[1]-[3].

위치나 속도 센서 없이 IPMSM을 구동하기 위해서 여러

가지 센서리스 제어 방법이 연구 되었다. 일반적으로 회전자 기준 축에서 구한 모델을 기초로한 상태관측기는 전동기의 전기 및 기계적인 상태를 추정하는데 사용한다. 그러나 회전자 속도가 일정하지 않을 경우 전기적인 모델은 비선형이 된다. 이 경우 관측기의 이득을 최적으로 선정하여도 동작조건이 변화하면 관측기의 적절한 이득을 결정하기 어렵다. 따라서 전동기 모델을 선형화하고 전기적 방정식에서 비선형 항을 제거할 수 있는 방법이 필요하다[4]-[6].

또한 파라미터 변화, 부하, 외란으로부터 지령속도의 빠른 복원은 기기, 톨 및 위치추정 장치 등에 사용된 시스템의 HPD(High Performance Drive)에서 중요하다. 전통적인 PI 제어기는 IPMSM의 구동에 폭 넓게 사용되고 있지만, 전통적인 PI 제어기는 파라미터 변화, 부하, 외란 및 지령속도의 스텝 변화에 매우 민감하다. 그러므로 IPMSM을 HPD 시스템에 사용하기 위해서는 특별한 주의를 필요로 한다. 이러한 이유로 시스템 모델링과 제어를 위하여 퍼지 알고리즘을 사용한 연구가 진행되었다[7].

본 논문에서는 속도 보상을 위하여 퍼지 이론을 적용하고, 이를 이용한 IPMSM 속도 센서리스를 제안한다. FLC(Fuzzy Logic Controller)에서 시스템 제어 파라미터들은 사용자에게 의해 퍼지 제어규칙을 설계하고, 제어규칙 표를 설계한다. IPMSM의 고정자 전압방정식으로부터 전류 관측기를 구성하고, 전동기의 전압방정식을 이용하기 때문에 전동기의 기계적 방정식에서 발생하는 기계적 제정수의 영향에 대해 강한 특성을 갖는다. 또한, IPMSM의 회전자 전압방정식에서 속도를 추정하고, 극배치법을 사용하여 안정도 판별을 수행한다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동과 순시무효전력을 이용한 속도 보상 방법과의 비교를 통하여 증명하였다.

† 교신저자, 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程
E-mail : hyoungsk@gmail.com

* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 正 教 授 · 工 博
接 受 日 字 : 2007 年 5 月 5 日
最 終 完 了 : 2007 年 6 月 18 日

2. 본 론

2.1 센서리스 제어[8]

2.1.1 전류관측기의 구성

IPMSM의 고정자 좌표계의 일반적인 전압 방정식에서 전류 관측기를 구성하면 식(1)과 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 α 축과 β 축 입력전압

i_α, i_β : α 축과 β 축 전류

ω : 전동기의 속도

θ : 전동기의 위치

K_E : 역기전력 상수

R : 고정자 저항

L_d, L_q : d축과 q축 인덕턴스

k_1, k_2 : 상수

$\hat{\cdot}$: 추정값

$$\begin{aligned} \dot{e}_\alpha &= -\frac{R}{L_d} e_\alpha - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_\beta + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_1 e_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= -\frac{R}{L_q} e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_\alpha + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} \cos \hat{\theta} - \omega \cos \theta) + k_2 e_\beta \end{aligned} \quad (2)$$

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 회전자 속도는 식(3)과 같이 산출 가능하다.

$$\omega = \frac{v_q - (R + pL_q)i_q}{K_E + L_q i_d} \quad (3)$$

식(3)으로부터 회전자의 속도를 산출할 경우, 전동기의 파라미터 계측 시 발생하는 오차와 선 전류 및 입력전압 검출 시 발생하는 오차로 인해 실제속도와 추정속도 사이에 오차가 발생하므로, 이를 보상하기 위해 보상 값 C를 고려하여, 추정속도를 식(4)와 같이 구성하며, 보상 값 C를 결정하기 위해 퍼지제어기를 이용한다.

