

# 차량용 SRM의 가변속 구동을 위한 퍼지 제어기 설계

(Design of Fuzzy Logic Controller for a SRM Variable Speed Drive on Vehicle)

송병섭\* · 임기명 · 윤용호 · 원중연 · 김덕근

(Byeang-Seab Song · Ki-Myeong Eom · Yong-Ho Yoon · Chung-Yuen Won · Duk-Gun Kim)

## Abstract

Switched reluctance motor drives have been finding their applications in the variable speed drives due to their relatively low cost, simple and robust structure, controllability and high efficiency. Fuzzy control does not need any model of plant. It is based on plant operator experience and heuristics. Fuzzy control is basically adaptive and gives robust performance for plant parameter variation.

This paper deals with the speed control of switched reluctance motor using fuzzy controller with 7-rule based fuzzy logic. The proposed fuzzy controller is superior to the control performance of the conventional PI controller. The fuzzy controller is implemented by 80C196KC, 16 bit one-chip microcontroller.

## 1. 서론

일반적으로 가장 많이 사용되고 있는 PI 제어기의 경우 알고리즘이 간단하여 아날로그 제어기로도 쉽게 구현이 가능하고, 제어 이득값이 적절히 조정될 경우 좋은 운전특성을 지니는 등의 장점이 있으나, 운전점이 달라지거나 시스템의 파라미터가 변하는 경우 제어 이득값을 적절히 조정해 주어야 하는 문제가 있다. 특히 SRM의 경우 비선형 인덕턴스 특성을 지니는 이유로 수학적 모델링이 불가능하고, 정상상태에서의 등가회로가 존재하지 않기 때문에 적절한 제어 이득을 얻는데 있어 실험적인 방법에 의존하고 있다. 이에 따라 1990년대부터 신경망과 퍼지 이론에 의한 지능형 제어방식이나 적응제어 이론과 같은 현대 제어방식으로 SRM의 제어성능을 개선하고자 하는 연구가 많이 이루어지고 있다[5-7].

본 논문에서는 SRM의 속도제어를 위해 외란에 강인하고, 시스템의 정확한 수학적 모델링을 요구하지 않으면서도 우수한 제어성능을 나타낸다고 알려져 있는 퍼지 제어 알고리즘을 이용하였고, 현재 SRM의 실용화에 문제점으로 지적되고 있는 토오크 리플을 저감하기 위해 히스테리시스 전류제어방식을 사용하였다. 또한 경제성을 가진 구동 시스템을 설계하기 위해서 고가의 절대 엔코더에 비해 저렴한 증분형 엔코더를 사용하였으며, 80C196KC를 이용하여 저가격 시스템에 퍼지 제어 알고리즘을 적용할 수 있도록 하였다.

## 2. 본론

### 2.1 SRM의 구조 및 동작원리

그림 2.1은 본 논문에서 사용한 고정자 극수가 6개, 회전자 극수가 4개인 3상 6/4극 SRM이 단면도이고, 고정자와 회전자가 모두 돌극형 구조로, 고정자에는 권선이 감겨져 있으나 회전자에는 권선이나 영구자석이 없는 구조를 적용한 구조로 되어 있다[1-2][4].

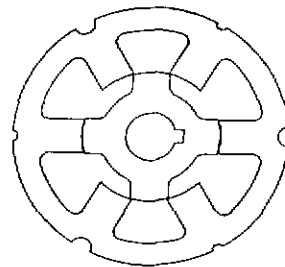


그림 2.1 SRM의 구조  
Fig. 2.1 Structure of SRM

SRM은 고정자 권선을 여자시킬 때 가장 가까운 회전자극이 고정자와의 쇄교자속이 최대가 되도록 하는 방향, 즉 자기저항이 최소가 되려는 방향으로 회전하려는 전자석의 원리를 이용한 전동기로 순차적으로 스위칭하여 여자되는 고정자상을 바꿔 줌으로써 회전자속이 지속적으로 회전하게 된다. 또한 이러한 고정자 여자순서에 따라 정·역의 회전방향을 결정할 수 있다[1-2].

