

퍼지 제어를 이용한 영구자석 교류전동기의 센서리스 속도제어

論 文

53D-6-1

Sensorless Speed Control of Permanent Magnet AC Motor Using Fuzzy Logic Controller

崔成大* · 高奉云** · 金洛教***

(Sung-Dae Choi · Bong-Woon Ko · Lark-Kyo Kim)

Abstract - This paper proposes a speed estimation method using FLC(Fuzzy Logic Controller) in order to realize the speed control of PMAM(Permanent Magnet AC Motor) with no speed sensor. This method uses FLC as a adaptive laws of MRAS(Model Reference Adaptive System) and estimates the rotor speed of PMAM with a difference between the reference model and the adjustable model. Speed control is performed by PI controller with the estimated speed . The experiment is executed to verify the propriety and the effectiveness of the proposed system.

Key Words : Permanent Magnet AC Motor, FLC, Sensorless Speed Control, MRAS

1. 서 론

교류 전동기는 구조가 간단하여 가격이 싼 반면에 구동을 실현하기 위해서는 필수적으로 전력 변환 장치가 요구되고 이에 따른 전체 구동 시스템의 가격 상승 및 관련 기술의 개발 부진 등의 이유로 이전에는 널리 사용되지 못하였다. 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 고성능 프로세서의 등장으로 전력 전자 기술이 비약적으로 발전하여 저 가격, 고 신뢰성의 전압 및 주파수 변환 장치들이 개발됨에 따라 교류 전동기가 종전의 직류 전동기의 역할을 대신할 수 있게 되었다. 구조가 간단하고 값이 싼 교류전동기는 직류 전동기가 지닌 정기적인 보수 및 최대 회전수 제한 등의 구조적인 문제점들을 극복할 수 있고, 운전 특성도 직류 전동기에 상응하는 응답을 얻을 수 있어 빠른 가감속과 고속 운전이 요구되는 서보 시스템 및 공장 기계 구동장치 등에도 적용이 확대되고 있는 추세이다[1]-[4].

교류전동기의 구동 시스템은 불확실성과 시변성이 매우 큰 특징을 가지므로 전체 구동 시스템의 고성능화를 실현하기 위해서는 이상적인 전류 제어뿐만 아니라, 넓은 속도 영역에서의 견실한 속도 제어가 보장되어야 한다. 일반적인 속도 제어 알고리즘으로는 구현이 용이하고 비교적 성능이 우수한 PI제어 방식이 주로 이용되고 있다.

교류전동기의 고성능 속도 제어를 원활하게 실현하기 위해서는 회전자의 정확한 속도 정보가 필요하며, 이를 위해 펄스발생기나 엔코더 등의 속도 센서를 이용한다. 그러나, 교류전동기에 속도 센서를 부착하는 것은 여러 가지 면에서

단점을 가지게 된다. 교류전동기가 가지는 본래의 강인함을 약화시키고, 추가적인 센서의 부착으로 가격이 상승하며 전기적 노이즈를 고려하여야 한다. 따라서 이와 같은 사용상의 한계점을 극복하기 위해 속도 센서의 정보 대신 적합한 알고리즘에 의해 추정된 속도를 제어에 사용하는 센서리스 제어에 대한 연구가 필요하게 되었다[5]-[8].

교류 전동기의 여러 가지 센서리스 제어 방식 중 기준 모델 적용 시스템은 물리적 해석이 간결하고 적용이 용이하여 비교적 폭넓게 사용되는 제어구조의 하나이다. 이 방식은 기준 모델과 조정모델로부터 자속을 추정하고, 추정된 자속의 오차가 영(零)이 되도록 적용 규칙을 설계하는 방식이다. 그러나, 이 방식을 이용한 교류 전동기의 센서리스 제어에 사용되는 파라미터들이 모두 추정된 값 또는 비선형성을 가지는 값이므로 기존의 적용 규칙을 개선하려는 연구가 많이 시도되고 있으며 특히, 인공 지능을 이용한 분야의 연구가 활발히 진행되고 있다[9]-[12].

본 논문에서는 기준 모델 적용 시스템의 적용 규칙으로 퍼지 제어를 사용하는 속도 추정 방식을 제안하고, 이 방식으로 추정된 속도를 영구 자석 교류전동기의 속도 제어에 적용하고자 한다.