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

퍼지 제어기에서 보상값 C가 결정되고, 식(5)가 만족되는 경우 식(2)의 오차방정식은 식(6)과 같이 나타내어지고,

$$\omega \neq 0, \Delta\theta \cong 0 \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_\alpha &= -\frac{R}{L_d} e_\alpha - \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) e_\beta + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} - \omega) \sin \hat{\theta} + k_1 e_\alpha \\ \dot{e}_\beta &= -\frac{R}{L_q} e_\beta - \frac{L_d - L_q}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) e_\alpha + \frac{K_E}{L_q} (\hat{\omega} - \omega) \cos \hat{\theta} + k_2 e_\beta \end{aligned} \quad (6)$$

퍼지 제어기에 의해 추정속도를 잘 보상하여, 속도추정오차가 0으로 수렴하면, 식(6)은 식(7)로 나타내지며, 안정성을 확보하기 위해 식(8)을 만족하도록 k_1, k_2 를 설정하면 식(7)의 오차는 0으로 수렴한다.

$$\dot{e}_\alpha = -\left(\frac{R}{L_d} - k_1\right) e_\alpha, \quad \dot{e}_\beta = -\left(\frac{R}{L_q} - k_2\right) e_\beta \quad (7)$$

$$k_1 < \frac{L_d}{R}, \quad k_2 < \frac{L_q}{R} \quad (8)$$

2.1.3 보상값 C를 위한 퍼지 제어기[9]

퍼지 제어기는 Zadeh의해 소개된 퍼지 집합과 퍼지 논리 이론을 기본으로 한다. 퍼지 추론은 퍼지화, 규칙 기반과 비퍼지화로 나뉘고, 퍼지화는 속도의 차를 언어변수로 변환하는 과정이다. 그림 1은 언어변수들에 대하여 각각의 귀속도 함수를 정의 한다.

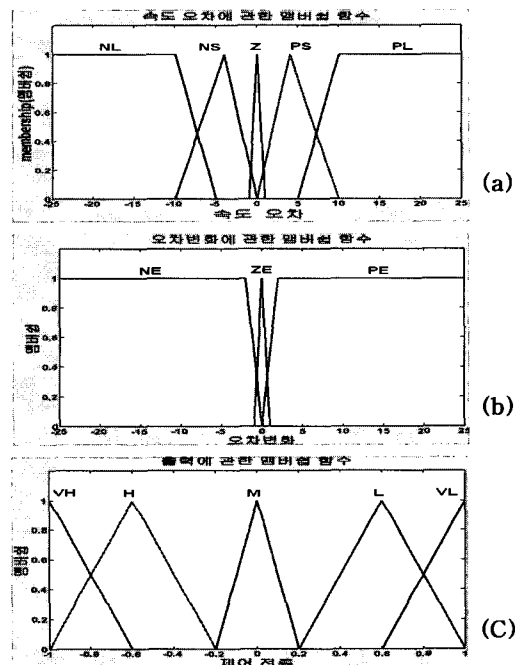


그림 1. 퍼지 집합에 대한 귀속도 함수 (a) 속도 오차, (b) 오차의 변화율, (c) 보상값 C

Fig. 1. The membership function of the fuzzy set. (a) the speed error, (b) the rate of the error change, (c) the compensation value C.

제안된 알고리즘에 사용된 퍼지 제어기를 위한 규칙 기반은 다음과 같다.

Rule R_i : If $\Delta\omega$ is A_i and Δe is B_i then C is S_i

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

비퍼지화는 출력의 정도(퍼지값)에 대하여 확정 값을 얻는 방법으로 식(9)와 같은 무게중심법을 사용하였다.

$$U^{crisp} = \frac{\sum_i b_i \int \mu_i}{\sum_i \int \mu_i} \quad (9)$$

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.

식(10)은 오차와 오차의 변화율에 따른 출력의 확정치에 대한 퍼지 함수관계를 나타낸다.

$$U = F[E(k), \Delta E(k)] : F\text{는 퍼지관계} \quad (10)$$

$$E(k) = C_1 \cdot e(k), \Delta E(k) = C_2 \cdot \Delta e(k) \quad (11)$$

여기서, C_1, C_2 : 상수

식(11)과 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 표 1의 결정표로부터 양자화 된 제어기 출력 $U(k)$ 를 얻을 수 있다. 그리고 식(12)와 같이 크기변환요소 C_3 를 곱함으로써 실제 적용 가능한 비퍼지 제어기 출력 $u(k)$ 를 구할 수 있다. 그림 3은 제안된 퍼지 속도 보상기를 이용한 속도추정 알고리즘을 나타낸다.

$$u(k) = C_3 \cdot U(k) \quad (12)$$

여기서, C_3 : 상수

표 1. 2개의 입력을 가지는 언어변수에 대한 규칙기반 표
Table 1. Rule base table for 2-inputs.