고정자와 회전자의 상대적인 위치에 따라 자기회로의 릴럭턴스가 변하게 되며, 고정자와 회전자의 두 극이

일직선상에 있을 때 자기저항은 최소값을 가진다. 즉 SRM은 자기저항이 최소가 되는 시점에서 다음 여자시퀀 상을 스위칭하여 구동력을 얻는다.

### 2.1.1 SRM의 토크 발생

SRM의 전압방정식은

$$\begin{aligned} V &= Ri(\theta) + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \\ &= Ri(\theta) + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \end{aligned} \quad (2-1)$$

여기서 첫째 항은 고정자 권선의 저항에 의한 성분이고, 둘째 항은 자기회로에 축적되어지는 에너지의 변환성분이며, 셋째 항이 기계적 에너지로 변환되는 성분이다. 이 때의 토크 식을 구하기 위하여 Coenergy  $W_c$ 의 개념을 도입하면

$$W_c = \frac{1}{2} i(\theta)^2 \cdot L(\theta) \quad (2-2)$$

여기서,  $i(\theta)$  : 상권선의 전류,  $L(\theta)$  : 인덕턴스로 나타낼 수 있고, 또한 식 (2-2)는

$$T = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i(\theta)^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (2-3)$$

로 표현될 수 있다. 여기서 SRM의 발생토크는 전류의 제곱에 비례하고 위치각에 대한 인덕턴스의 기울기에 비례함을 알 수 있다[1-2][4]. 그림 2.2는 회전자 위치에 따른 토크 발생과정을 보여준다.

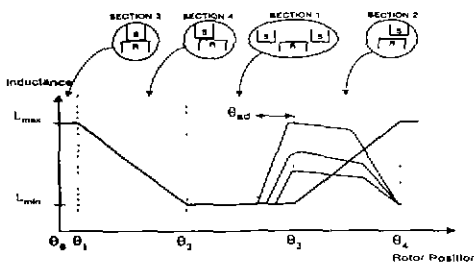


그림 2.2 회전자 위치에 따른 토크 발생과정  
Fig. 2.2 Generation of torque for rotor position

토크 발생구간인 인덕턴스의 가변 구간에서 인덕턴스의 변화량이 일정하고, 전류변화가 없는 Flat-top 전류를 갖게 조정하면 전류의 변화량 ( $di/dt$ )이 0이 되어 토크의 리플성분을 줄일 수 있게 되고 일정속도로 운전할 수 있다.[2]

본 논문에서 사용된 SRM의 FEM(유한요소 해석법)을 이용해서 얻은 회전자 위치 및 전류의 크기에 따른 자기인덕턴스는 그림 2.3과 같다.

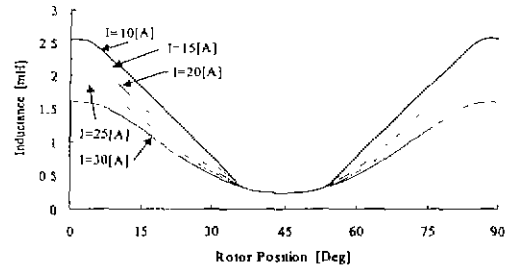


그림 2.3 회전자각에 의한 자기인덕턴스  
Fig. 2.3 Selfinductance by rotor angle

### 2.1.2 히스테리시스 전류 제어기

SRM은 리럭턴스를 이용하여 토크를 발생시키므로 토크 리플이 크고, 그것으로 인한 진동과 소음이 실용화에 큰 장애가 되어왔다. 이러한 이유로 토크 리플을 저감하여 진동과 소음을 줄이고자 하는 연구들이 활발하게 이루어지고 있다[1]. SRM의 토크는 식 (2-3)에서 알 수 있듯이 전류의 제곱에 비례하므로 전류를 일정(Flat-top)하게 유지하는 것이 중요하다. 본 논문에서는 SRM의 가변속 구동을 위하여 실제 전류를 피드백 받아 계산된 제어량과 비교하여 전압을 출력하는 히스테리시스 전류제어를 적용하였다. 전류센서(CT : Current Transformer)로부터 얻어진 실제전류 ( $I_{real}$ )와 80C196KC에서 계산된 제어량 ( $I_{ref}$ ) 사이의 오차(error)가 OP-amp 반전단자의 입력으로 가해지고, 다시 OP-amp의 출력은 저항으로 분압되어져 비반전 단자의 입력으로 들어가 히스테리시스 밴드를 형성하게 된다. 이렇게 실제 전류, 제어량 사이의 오차 값과 밴드의 비교를 통해 밴드 내에서 일정한 전류가 유지되도록 게이트 신호가 온-오프를 반복하도록 구성되어 있다[3-4].

