

퍼지제어기에 의한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구

조 시 열* · 김 성 환**

A Study on the Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by Fuzzy Controller

S.Y. Jo* · S.H. Kim**

Abstract

The basic algorithm of this paper is that the voltage difference between the actual and ideal voltage is proportional to the angular difference between the hypothetical and actual rotor position thus, self-synchronization can be obtained by reducing the voltage difference to zero. And a fuzzy controller is used instead of a PI controller as a control method to complement of position error, it used twice: to obtain the actual speed, and determine the torque producing component current by comparing the rotor command speed with the actual rotor speed.

Computer simulation and experimental results of the PMSM drive show that the proposed controller has not only satisfactory speed regulation performance, but also excellent speed dynamics due to very quick response.

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 사이리스터(Thyristor), IGBT등 고속 스위칭소자의 응용기술 진보와 함께 다양한 분야에서 발전해왔다. 파워트랜지스터(Power transistor)의 가격이 인하되고 전류제어의 PWM(Pulse Width Modulation)인버터

* 한국해양대학교 대학원

** 한국해양대학교 기관공학부

기술이 확립되었으며, 영구자석 재료가 개발될 뿐 아니라 고 정밀도의 각종 검출기가 등장하면서 이 전동기의 서보응용이 활발해졌다.

그러나 영구자석 동기전동기를 제어하기 위해서는 회전자의 위치에 대한 정확한 정보가 필요하며 회전자의 위치 및 속도를 얻기 위해서는 TG(Tachogenerator), 엔코더(Encoder) 및 레졸버(Resolver) 등이 사용되는데 이들은 구동장치의 가격상승과 부피증가를 초래할 뿐만 아니라 외란에 대한 강인성을 감소시킨다. 이런 문제점을 해소하기 위해서 속도 및 위치센서 없는 센서리스 구동방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

기존의 센서리스 제어방법은 역기전력이 사다리꼴인 경우, 역기전력을 이용한 위치센싱방식, 고정자 상권선의 제3고조파를 이용하여 회전자의 위치정보를 구하는 방식, 프리휠링 다이오드(Freewheeling diode)의 도전구간을 검출하여 회전자의 위치정보를 구하는 방식등이 있다. 이러한 방식들은 비교적 간단하게 센서리스제어를 수행할 수 있다는 장점이 있지만, 역기전력이 정현파인 경우 적용하기 어렵다. 정현파 역기전력 전동기의 센서리스 속도제어법으로는 전동기의 파라미터, 단자전압 및 전류신호를 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 방식, 칼만필터(Kalman filter) 및 관측기를 이용하여 회전자의 위치를 추정하는 방식등이 있지만 만족할만한 제어특성을 보이지는 않았다.

본 논문은 정현파 역기전력 영구자석 동기전동기의 위치 및 속도 검출기 없는 속도제어에 관한 연구로서, 가상 회전축과 실제 회전축과의 위치오차는 가상 회전축전압과 실제 회전축전압의 차이에 비례함을 이용하여 위치오차를 보상하는 알고리즘을 기본으로 하며, 그 결과로서 검출된 오차를 고전적인 제어법인 PI제어기를 사용하지 않고 퍼지제어기를 사용하여 보다 강인한 속도제어를 구현하였다. 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 실시한 결과 무부하운전, 부하운전시 속도응답이 양호한 제어특성을 보였을 뿐만아니라 연속적인 속도지령의 변화 및 역전시에도 뛰어난 응답특성을 보였다.

제 2장 영구자석 동기전동기의 등가모델

2.1 영구자석 동기전동기의 전압방정식

영구자석 동기전동기의 구동시스템 설계시 영구자석 동기전동기를 정확하게

표현할 수 있는 모델이 필수적이다. 영구자석 동기전동기의 고정자 권선은 전기각 120° 간격으로 배치되어 있고 3상 Y결선으로 이루어져 있으며, 회전자는 영구자석이다. 고정자 권선에 흐르는 전류인 i_u, i_v, i_w 또한 120° 위상차를 갖고 있으며 영구자석은 일정전류가 흐르는 권선으로 간주한다.