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

표 1의 언어변수는 각각 다음과 같다.

- NL : Negative Large, NS : Negative Small, Z : Zero,
- PS : Positive Small, PL : Positive Large, NE : Negative Error,
- ZE : Zero Error, PE : Positive Error, VH : Very High,
- H : High, M: middle, L : Low, VL : Very Low

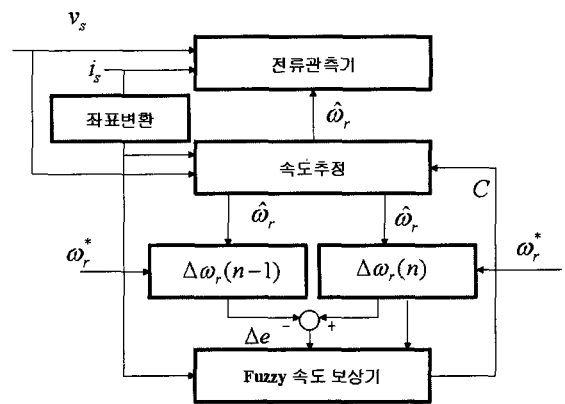


그림 2. 제안된 알고리즘의 블록도

Fig. 2. Block diagram of the proposed algorithm.

2.2 시스템의 구성

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 전원부, IPMSM, 인버터부, 부하로 사용된 다이내모미터, 그리고 제어기를 다음의 그림 3과 같이 구성하였다. 실험에 사용된 매입형 영구자석 동기전동기의 사양은 다음의 표 2와 같다. IPMSM에 전력을 공급하는 인버터의 직류 전원은 3상 전압을 모듈화 시킨 3상 다이오드 정류기로 정류하여 얻고 있으며, 인버터의 DC링크단의 평활용으로 450[V], 4700[μF] 용량의 전해 콘덴서를 부착하여 인버터의 전압으로 사용하였다. 인버터의 스위칭 소자는 IGBT(MG75J2YS50) 모듈을 사용하였으며 일반적인 3상 풀브릿지 형태를 취하는 전력 회로로 구성하였다. 전동기의 부하로는 다이내모미터를 사용하였으며 최대 부하는 50[N·m]를 가지며 전동기의 축과 부하의 축은 커플러를 통하여 연결하였다. 또한 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 전압 변조법으로 공간 벡터 변조법(SVPWM)을 사용하였고, 공간 전압벡터 변조법을 구현하기 위하여 전용 프로세서인 Analog Devices사의 ADMC201을 사용하였다.

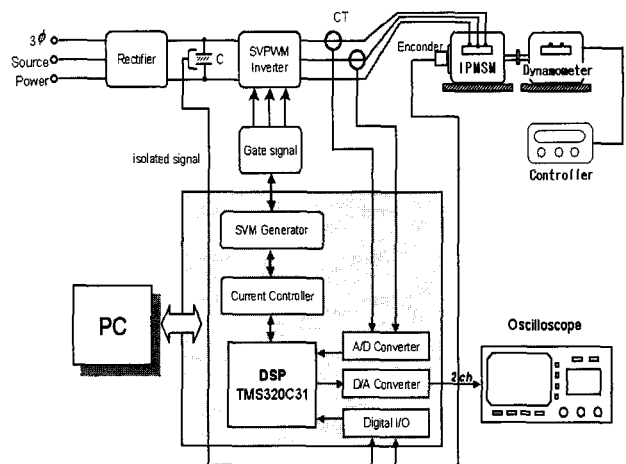


그림 3. 매입형 영구자석 동기전동기 전체구동 시스템

Fig. 3. Overall IPMSM drive system.