2. 본 론

2.1 영구자석 교류전동기의 등가모델

영구 자석 교류 전동기의 3상에서의 전압방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p(L_s + M) & -\frac{1}{2}pM & -\frac{1}{2}pM \\ -\frac{1}{2}pM & R_s + p(L_s + M) & -\frac{1}{2}pM \\ -\frac{1}{2}pM & -\frac{1}{2}pM & R_s + p(L_s + M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

* 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2003年 12月 31日

最終完了 : 2004年 4月 30日

- V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : 고정자 a,b,c 상전압
- i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : 고정자 a,b,c 상전류
- e_{as}, e_{bs}, e_{cs} : 영구 자석 계자가 a,b,c상 고정자권선에 유기되는 속도기전력
- R_s : 고정자 권선 저항
- l_s : 전기자 권선의 누설 인덕턴스
- M : 전기자 권선 사이의 상호 인덕턴스
- p : 미분연산자 ($= \frac{d}{dt}$)

일반적으로 3상의 전류의 합이 영이므로, 이 조건을 이용하면 식(1)의 전압방정식은 다음과 같이 간단해진다.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}$$

여기서, $L_s = l_s + \frac{3}{2}M$ 이며, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_{abc} = R_s I_{abc} + L_s \frac{d}{dt} I_{abc} + E_{abc} \quad (2)$$

여기서, $V_{abc} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$, $I_{abc} = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$,
 $E_{abc} = [e_{as} \ e_{bs} \ e_{cs}]^T$ 이다.

영구 자석 계자의 3상 전기자 권선의 쇄교 자속수를 각각 ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c 라고 하고, 그 최대값을 ϕ_f 라고 하면 a상 쇄교 자속수를 기준으로 하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_a &= \phi_f \cos \theta \\ \phi_b &= \phi_f \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \phi_c &= \phi_f \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

여기서, θ 는 a상 고정자 권선을 기준으로 하여 반시계 방향으로 측정된 자석의 전기각을 나타내며, 자석의 전기각 속도 ω_r 에 대하여 $\theta = \int \omega_r dt$ 의 관계가 있다. 그러므로, 속도 기전력 e_{as}, e_{bs}, e_{cs} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_{as} &= p\phi_a = -\omega_r \phi_f \sin \theta \\ e_{bs} &= p\phi_b = -\omega_r \phi_f \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_{cs} &= p\phi_c = -\omega_r \phi_f \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

정지좌표계에서의 d-q 전압방정식을 구하기 위해 식(2)의 양변에 $T(0) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}$ 을 곱하면

$$\begin{aligned} T(0)V_{abc} &= R_s T(0)I_{abc} + L_s \frac{d}{dt} T(0)I_{abc} + T(0)E_{abc} \\ V_{ds}^s &= R_s I_{ds}^s + L_s \frac{d}{dt} I_{ds}^s + E_{ds}^s \end{aligned} \quad (3)$$

즉, 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 \\ 0 & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ds}^s \\ e_{qs}^s \end{bmatrix}$$

여기서, $[V_{ds}^s \ V_{qs}^s]^T$ 는 정지좌표계 고정자 d-q 전압, $[i_{ds}^s \ i_{qs}^s]^T$ 는 정지좌표계 고정자 d-q 전류이고, 영구 자석 계자의 고정자 권선의 자속쇄교수는 정지좌표계에서 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} = T(0) \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \cos \theta \\ \phi_f \sin \theta \end{bmatrix}$$

또한, 정지좌표계 속도기전력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} e_{ds}^s \\ e_{qs}^s \end{bmatrix} = T(0) \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \phi_f \sin \theta \\ \omega_r \phi_f \cos \theta \end{bmatrix}$$

동기좌표계에서의 d-q 전압방정식을 구하기 위해 식(3)의 양변에 $R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$ 를 곱하면

$$\begin{aligned} R(\theta)V_{dqs}^s &= R_s R(\theta)I_{dqs}^s + L_s R(\theta) \frac{d}{dt} I_{dqs}^s + R(\theta)E_{dqs}^s \\ V_{dqs}^e &= R_s I_{dqs}^e + L_s R(\theta) \frac{d}{dt} [R(\theta)^{-1} I_{dqs}^e] + E_{dqs}^e \\ V_{dqs}^e &= R_s I_{dqs}^e + \\ &L_s R(\theta) \left[R(\theta)^{-1} \left(\frac{d}{dt} I_{dqs}^e \right) + \left(\frac{d}{dt} R(\theta)^{-1} \right) I_{dqs}^e \right] + E_{dqs}^e \end{aligned}$$