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + pL_f & pM \cos \theta & pM \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & pM \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ pM \cos \theta & R_a + pL_a & pL_a \cos \frac{4\pi}{3} & pL_a \cos \frac{2\pi}{3} \\ pM \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & pL_a \cos \frac{4\pi}{3} & R_a + pL_a & pL_a \cos \frac{2\pi}{3} \\ pM \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & pM \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & pL_a \cos \frac{4\pi}{3} & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

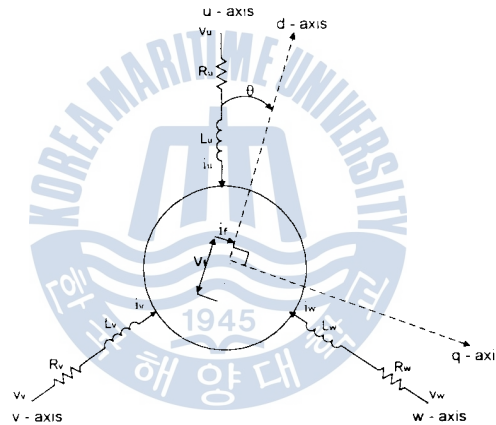


Fig. 1 Equivalent model of permanent magnet synchronous motor

Fig. 1에서 쇄교자속을 도시하기 위해서 직축 ($d-axis$) 과 횡축 ($q-axis$)의 개념을 사용하였다. 직축 방향은 회전자인 영구자석의 자속방향이고, 횡축은 직축과 전기적으로 90° 의 상차를 가지는 방향을 표시한다.

각 상의 저항과 인덕턴스가 동일하다고 가정하면 Fig.1의 모델로부터 식 (1)

과 같은 영구자석 동기전동기의 순시전압방정식을 얻을 수 있다.

회전자 권선의 일정전류를 $i_f = I_f$ 라고 가정하면 영구자석의 계자자속과 각상권선이 쇄교하는 자속은 다음과 같다.

$$\lambda_u = MI_f \cos \theta$$

$$\lambda_v = MI_f \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (2)$$

$$\lambda_w = MI_f \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right)$$

식 (2)의 쇄교자속을 미분하여 각 상권선의 유기기전력 e_u, e_v, e_w 를 구하면 식 (3)과 같다.

$$e_u = \frac{d}{dt} \lambda_u = -\omega_r K_E \sin \theta$$

$$e_v = \frac{d}{dt} \lambda_v = -\omega_r K_E \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (3)$$

$$e_w = \frac{d}{dt} \lambda_w = -\omega_r K_E \sin \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right)$$

단, $K_E = MI_f$: 유기 기전력 상수

상전류가 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면 식 (1)의 순시전압방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_u = R_a i_u + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} i_u - \omega_r K_E \sin \theta$$

$$v_v = R_a i_v + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} i_v - \omega_r K_E \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right)$$

$$v_w = R_a i_w + \frac{3}{2} L_a \frac{d}{dt} i_w - \omega_r K_E \sin \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4)$$

2.2 영구자석 동기전동기의 2축 모델링

고정자와 회전자 사이의 결합효과가 복잡하며 회전자의 위치에 따라 결합계수가 변화하는 전동기의 모델은 시변계수를 갖는 연립방정식으로 표현되는데, 이 방정식은 비선형이므로 직류기처럼 간단한 몇 개의 시정수로 분리될 수 없

다. 그래서 정확하고 간단한 수학적 모델링을 위해 2축으로 변환하는 방법이 주로 사용된다.

이 방법은 공급 전압파형이 3상 평형인 경우, 과도 및 정상상태 동작을 2축 이론으로 해석함으로써 복잡한 시변파라미터가 제거되고 고정자의 제반변수와 파라미터가 2축 직교축상의 값으로 표현된다.

또한, 이 2축 동특성 모델은 고정자에 고정된 고정좌표계나 회전자계와 동기회전하는 동기회전좌표계 등으로 나타낼 수 있다.