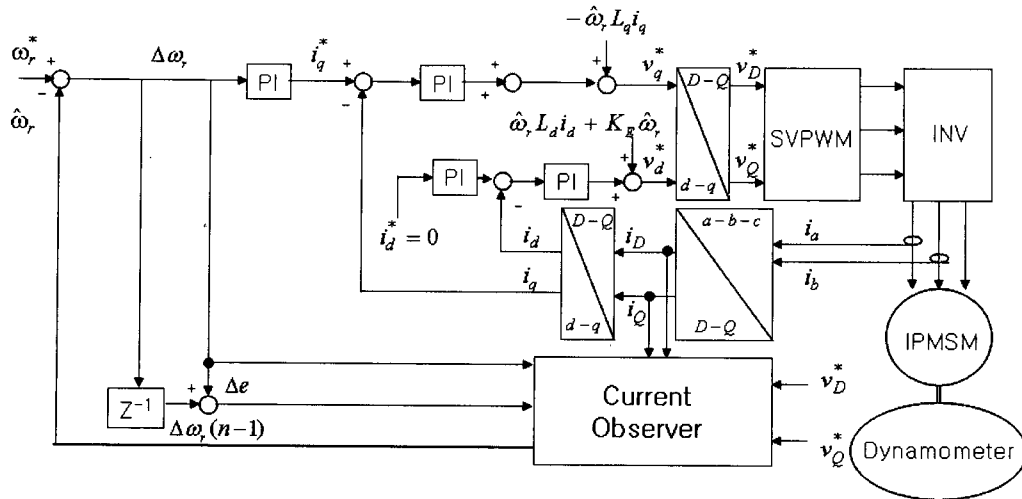


그림 4. 퍼지 보상기를 이용한 센서리스 알고리즘의 전체 블록도

Fig. 4. Overall block diagram of the sensorless algorithm using the proposed the fuzzy compensator.

마이크로프로세서는 DSP에서 계산된 기준전압벡터의 시간은 샘플링 시간인 200[μs]마다 ADC201에 입력되며, ADC201은 IGBT 구동을 위한 게이트 구동 신호를 발생한다. 게이트 구동회로 및 보호회로는 40kHz까지 구동 가능한 게이트 드라이버(EXB841)를 사용하였다. 전류제어의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 실제전류는 검출이 요구된다. 이를 위하여 a상 및 b상에 전류센서(Current Transducer, CT)를 설치하였으며, 나머지 c상은 계산에 의하여 얻어진다. CT는 전류형으로 25A급을 사용하였다. 검출된 전류는 A/D변환기(16비트 DSP102)를 거쳐 DSP에 입력된다.

DC링크단의 전압 검출을 위해 저항을 분압하여 입력전압을 10V로 제한하여 사용하였다. V/F 컨버터(AD625)는 4Mhz의 변환주파수를 갖으며, 12bit 카운터로 계수하여 DSP에서 200[μs]의 샘플링 시간마다 DC링크단의 전압을 측정하도록 사용하였다. V/F 컨버터의 출력은 펄스열로 나타나므로 제어기와 절연을 위하여 하나의 포토커플러(TPL552)를 사용하였다. 하드웨어를 간략화하기 위하여 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었으며 소프트웨어는 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 마이크로프로세서인 DSP를 사용하였다. 본 논문에서 사용된 DSP소자는 고속, 고정도 연산이 가능하며 부동소수점 처리가 가능한 TI(Texas Instrument)사의 32비트 DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320C31 제어기를 사용하였다.

전동기의 회전속도 관측을 위해 전동기에 부착되어진 5000ppr(pulse per round)의 정도를 갖는 인크리멘탈형 엔코더를 사용하였다. 엔코더 펄스는 HCPL202에 A상과 B상이 입력되고, 이들 신호는 4배 되고, 카운터 된 후, 상위 8비트씩 DSP의 디지털 I/O 포트(82C55)를 통하여 래치(latch)된다. 엔코더에서 구한 전동기의 회전속도는 추정속도와 비교를 위한 실제속도로 제공되었다. 제안된 알고리즘의 성능 및 상태량은 DSP를 통해 D/A 변환기(16비트 DSP202)에 입력되며, 이 값들은 오실로스코프의 파형으로 볼 수 있다.

표 2. 매입형 영구자석 동기 전동기의 규격

Table 2. Specification of the IPMSM

정격용량	2.5[kW]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격토크	11.9[N·m]	정격속도	2000[rpm]
극수	8극	역기전력상수	0.4965[V/rpm]
d축 인덕턴스	0.00131[H]	q축 인덕턴스	0.00161[H]

2.3 실험결과

그림 4는 퍼지 속도 보상기를 이용한 센서리스 알고리즘의 전체 블록 다이어그램을 보여준다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성과 성능을 증명하기 위하여, 순시무효전력의 오차로서 추정속도를 보상하는 알고리즘[8]과 비교 하였다. 그림에서 (a)는 퍼지 보상기 알고리즘을 이용하였고, (b)는 순시무효전력을 이용한 보상 알고리즘을 나타낸다. 그림 5는 무부하 시동 시 정격속도인 2000[rpm]에서 실제속도와 추정속도를 나타낸다. (a)에서 시동 시 과도상태는 약 240[msec]이고 (b)는 약 480[msec]으로 퍼지 보상기를 사용한 알고리즘이 시동 시 과도상태 구간이 적음을 알 수 있다. 또한, 시동 시 정상상태 도달 시간은 (a)는 약 800[msec]이고 (b)는 1.2[sec]로 (a)의 알고리즘이 지령속도에 빨리 도달함을 알 수 있다. 즉, 퍼지 보상기를 이용한 알고리즘의 응답 특성이 조금 빠름을 나타낸다.