즉, 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ds}^e \\ e_{qs}^e \end{bmatrix}$$

여기서 $[V_{ds}^e \ V_{qs}^e]^T$ 는 동기좌표계 고정자 d-q 전압, $[i_{ds}^e \ i_{qs}^e]^T$ 는 동기좌표계 고정자 d-q 전류이고, 영구 자석 계자의 고정자 권선의 자속쇄교수는 동기좌표계에서 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} \phi_d^e \\ \phi_q^e \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_f \cos \theta \\ \phi_f \sin \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

또한, 동기좌표계 속도기전력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} e_{ds}^e \\ e_{qs}^e \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} e_{ds}^s \\ e_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\omega_r \phi_f \sin \theta \\ \omega_r \phi_f \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix}$$

여기서 주목할 것은 영구 자석 계자에 의해 유기되는 자속 쇄교수는 동기좌표계에서 d 축에 집중되고, 이로 인해 발생하는 속도기전력은 q 축에만 집중한다는 사실이다. 또, 속도기전력 ($= \omega_r \phi_f$) 은 속도가 증가할수록 커지는데 ϕ_f 를 속도기전력 상수 혹은 역기전력 상수라고 하고 K_e 라고도 표현한다. 최종적으로 영구 자석 교류 전동기의 동기좌표계 d-q 축 전압방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.[13]

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^e \\ V_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_r L_s \\ \omega_r L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_f \end{bmatrix}$$

2.2 영구자석 교류전동기의 속도추정

2.2.1 속도 추정

본 논문에서는 기준모델 적응시스템의 기준모델과 조정모델을 비교하여 그 오차와 오차의 변화를 퍼지 제어기의 입력으로 사용하는 방식을 제안하고자 한다. 기준모델 적응시스템에 사용된 기준모델과 조정모델은 다음과 같다[14].

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds}^* \\ \phi_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_r & -\sin \hat{\theta}_r \\ \sin \hat{\theta}_r & \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L i_{dr}^* + K_e \\ L i_{qr}^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qs} \end{bmatrix} = L_q \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \{ (L_d - L_q) \hat{i}_{dr} + K_e \} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_r \\ \sin \hat{\theta}_r \end{bmatrix}$$

여기서 $[i_{ds} \ i_{qs}]^T = R(\hat{\theta})^{-1} [\hat{i}_{dr} \ \hat{i}_{qr}]^T$

기준모델 적응시스템의 적응규칙으로 사용된 퍼지 제어기는 두 모델에서 추정된 자속의 오차와 그 오차의 변화를 입력으로 사용하여 회전자속도를 추정하며, 이 값을 이용하여 기준모델에서 추정된 자속과 조정모델에서 추정된 자속이 서로 같아지도록 하는 기능을 수행한다. 본 논문에서 제안한 기준모델 적응시스템을 그림 1에 나타내었다.

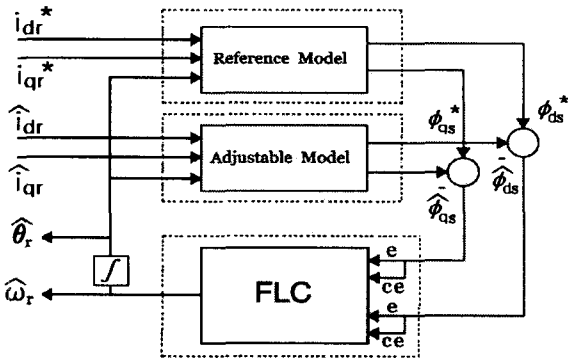


그림 1 제안한 기준모델 적응시스템
Fig. 1 Proposed Model Reference Adaptive System

2.2.2 퍼지 제어기

일반적인 퍼지제어기(Fuzzy Logic Controller)는 그림 2에서와 같이 퍼지화(Fuzzification), 퍼지추론(Fuzzy Inference), 비퍼지화(Defuzzification)의 3단계로 구성된다. 먼저 입력 변수가 언어 변수를 이용하여 퍼지 값으로 변환되고, 이 값들을 rule base를 이용한 추론 과정을 거쳐 출력 값에 대한 퍼지 집합으로 만들고, 최종적으로 비퍼지화를 통해 제어기 출력으로 변환된다.