영구자석 동기전동기의 u, v, w 축과 임의의 기준축 $\alpha - \beta$ 사이의 관계를 Fig. 2에 나타내었다.

Fig. 2에서 알 수 있듯이 임의의 시간에 대한 상변수 f_u 는 α 축 성분 $f_\alpha \cos \theta_s$ 와 β 축 성분 $-f_\beta \sin \theta_s$ 의 합으로 이루어진다.

3상변수를 고정자에 고정된 2축성분으로 변환한 값은 회전자와 동기회전하는 동기회전좌표계상의 값과 Fig. 3과 같은 관계가 있으므로 식 (5)에 의해 회전축상의 값으로 변환될 수 있다.

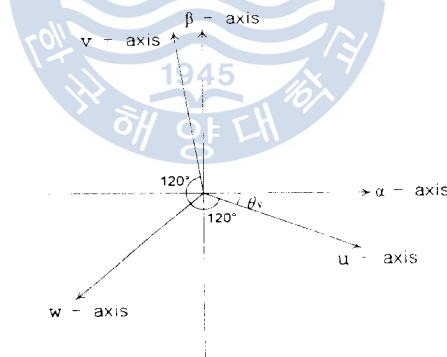


Fig. 2 Transformation of stationary u, v, w axis to $\alpha - \beta$ axis

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

영구자석 동기전동기의 순시전압방정식을 회전자 기준좌표계인 $d - q$ 축에 대해 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_d &= R i_d + L \frac{d}{dt} i_d - L \omega_r i_q \\
 v_q &= R i_q + L \frac{d}{dt} i_q + L \omega_r i_d + K_e \omega_r
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

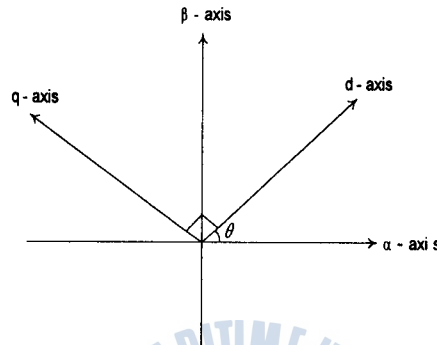


Fig. 3 Transformation of stationary $\alpha - \beta$ axis to synchronously rotating $d - q$ axis

그리고, 영구자석 동기전동기의 토크 방정식은 다음과 같다.

$$T = PK_e i_q \tag{7}$$

따라서 식 (7)로부터 영구자석 동기전동기의 토크는 q 축 전류에 의해서 제어됨을 알 수가 있다.

제 3장 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 방식

영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어를 위해서 본 논문에서 실현한 제어 알고리즘은 실제 회전자축과 가상 회전자축에 대한 고정자 전압차로써 전동기의 속도 및 위치를 추정하는 방식이다. 실제의 회전자 위치를 θ , 가상의 회전자 위치를 θ_e 이라 하면 상차 $\Delta\theta$ 는 식 (8)과 같다.

$$\Delta\theta = \theta_e - \theta \tag{8}$$

그리고, 추정된 회전자 좌표축에 대한 전압방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

영구자석 동기전동기가 이상적으로 속도 및 위치를 추정하여 회전한다면 실제의 회전자 위치와 가상의 회전자 위치가 같아지므로 $\theta_e = \theta$, $\Delta\theta = 0$ 이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{de} \\ v_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & -L\omega_e \\ L\omega_e & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + K_e \omega_r \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

이때의 전압방정식은 식 (9)에서 $\sin \Delta\theta = 0$, $\cos \Delta\theta = 1$ 이 되므로 이 경우 가상전압을 v_{de} 와 v_{qe} 라 하면 식 (10)과 같이 된다.