그림 6은 무부하 시동 시 정격속도의 2.5%인 저속영역의 50[rpm]에서 실제속도와 추정속도를 나타낸다. (a)의 추정속도는 정상상태 도달 후 떨림 없이 지령속도를 유지하는 것을 알 수 있고, (b)의 추정속도는 약간의 떨림이 존재한다. 저속영역에서 실제속도는 (a)에서 ±1[rpm] 정도의 오차를 가지며, (b)에서 ±2[rpm] 정도의 오차를 가진다. 실제속도를 측정하기 위해 사용한 incremental encoder는 1회전 당 5000개

의 펄스를 출력하는 두 신호가 90° 위상차로 출력되어지고, 카운터에서 이를 4배 하므로 1회전 당 20000개의 펄스를 카운터 한다. 50rpm으로 운전할 경우, 한 샘플주기인 160[μsec] 동안 약 1개의 펄스가 증가되어야 하며, 실험 시 약간의 속도 변동에 의해 한 샘플주기 동안 0~3개의 펄스만이 증가하므로, 저속영역인 50[rpm]에서 보여진 실제속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림 6의 저속영역의 실험 파형으로부터 퍼지 보상기 알고리즘의 지령속도를 잘 추정하고 있음을 나타낸다.

그림 7은 무부하 시동시 (a)50[rpm]과 (b)70[rpm]에서 실제위치와 추정위치를 나타내며, 추정위치는 추정속도를 적분하여 얻을 수 있다. (a)는 실제위치와 추정위치가 거의 일치함을 보여주고, (b)는 실제위치와 추정위치가 약 10[msec]의 오차를 가진다. 저속영역에 (b)의 ±2[rpm] 정도의 오차가 위치의 오차로 나타나고 (a)는 ±1[rpm] 정도의 오차를 가지지만 위치 오차가 거의 없이 일치함을 보여준다. 즉, 저속영역에서 퍼지 보상기를 사용한 알고리즘의 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림 8은 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 정(+)의 속도에서 부(-)의 속도로 속도가 급변할 때 (a)는 과도상태에서 추정속도가 4~5[rpm]의 오차를 가지지만 곧 정상상태에 도달함을 볼 수 있고, (b)는 과도상태 없이 지령속도에 도달하지만 정상상태에서 추정속도의 떨림이 나타남을 알 수 있다.

그림 9는 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우 실제위치와 추정위치를 나타낸다. (a)에서 속도가 급변하는 과도상태는 40[msec] 정도이고 추정속도와 실제속도의 오차가 거의 없음을 볼 수 있고, (b)에서 과도상태는 148[msec] 정도이고 추정속도와 실제속도는 과도상태에서 오차를 가지지만 곧 실제속도와 추정속도가 일치함을 알 수 있다. 이것은 (a)의 방법이 정격속도에서 적은 과도상태를 가지며, 속도가 급변하는 구간에서도 실제속도와 추정위치의 오차 없이 지령속도를 잘 추정하고 있음을 나타낸다. 즉, 속도의 급격한 변화에도 강인함을 보여준다.

그림 10은 스텝부하 인가시 1000[rpm]에서 실제속도와 추정속도를 보여준다. (a)에서는 100% 부하를 연속적으로 인가하였고, (b)는 100%의 연속적인 스텝부하를 인가할 수 없어 100%의 스텝부하만을 인가하였다. (a)에서 100%의 스텝부하를 인가하면, 부하가 인가되는 순간 속도는 급격히 감소하지만 속도제어기의 동작으로 약 1.6[sec] 후 정상상태에 도달한다. 또한, 부하를 제거하여 0%의 부하가 되면 속도는 급격히 증가하지만 속도제어기의 동작으로 약 1.6[sec] 후 정상상태에 도달함을 보여준다. (b)는 정상상태에서 100%의 스텝부하를 인가하면, 부하가 인가되는 순간 속도가 급격히 떨어지고 속도제어기의 동작으로 약 3[sec] 후 정상상태에 도달함을 알 수 있다. (a)와 (b)의 실험 파형으로부터 100% 부하에도 추정속도와 지령속도가 지령속도를 잘 추정하고 있음을 나타낸다. 또한, (a)는 부하의 변화에 대해 빠른 응답특성을 보이고, 연속적인 부하 변화에도 강인함을 알 수 있다.