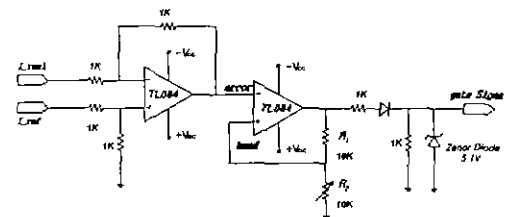


그림 2.4 히스테리시스 전류제어기  
Fig. 2.4 Hysteresis current controller

### 2.2 가변속 구동을 위한 퍼지 제어기의 설계

SRM의 가변속 구동을 위한 퍼지 제어기는 퍼지화, 퍼지추론, 비퍼지화의 과정으로 진행하여 본 연구에서

는 지령속도에 근접 했을 때 오차의 범위를 줄여주기 위하여 속도의 오차가 작아질 때부터는 미세 제어에 들어가도록 설계하였다. 속도제어를 위한 퍼지 제어기의 블록선도는 그림 2-5와 같다.

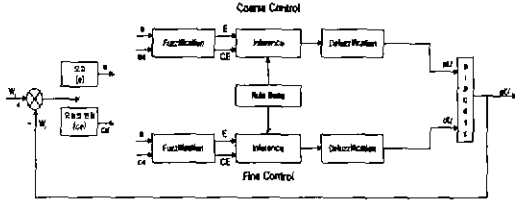


그림 2.5 퍼지제어기 블록선도  
Fig. 2.5 Block diagram of fuzzy controller

본 논문에서는 차량용 SRM의 가변속 구동을 위해 사용된 퍼지 제어기의 입력변수는 속도오차  $e$ 와 오차의 변화량  $ce$ 이고, 퍼지 제어기에서 출력되는 값은 제어입력값의 변화량  $dU$ 이다. 이와 같이 오차와 오차의 변화량으로부터 제어 입력값의 변화량  $dU$ 를 결정한다. 샘플링 순간  $k$ 에서의 입력변수  $e(k)$ 와  $ce(k)$ 는 식 (2-5)과 식 (2-6)와 같이 정의되며, 식 (2-7)을 적분하면, 비례제어기와 같은 형태가 되기 때문에 퍼지 PI 제어기라고 한다. 퍼지 변수는 모두 그림 2.6과 같은 이동변 삼각형 형태와 사다리꼴 형태를 갖는 소속 함수를 사용하여, PB, PM, PS, Z, NS, NM, NB의 7단계로 하였다.

$$e(k) = \omega_{ref} - \omega(k) \quad (2-5)$$

$$ce(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2-6)$$

$$e(k), ce(k) \rightarrow dU(k) \quad (2-7)$$

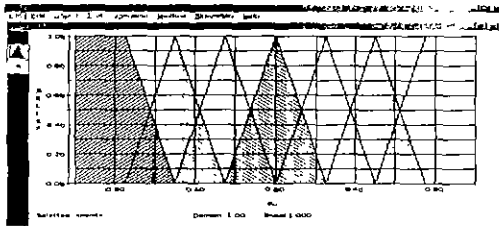


그림 2.6 퍼지제어를 위한 소속함수  
Fig. 2.6 Membership function for fuzzy control

SRM의 가변속 구동시의 속도제어를 위한 제어 규칙은 표 2-1과 같다. 퍼지 추론방법으로는 직접법, 간접법, 하이브리드법으로 분류될 수 있고, 이 중에서 직접법의 하나인 Mamdani의 Max-Min 합성법을 사용하였다[6-7].