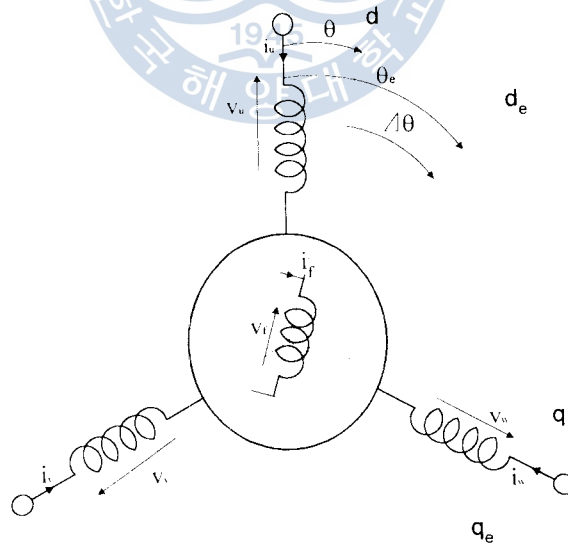


Fig. 4 Relationship between actual axis and hypothetical axis of PMSM (Permanent magnet synchronous motor)

$$\begin{bmatrix} v_{de}' \\ v_{qe}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & -L\omega_e \\ L\omega_e & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \end{bmatrix} + K_e \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서 v_{de}' 와 v_{qe}' 는 가상전압이므로 측정할 수는 없다. 하지만, 가상전압은 측정가능한 선전류를 이용하여 계산할 수 있다.

실제전압 v_{de} 와 가상전압 v_{de}' 의 차이를 Δv_{de} 라 하면 식 (9)와 식 (10)의 차이로서 식 (11)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\Delta v_{de} = v_{de} - v_{de}' = \omega_r K_e \sin \Delta \theta \quad (11)$$

위의 식 (11)으로부터 실제전압과 가상전압의 차 Δv_{de} 는 $\Delta \theta \approx 0$ 인 경우 실제회전자와 가상회전자의 위치오차인 $\Delta \theta$ 에 비례함을 알 수 있다. 그러므로 이 가상전압과 실제전압의 차에 의해서 위치오차를 보상할 수 있음을 알 수 있다. 이러한 추정속도 및 위치에 대한 보상은 가상전압과 실제전압의 차에 대하여 제어기를 구성함으로써 이루어질 수 있다.

본 논문에서는 추정위치 보상기의 설계관점에서 $d_e - q_e$ 축의 전압방정식을 사용하여 회전자의 속도 및 위치를 추정한다. $\Delta \theta \approx 0$ 이라 가정하면 전동기의 전압방정식으로부터 계산된 회전자의 속도 및 위치는 다음과 같다.

$$\widehat{\omega}_r = \frac{v_{qe} - (R + L \frac{d}{dt}) i_{qe}}{K_e + L i_{de}} \quad (12)$$

$$\widehat{\theta} = \int \widehat{\omega}_r dt + \theta_0$$

또한, 제어기의 추정속도는 전압방정식으로부터 구한 속도에 추정위치 보상속

도를 더하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\omega_e = \widehat{\omega}_r + \omega_c \quad (13)$$

제 4장 제어계의 구성

4.1 기존의 PI제어기를 사용한 속도 및 전류제어

PI제어기를 이용해서 보상속도를 구하면 다음과 같다.

$$\omega_c = (K_{cp}\Delta v_{dc} + K_{cih} \int \Delta v_{dc} dt) \operatorname{sgn}(\omega_e) \quad (14)$$

따라서, 추정속도는 전압방정식으로부터 계산된 속도에 추정위치 보상속도 ω_c 를 더한 값으로 다음과 같다.

$$\omega_e = \widehat{\omega}_r + \omega_c \quad (15)$$

4.2 퍼지제어기에 의한 속도 및 전류제어

4.2.1 퍼지제어

최근까지 서보모타 제어를 위해서는 대개 PID제어기가 적용되었다. 이 방식의 제어능력을 최적화하는 일반적인 방법은 PID제어기의 파라미터를 적절하게 조정하는 것이었으나, 이 경우 가변적인 제어환경이나 시스템의 비선형성에는 대응할 수 없는 문제점이 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 퍼지제어기를 사용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어를 구현하였다.