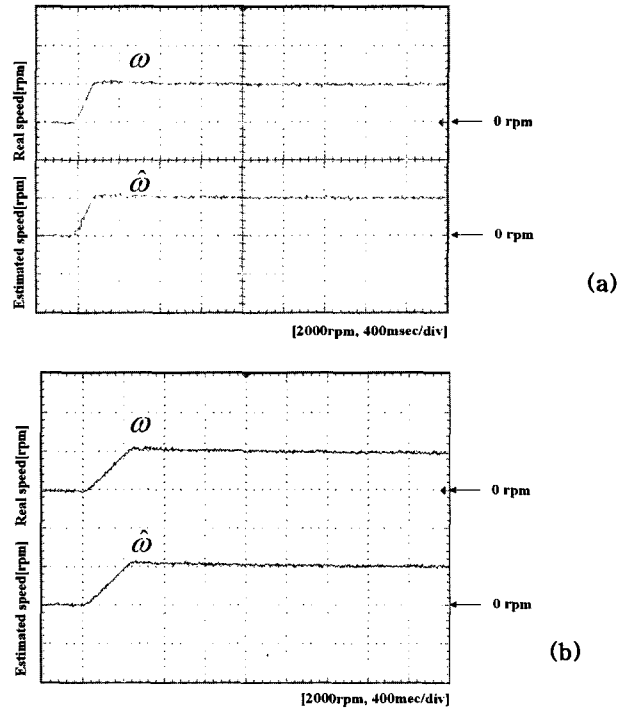


그림 5. 무부하 시동 시 2000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하). (a) 퍼지 보상기 이용, (b) 순시무효전력 이용
Fig. 5. Real(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 2000[rpm] at no load.

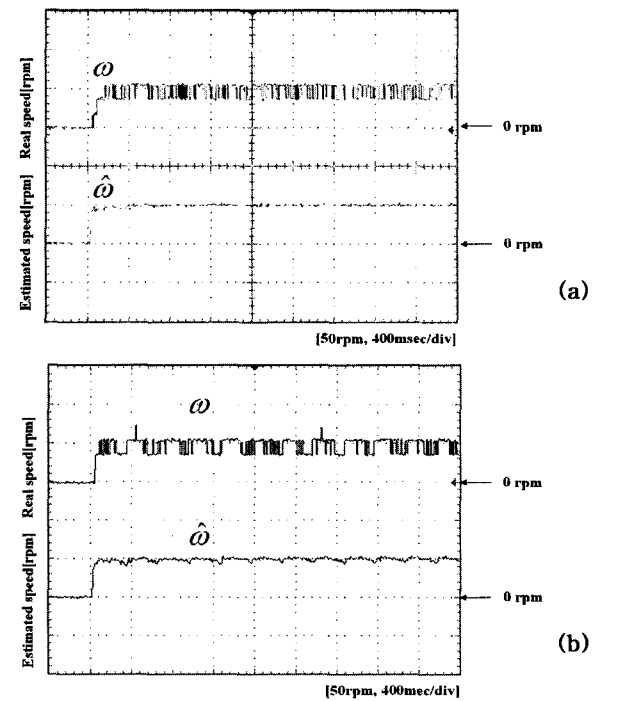


그림 6. 무부하 시동 시 50[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하). (a) 퍼지 보상기 이용, (b) 순시무효전력 이용
Fig. 6. Real(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 50[rpm] at no load.