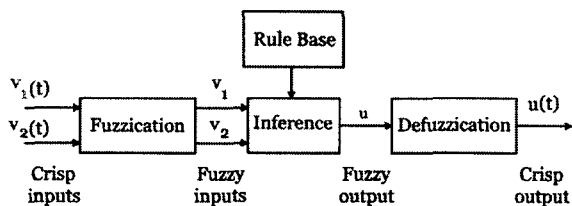


그림 2 퍼지 제어기의 일반적인 구조
Fig. 2 General Structure of fuzzy logic controller

첫 번째 단계인 퍼지화 과정에서 입력 값은 그림 3에서와 같은 삼각형 소속 함수를 이용하여 퍼지 변수로 변환된다. 각각의 집합은 다음과 같은 7개의 퍼지 집합으로 나누어지며, 각각의 퍼지 변수는 소속 정도를 가지고 퍼지 집합에 소속하게 된다. 이때 소속 정도는 소속 함수로 결정되며 0에서 1사이의 값을 가진다.

- ZE : Zero
- NB : Negative Big PB : Positive Big
- NM : Negative Medium PM : Positive Medium
- NS : Negative Small PS : Positive Small

두 번째 단계에서는 퍼지 변수 e와 ce가 표 1에 있는 규칙을 사용하는 추론 엔진을 이용하여 추론 과정을 거친다. 각각의 규칙들은 IF-THEN의 형식으로 표현된다. 출력 퍼지 변수를 결정하기 위한 퍼지 집합을 만드는 추론 방법에는 Mamdani의 min 연산 이용, Larsen의 product 연산 이용, 단조형 소속함수로 언어 변수 표현, 결론부가 조건부 변수의 선형식으로 표현하는 방법들이 주로 이용되고 있으며, 본 연구에서는 Mamdani의 min 연산을 이용하여 추론 과정을 수행하였다.

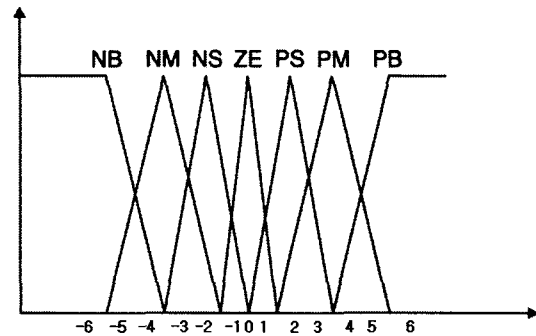


그림 3 퍼지 변수의 소속 함수
Fig. 3 Membership function of the fuzzy variables

표 1 퍼지 규칙
Table 1 Rule base

ce \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

세 번째 단계인 비퍼지화 과정에서 주로 사용되는 방법은 최대값 방법, 최대 평균법, 무게 중심법 등이 있다. 이 중 최대 평균법은 과도기간의 응답이 좋다고 보고된 바 있고, 무게 중심법은 다른 방법들에 비해서 우월한 성능을 보이는 경향이 있고 일반적인 PI 제어기와 비슷한 특성을 나타낸다.

본 논문에서는 무게 중심법을 사용하였으며, 이 방법은 다음 식에 나타난 것과 같이 합성된 출력 퍼지 집합의 무게

중심(center of gravity)을 구하여, 그 해당하는 제어 값을 제어 입력으로 사용하는 방법이다.

$$u_0 = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(u_j) \cdot u_j}{\mu(u_j)}$$

여기서 n 은 제어 변수 전체 집합의 양자화 준위 (quantization level) 또는 등급

2.3. 실험

2.3.1 전체 시스템의 구성

본 연구에서 제안한 기준 모델 적용 시스템을 이용하여 속도를 추정하고, 속도제어기는 일반적인 PI 제어기를 사용한다. 전체 시스템의 구성은 그림 4에 나타내었고, 실험에 사용한 영구 자석 교류 전동기의 파라미터는 표 2에 나타내었다.