Fig. 5는 퍼지제어기의 구성도이며 퍼지제어기는 근본적으로 제어규칙에 해당하는 퍼지규칙 기반(Fuzzy rule base)과 계산장치인 추론장치(Fuzzy inference engine)로 구성되어 있다. 그리고 퍼지제어기가 플랜트 또는 운전자와 주고받는 데이터가 퍼지량이 아니고 수치적 데이터이므로 퍼지량과 수치적 데

이터를 상호 변환할 수 있는 퍼지화기(Fuzzifier)와 비퍼지화기(Defuzzifier)가 필요하다.

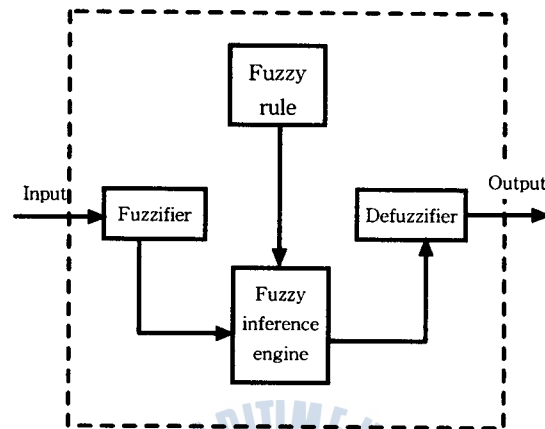


Fig. 5 Fuzzy controller

퍼지 알고리즘을 응용하기 위해서는 경험에 근거한 제어규칙을 만들어야 하며, 이 규칙을 표현하기 위하여 일반적으로 “IF ~ THEN”과 같은 용어를 사용한다.

그리고 제어규칙을 보다 일반적인 형태로 바꾸어야 한다. 그러기 위해서는 일반적으로 설정치에서 플랜트의 출력값을 뺀 값을 나타내는 오차(Error), 현재의 오차와 그 전단계 오차와의 차이인 오차변화(Error change), 오차의 시간에 대한 적분값인 오차누적 그리고 플랜트에 들어가는 제어입력(Control input) 등을 정의하여 사용한다.

본 논문에서는 2개의 퍼지제어기를 사용하는데 그 중 첫번째 제어기는 실제 속도와 추정속도의 오차를 보상하기 위하여 전동기 회전자축에 대한 실제전압과 가상전압의 오차 Δv_{de} 및 오차의 누적 $\int \Delta v_{de} dt$ 를 사용하고, 출력변수는 보상속도의 변화량 Δw_c 이다. 두번째 제어기의 입력변수는 설정속도와 현재 속도의 오차인 $\Delta \omega_r$, 및 오차누적 $\int \Delta \omega_r dt$ 이고 출력변수는 토크전류 지령치 변화량 Δi_q^* 이다.

4.2.2 퍼지 제어규칙

퍼지제어규칙을 구성하는데 있어서 우선되는 작업은 제어기에의 입력으로 사용되는 상태변수와 출력인 제어입력변수를 선정하는 것이다. 이는 퍼지제어기 구성에 있어서도 가장 먼저 결정해야 할 사항이며, 적절하게 입·출력 변수를 선정하는 것이 퍼지시스템의 동작특성을 특징지어 주는데 매우 중요한 관건이 된다. 이상의 과정들을 거쳐 변수들의 등급을 만들고 Table 1과 같이 Lookup Table을 작성하였다. 본 논문에서 구현한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 시스템은 Fig. 6과 같다.