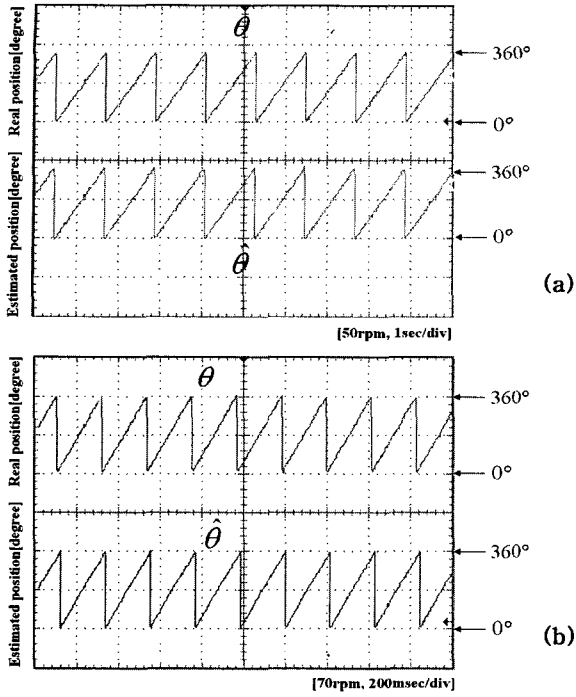


그림 7. 무부하 시동 시 50[rpm](a)와 70[rpm](b)에서 실제위치(상)와 추정위치(하). (a) 퍼지 보상기 이용, (b) 순시무효전력 이용
 Fig. 7. Real(upper) and estimated position(lower) when the IPMSM is driven at 50[rpm] at no load.

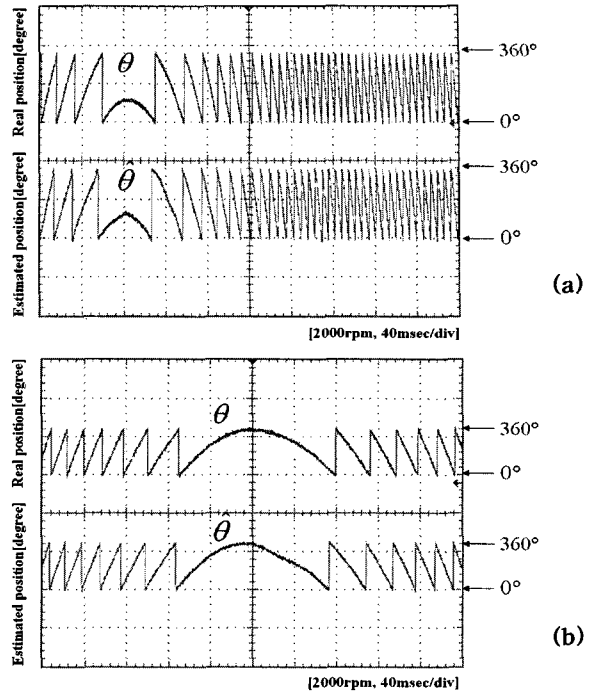


그림 9. 2000rpm에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)
 (a) 퍼지 보상기 이용, (b) 순시무효전력 이용
 Fig. 9. Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 2000[rpm] to -2000[rpm].

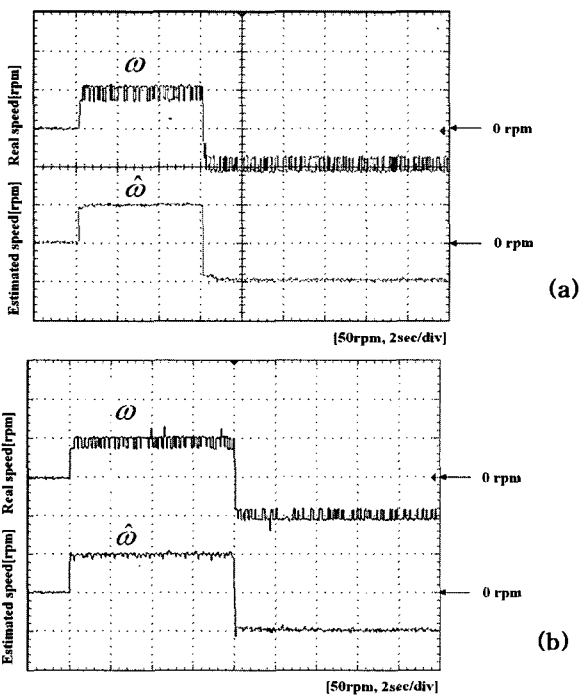


그림 8. 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상) 및 추정속도(하).
 (a) 퍼지 보상기 이용, (b) 순시무효전력 이용
 Fig. 8. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 50[rpm] to -50[rpm].