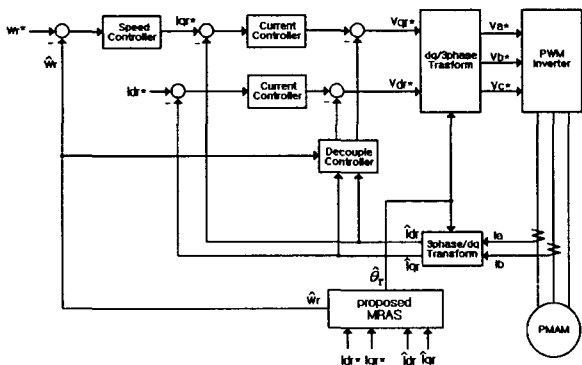


그림 4 속도 제어 시스템의 구성
Fig. 4 Configuration of Speed Control System

표 2 영구 자석 교류 전동기의 파라미터
Table 2 Parameters of Permanent Magnet AC Motor

정격출력	400 W	R_a	0.425 Ω
정격회전속도	3,000 rpm	L_a	1.02 mH
정격토크	13.0 Kgf·cm	ϕ_{fa}	0.233 V·s/rad
순시최대토크	39.0 Kgf·cm	P	2
정격전류	2.8 A	J_M	0.16×10 ⁻³ Kgf·cm·sec ²

2.3.2 결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 시스템의 성능을 고찰하기 위하여 기준 입력으로 정격 속도 3,000[rpm]을 인가하여 무부하시와 정격 부하시의 속도응답을 실험하였다. 그림 5와 6에는 무부하시의 속도 응답을 나타내었고, 그림 7과 8에는 정격 부하시의 속도 응답을 나타내었으며 실험 결과는 표3에 나타내었다. 또한, 정역 운전시의 속도 응답을 실험하여 무부하시의 속도 응답은 그림 9와 10에 나타내었고, 정격 부하시의

속도 응답은 그림 11과 12에 나타내었으며 실험 결과는 표 4에 나타내었다.

기준입력으로 정격 속도 3,000[rpm]을 인가한 경우의 응답 특성은 표 3의 결과에서 알 수 있듯이 무부하시 백분율 초과량은 3.5%와 3.2%, 정착 시간은 48ms와 49ms. 정상상태 오차평균은 0.3%로 같다. 따라서, 센서가 있는 경우와 없는 경우가 모두 동일한 응답 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 또한, 부하를 인가한 경우 백분율 초과량은 1.2%와 1%, 정착 시간은 86ms와 89ms, 정상상태 오차평균은 2.2%와 1.9%로 센서가 있는 경우와 센서가 없는 경우가 동일한 응답 특성을 나타내고 있는 것으로 볼 수 있으며, 부하를 인가한 경우 정상상태 오차가 큰 것은 전동기와 부하의 커플링과 부하의 진동에 의한 외란에 의한 것으로 보인다.

표 3 실험 결과
Table 3 Experimental Result

		백분율 초과량[%]	정착시간 [ms]	정상상태 오차평균[%]
무부하시	센서가 있는 경우	3.5	48	0.3
	센서가 없는 경우	3.2	49	0.3
부하인가시	센서가 있는 경우	1.2	86	2.2
	센서가 없는 경우	1.0	89	1.9