Table 1 Lookup Table

| 오차 누적 | -5 | -4 | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|----------|----|----|----|----|----|----|---|---|---|---|---|
| 오차 | -5 | -5 | -4 | -4 | -3 | -1 | 0 | 1 | 1 | 2 | 3 |
| -4 | -5 | -5 | -5 | -4 | -3 | -1 | 0 | 1 | 1 | 2 | 2 |
| -3 | -5 | -5 | -5 | -4 | -3 | -1 | 0 | 1 | 2 | 2 | 2 |
| -2 | -5 | -5 | -4 | -4 | -3 | -1 | 1 | 2 | 3 | 3 | 3 |
| -1 | -5 | -5 | -4 | -3 | -2 | 0 | 1 | 2 | 3 | 3 | 3 |
| 0 | -5 | -4 | -4 | -2 | -2 | 0 | 1 | 3 | 4 | 4 | 4 |
| 1 | -4 | -4 | -3 | -2 | -1 | 0 | 2 | 3 | 4 | 4 | 4 |
| 2 | -4 | -4 | -3 | -2 | -1 | 1 | 2 | 3 | 5 | 4 | 5 |
| 3 | -3 | -4 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 | 5 | 4 | 5 |
| 4 | -2 | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 3 | 3 | 5 | 5 | 5 |
| 5 | -2 | -3 | -1 | -1 | 0 | 1 | 3 | 3 | 5 | 5 | 5 |

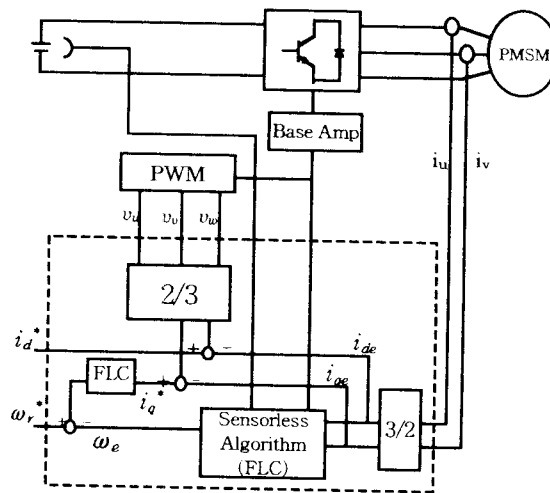


Fig. 6 Configuration of the proposed speed control system

4.3 전류제어

본 논문에서 채택한 전류제어 방법은 3상대칭 공간전압벡터 PWM기법이며, 이 방식은 3상 시스템에서 3상의 전압, 전류 및 자속 등의 변수를 취급할 때, 3상 변수의 순시적인 합(영상분)이 0이 되면 3상 시스템은 2개의 독립변수로 표시될 수 있고, 3상 변수의 변화는 평면상의 1점으로 표시될 수 있다. 원점과 평면상의 점을 연결하는 벡터를 공간벡터라고 말하며 3상의 전압, 전류 및 자속을 동시에 표시할 수 있다.

5. 시뮬레이션 및 검토

Fig. 7은 $0 \rightarrow 100$ [rpm]의 계단형속도지령에 대한 속도응답 시뮬레이션 결과이며, 저속에서도 양호한 제어특성을 보이고 있음을 알 수 있다.

Fig. 8은 300 [rpm]으로 구동중 5 [N-m]의 부하를 인가하였을 때의 속도응답으로 부하특성이 우수함을 보여주고 있다.

Fig. 9는 $0 \rightarrow 500$ [rpm]의 계단속도지령후, $t = 10$ [s]시점에서 -500 [rpm]의 계단속도지령을 인가한 경우의 속도응답을 나타내고 있으며, 속도지령의 역전에도 잘 추종함을 보여주고 있다.

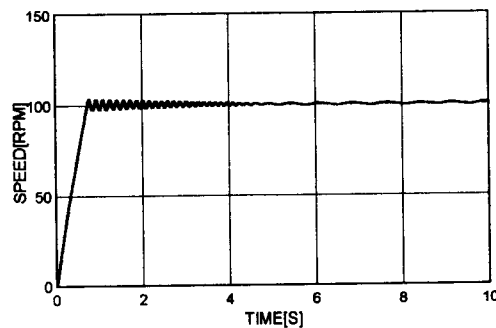


Fig. 7 Simulation response to step change of speed setting ($0 \rightarrow 100$ (rpm))