일반적으로 가장 많이 사용되는 Mamdani의 max-min 합성법을 설명하면 다음과 같다. 예로

아래와 같은  $n$ 개의 제어 규칙이 있고 규칙간의 연관이 or 관계로 이루어져 있다고 생각해 보자.

$$R^1 : \text{if } x_1 \text{ is } A_{11} \text{ and } x_2 \text{ is } A_{12} \text{ then } y \text{ is } B_1.$$

$$\text{or } R^2 : \text{if } x_1 \text{ is } A_{21} \text{ and } x_2 \text{ is } A_{22} \text{ then } y \text{ is } B_2.$$

$$\text{or } R^i : \text{if } x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_{i2} \text{ then } y \text{ is } B_i.$$

$$\text{or } R^n : \text{if } x_1 \text{ is } A_{n1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_{n2} \text{ then } y \text{ is } B_n.$$

각 규칙의 퍼지 관계는 식(2-8)과 같이 표현되며

$$R_i = (A_{i1} \times A_{i2}) \times B_i \quad (2-8)$$

규칙과 규칙들 사이의 관계는 or 관계에 의해 결합되므로 전체의 퍼지 관계는 식(2-9)와 같이 표현될 수 있다.

$$R = R_1 \vee R_2 \vee R_3 \cdot \cdot \cdot \vee R_n \quad (2-9)$$

전건부의 변수  $x_1, x_2$ 의 값이  $x_1^0, x_2^0$ 로 주어진다 면 출력값  $B^0(y)$ 는 식 (2-8)과 식 (2-9)에 의하여 식 (2-10)과 식 (2-11)로 표현할 수 있다.

$$R_i(x_1^0, x_2^0, y) = A_{i1}(x_1^0) \wedge A_{i2}(x_2^0) \wedge B_i(y) \quad (2-10)$$

$$B^0(y) = R(x_1^0, x_2^0, y) = R_1(x_1^0, x_2^0, y) \vee R_2(x_1^0, x_2^0, y) \vee \cdot \cdot \cdot \vee R_n(x_1^0, x_2^0, y) \quad (2-11)$$

이때,  $\omega_i$ 를  $\omega_i = A_{i1}(x_1^0) \wedge A_{i2}(x_2^0)$ 라 정의하면  $B^0(y)$ 는 식(2-12)와 같이 나타낸다.

$$B^0(y) = [\omega_1 \wedge B_1(y)] \vee [\omega_2 \wedge B_2(y)] \vee \cdot \cdot \cdot \vee [\omega_n \wedge B_n(y)] \quad (2-12)$$

양자화 단계를 통해 구성한 제어기에 대하여 식 (2-13)과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$dU = \bigvee_{\substack{e \in E \\ ce \in CE}} [E(e_i) \wedge CE(ce_j) \wedge R(e_i, ce_j, du_k)] \quad (2-13)$$

비퍼지화는 퍼지화의 역기능을 하는 과정이다. 즉 퍼지집합으로 표시되는 퍼지량으로부터 보통의 실제 값을 얻는 변환과정이다[5-6].

퍼지 제어기의 퍼지추론이 내는 결과는 제어 출력의 가능성 분포를 나타내는 퍼지집합이다. 이 가능성 분포로부터 가장 효율적인 제어기 출력값을 정하는 것이 비퍼지화이며, 비퍼지화 방법으로는 무게중심법(center of gravity method), 합 중심법(center of sums method), 높이법(height method), 최적면적 중심법(center of largest method), 최대값법(maximum criterion method), 최대 평균법

(mean of maximum method)등이 있으며, 이들 중 무게중심법이 가장 널리 이용되고 있다. Mamdani의 추론과정에서 많이 사용되는 무게중심법은 합성된 출력 소속함수의 무게중심에 해당하는 곳을 일반(cnsp) 값으로 취하는 방법이다[5].