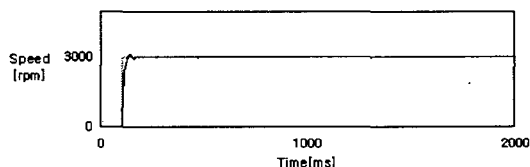


그림 5 무부하시 센서가 있는 경우의 속도 응답
Fig. 5 Speed Response with sensor and no load

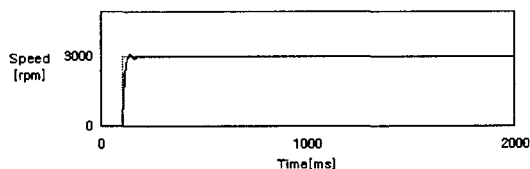


그림 6 무부하시 센서가 없는 경우의 속도 응답
Fig. 6 Speed Response with no sensor and no load

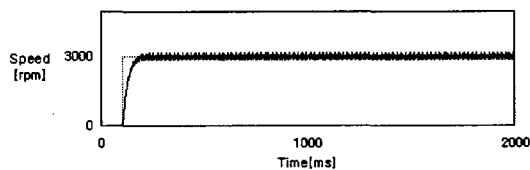


그림 7 부하인가시 센서가 있는 경우의 속도 응답
Fig. 7 Speed Response with sensor and load

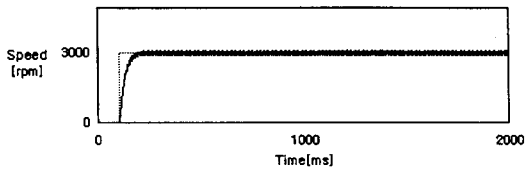


그림 8 부하인가시 센서가 없는 경우의 속도 응답
Fig. 8 Speed Response with no sensor and load

정역 운전시의 속도 응답 특성은 표 4의 결과에서 알 수 있듯이 무부하시 정회전과 역회전 모두 동일한 응답 특성을 나타내고 있으며, 부하인가시 정착시간에서 1-5ms, 정상상태 오차에서 0.2-0.3%의 차이를 보이고 있으나 모두 동일한 응답 특성을 나타내고 있는 것으로 볼 수 있다. 또한 정회전과 역회전에서 정상상태 오차의 차이가 큰 것은 역회전시 정상상태에 도달하지 못하여 발생한 결과이며 이는 구동 드라이버의 특성에 기인한 것으로 사료된다.

표 4 실험 결과

Table 4 Experimental Result

		정회전			역회전		
		백분율 초과량 [%]	정착 시간 [ms]	정상상태 오차평균 [%]	백분율 초과량 [%]	정착 시간 [ms]	정상상태 오차평균 [%]
무부 하시	센서가 있는 경우	3.0	52	0.3	0.0	48	0.3
	센서가 없는 경우	3.0	52	0.4	0.0	48	0.3
부하 인가 시	센서가 있는 경우	0.2	97	1.3	0.0	90	4.4
	센서가 없는 경우	0.2	96	1.0	0.0	95	4.6

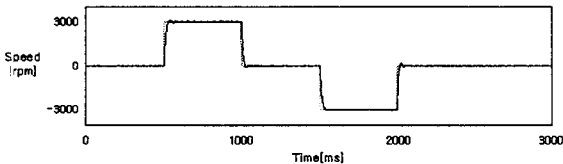


그림 9 무부하시 센서가 있는 경우의 속도 응답
Fig. 9 Speed Response with sensor and no load

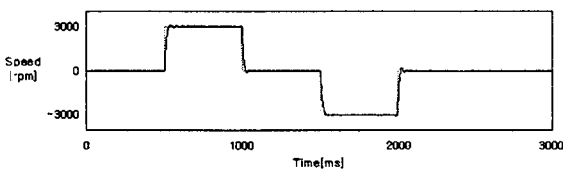


그림 10 무부하시 센서가 없는 경우의 속도 응답
Fig. 10 Speed Response with no sensor and no load

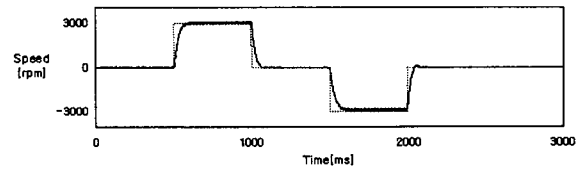


그림 11 부하인가시 센서가 있는 경우의 속도 응답
Fig. 11 Speed Response with sensor and load

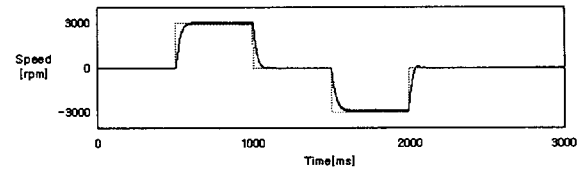


그림 12 부하인가시 센서가 없는 경우의 속도 응답
Fig. 12 Speed Response with no sensor and load

3. 결 론

본 논문에서는 영구 자석 교류전동기의 속도 제어시 센서를 사용함으로써 인해 발생하는 여러 가지 문제점을 해결하기 위해서 속도 센서를 사용하지 않고 속도를 추정하는 방식에 대해 제안하였고, 제안한 방식으로 추정한 속도를 이용하여 영구 자석 교류전동기의 속도 제어를 수행하였다.