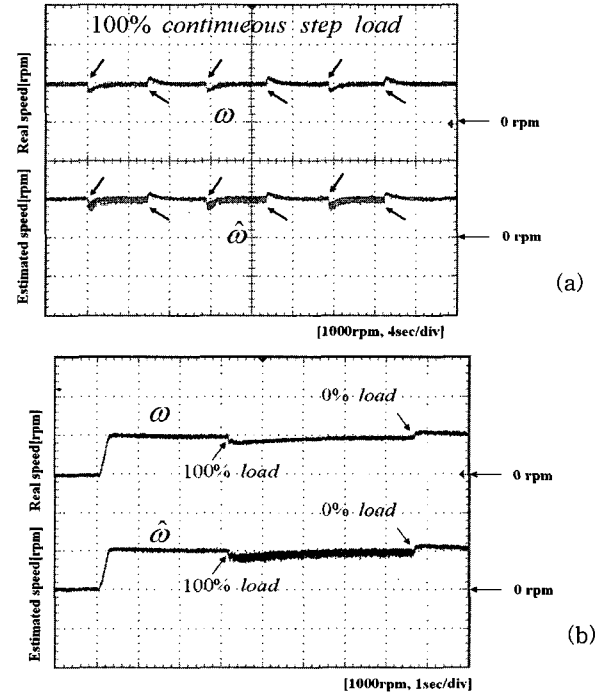


그림 10. 스텝 부하 인가시 1000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하). (a) 퍼지 보상기 이용, (b) 순시무효전력 이용
 Fig. 10. Real speed(upper) and estimated speed(lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return 0%.

3. 결 론

본 논문에서는 고성능 운전이 요구되는 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 센서리스 가변속 구동을 위해 외란 및 부하에 강인한 퍼지 속도 보상기를 사용한 관측기가 제안되었다. 본 논문에서 제안된 속도 보상 방법의 타당성을 위하여 순시무효전력을 이용한 속도 보상 방법과 비교하였고, 그 결과 본 논문에서 제시한 제어 방법이 기존의 방법에 비해 지령속도에 대한 응답 특성, 외란 및 부하에 강인함을 보였다. 또한, 저속영역에서 고속영역의 다양한 속도영역과 속도가 급변하는 과도상태에서도 속도 및 위치를 추정하고 있음을 알 수 있다. 이상의 결과로부터 본 논문에서 제안된 관측기 시스템은 전동기의 제 정수의 변동, 외란, 부하 변동, 응답특성이 강인하므로 속도 센서 없는 매입형 영구자석 동기전동기의 서보 응용 분야에 유용하게 사용될 수 있으리라 예상된다. 향후 과제로는 정격속도 이상의 약계자 영역에서 센서리스 속도제어 대한 보다 깊은 연구가 필요할 것이다.

감사의 글

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

참 고 문 헌

[1] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. IA., vol.25, pp.265-273, 1989.
 [2] M. Takigawa, et. al., "A Wide Speed Control System for Brushless DC Motor Regarding to the Transient Response Characteristics", IEE. Japan, vol.113-D, no.2, pp.151-158, 1993.
 [3] J. Oyama, et. al., "Sensorless vector-control of IPM motors over whole speed range", IEEE PEDS Conf., vol.2, pp.448-451, 2001.
 [4] M. Schroedl, "An Improved Position Estimator for Sensorless Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors", EPE Conf. Rec., pp.418-423, 1991.

[5] R. B. Sepe, J. H. Lang, "Real-time observer-based control of a permanent magnet synchronous motor without mechanical sensor", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.6, pp.1345-1352, 1992.
 [6] N. Ertugrul and P.P. Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," IEEE Trans. IA., vol.30, no.1, pp.126-133, 1994.
 [7] M. N. Uddin and M. A. Rahman, "Fuzzy Logic Based Control of an IPM Synchronous Motor Drive", IEEE ECES, Conf., vol.3, pp.1259-1264, 1999.
 [8] 강형석, 정우택, 김영석 "순시무효전력을 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 새로운 센서리스 제어", 대한 전기학회 논문지, 제55B권, 2호, pp.107-115, 2006.
 [9] K. M. Passino and S. Yukovich, "Fuzzy Control", ADDISON-WESLEY, INC., 1998.

저 자 소 개



강 형 석 (姜 炯 錫)

1977년 7월 1일생. 2003년 동양대 전자공학과 졸업. 2005년 2월 인하대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.
 전화 : 032-860-7397
 팩스 : 032-863-5822
 E-mail : hyoungsk@gmail.com



김 영 석 (金 榮 石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대 전기공학과 교수.
 전화 : 032-860-7397
 팩스 : 032-863-5822
 E-mail : youngsk@inha.ac.kr