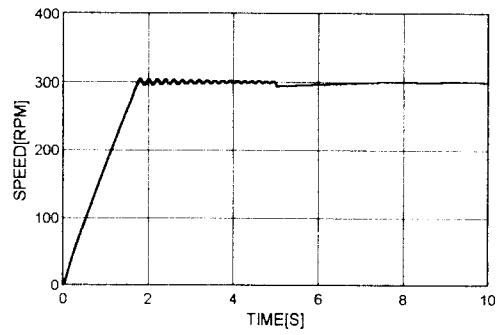


Fig. 8 Simulation response to step change of load torque (300 [rpm], 5 [N-m])

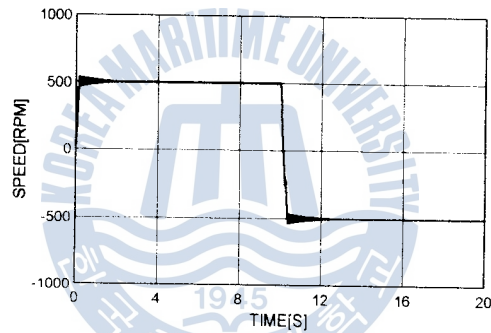


Fig. 9 Simulation response to step change of speed setting (0 → 500 → - 500 [rpm])

6. 실험 결과

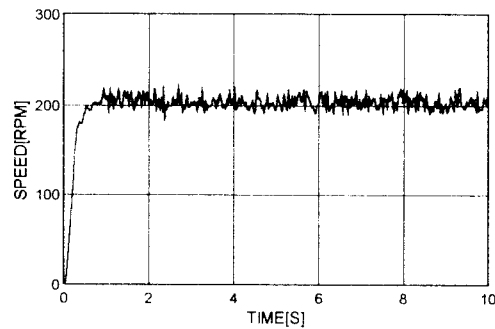


Fig. 10 Experiment response to step change of speed setting(0 → 200 [rpm])

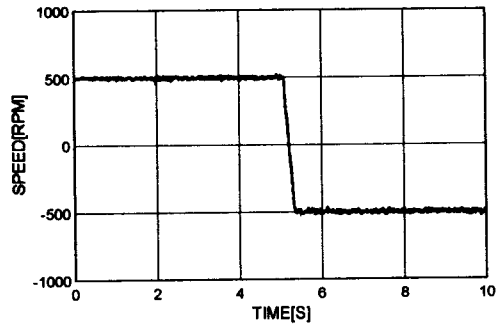


Fig. 11 Experiment response to step change of speed setting (500 → -500 (rpm))

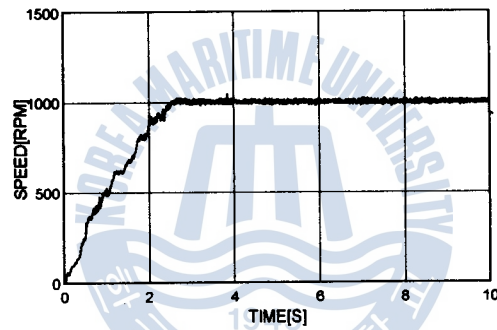


Fig. 12 Experiment response to continuous change of speed setting (0→1000(rpm))

7. 결 론

본 논문에서 제안한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어법은, 가상축과 실제축의 위치오차가 가상 권선전압과 실제 권선전압과의 차이에 비례함을 이용하여 추정위치 오차를 보상하였는데, 이 오차보상 및 전류제어를 위하여 PID제어기에 비해 제어환경변화나 비선형성에서 제어능력이 강인한 퍼지제어기를 적용함으로써 우수한 속도응답 및 제어특성을 가진 시스템을 구성할 수 있었다. 퍼지제어기를 사용하여 행한 속도응답 실험결과, 무부하운전과 부하운전시 양호한 제어특성을 얻어낼 수 있었으며, 속도지령의 변화에도 잘 추종하였고 저속뿐만 아니라 고속에서도 안정된 운전특성을 보여주었다.

참 고 문 헌

1. S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 27, pp. 928-933, September/October 1991
2. 설승기 외 7인, "전동기 구동시스템 설계 및 실습", 서울대학교 전력전자 연구실 하계교육강좌, 1995
3. 이광형, 오길록 공저, "퍼지이론 및 응용", 홍릉과학출판사, 1992