기준 입력으로 정격 속도 3000[rpm]을 인가한 경우 백분율 초과량은 0.2-0.3%, 정착시간은 1-3ms, 정상상태오차는 0-0.3%의 차이를 보이고 있으나 이 차이는 미미하여 동일한 응답 특성을 나타내는 것으로 볼 수 있다. 또한 정역 운전시 정착시간은 1-5ms, 정상상태오차는 0.2-0.3%의 차이를 보이고 있으나 거의 동일한 응답 특성을 보인다고 할 수 있다. 따라서, 본 논문에서 제안한 속도 추정 방식으로 속도 센서를 대체하여 속도 제어를 수행한 경우에도 동일한 응답 특성을 얻을 수 있음을 확인하였다. 향후, 연구과제로는 부하인가시 외란에 의한 정상상태 오차 보상에 대한 연구가 수행되어야 할 것이다.

감사의 글

본 논문은 2002년도 건국대학교 학술진흥연구비 지원에 의한 논문임.

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines IEEE Trans. Ind. Elect., vol.35, No.1, pp. 160-177, 1988.
- [2] K. Kenzo, O. Tsutomu and S. Takashi, "Application Trends in AC Motor Drives", IEEE IECON'92, pp. 31-36, 1992.
- [3] Gyu-Hong Kang; Jung-Pyo Hong; Gyu-Tak Kim, "Characteristic Analysis of Interior Permanent

Magnet Synchronous Motor Considering Parameters Variation”, 전기학회논문지 2000년 pp.468-474

[4] Jang-Mok Kim; Su-Yeol Kim; Ho-Seon Ryu; Ick-Hun Lim; “Study of Maximum Torque Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor in Constant Torque Region”, 전기학회논문지 2000년 pp.195-203

[5] J. Holtz, “Speed Estimation and Sensorless Control of AC Drives”, Conf. Proc. of IECON, pp. 649-654, 1993.

[6] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, and F. Profumo, “Comparison of Different schemes without shaft sensor for field oriented control drives”, Conf. Proc. of IECON, pp. 1579-1588, 1994.

[7] Young-Sam Kim; Young-Ahn Kwon; “MRAS Based Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”, 전기학회논문지 2003년, pp.541-548

[8] Yang-kwang Choi; Young-Seok Kim; Byoung-Ho Jun; “A Sensorless Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor that the Estimated Speed is Compensated by using an Instantaneous Reactive Power”, 전기학회논문지 2003년 pp.577-585

[9] Li Ying; Ertugrul, N., “A novel position sensorless control for permanent magnet AC motors”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International , Volume: 1 , 2000, Page(s): 169 -174 vol.1

[10] Consoli, A.; Scarcella, G.; Testa, A., “Sensorless control of AC motors at zero speed”, Industrial Electronics, 1999. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on , Volume: 1 , 1999, Page(s): 373 -379 vol.1

[11] Fodor, D.; Vass, J., “Sensorless control of field oriented AC motors using embedded DSP board”, Industrial Electronics, 1999. ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on , Volume: 1 , 1999, Page(s): 392 -397 vol.1

[12] Rajashekara, K.; Kawamura, A., “Sensorless control of permanent magnet AC motors”, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on , Volume: 3 , 1994, Page(s): 1589 -1594 vol.3

[13] 기초전력공학공동연구소; 서울대학교 전력전자연구실; “전동기 구동 시스템의 설계 및 실습”, page:3.13-3.17

[14] Senjyu, T.; Shimabukuro, T.; Uezato, K.; “Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors without Position and Speed Sensors”, Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE , Volume: 2 , 18-22 June 1995, Page(s):759 - 765 vol.2

저 자 소 개



최 성 대 (崔 成 大)

1970년 6월 5일생. 1995년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : 02-456-2585

E-mail : csd1898@konkuk.ac.kr



고 봉 운 (高 奉 云)

1964년 7월 13일생. 1987년 명지대 전기공학과 졸업. 1990년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정 수료, 제주산업정보대학 디지털전기과 조교수.

Tel : 064-754-0295

E-mail : bwko_et@jeju.ac.kr



김 낙 교 (金 洛 敎)

1949년 2월 4일 생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1977년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986~87년 Oregon State Univ. 교환교수. 1996~97년 Ohio State Univ. 교환교수 1978~80년 한국원자력연구소 선임연구원. 1980년~현재 건국대학교 전기공학과 교수.

Tel : 02-450-3485

E-mail : lkkim@konkuk.ac.kr