표 2.1 퍼지 추론을 위한 룰-베이스  
Table 2.1 Rule-base for fuzzy reasoning

E	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
CE	NB	NB	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NS	Z	PS	PM	PB
NM	NB	NB	NS	Z	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NS	Z	PS	PM	PB
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB

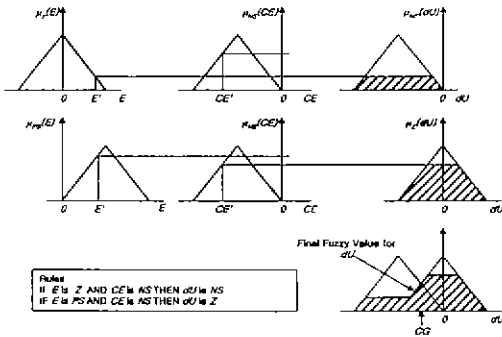


그림 2.7 Max-Min 합성법과 무게중심법에 의한 출력값

Fig. 2.7 Sums method of Max-Min and Output by center of gravity method

무게중심을 구하는 일반적인 식(2-14)와 같다.

$$dU = \frac{\int \mu(\mu) \mu d\mu}{\int \mu(\mu) d\mu} \quad (2-14)$$

여기서 출력 전체 공간이 이산화 된 경우는 식 (2-15)로 표현된다.

$$dU = \frac{\sum_{j=1}^n \mu(u_j) \cdot u_j}{\sum_{j=1}^n \mu(u_j)} \quad (2-15)$$

여기서,  $n$ 은 이산화 준위(quantization level)의 수량이고  $\mu(u_j)$ 는 소속함수이며  $u_j$ 는 지지값(support value)을 나타낸다[5]. 비퍼지화 과정은 식 (2-15)의 무게중심법을 사용하였다.

본 논문에서는 두 개의 모드(거친 제어모드와 미세 제어모드)를 갖는 퍼지 제어기를 사용하여

제어성능을 향상시켰으며, 실시간 제어를 위해 퍼지 입력변수  $e$ 와  $ce$ 를 21단계로 양자화하여, 각각에 대한 퍼지 제어기의 출력  $dU$ 값을 계산, 룩업 테이블 형식으로 80C196KC내에 저장하여 사용하였다. 그림 2.6은 Max-Min 합성법과 무게중심법에 의한 출력값의 생성과정을 나타내었다.

### 2.3. 시뮬레이션

본 논문에서는 비선형 인덕턴스 특성을 갖는 SRM의 시뮬레이션을 위하여 입력측 DC링크 전압의 맥동을 무시하고, SRM의 인덕턴스는 자기포화가 없다고 가정하였다. 그리고, 비대칭 브리지 컨버터의 스위치 및 다이오드의 손실은 무시하였다.

표 2.2 실험에 사용된 전동기 상수

Table 2.2 Motor parameter of using the experiment

상수	3상	정격속도	2200rpm
출력	160[W]	권선저항	0.04166( $\Omega$ )
정격전압	12[Vdc]	최대 인덕턴스	2.332(mH)
정격전류	14.55A	최소 인덕턴스	0.241(mH)
고정자 극수	6 pole	고정자 극호	30(Mdeg)
회전자 극수	4 pole	회전자 극호	32(Mdeg)

시뮬레이션은 C언어를 사용하였으며, 미분 방정식의 해를 구하기 위해 Runge-Kutta 방법을 사용하였으며 제어루프의 샘플링 시간은 2[ms]로 하였다. 본 논문에서 사용된 SRM을 시뮬레이션하기 위한 한 상의 전압 방정식은 식 (2-16)과 같이 간략하게 나타낼 수 있다[1].

$$V_s = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (2-16)$$

또한, 자기포화가 없다고 가정하면  $j$ 번째 상에서 발생하는 한 상의 토크는 식 (2-17)과 같이 표현되며,

$$T_j = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i_j^2 = \begin{cases} \frac{1}{2} K i_j^2 & (0 \leq \theta \leq \beta_s) \\ 0 & (\beta_s \leq \theta \leq \beta_r) \\ -\frac{1}{2} K i_j^2 & (\beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s) \\ 0 & (\beta_r + \beta_s \leq \theta \leq \tau) \end{cases} \quad (2-17)$$

3상 SRM의 합성토크는 식 (2-18)과 같이 구해진다[1].

$$T = \sum_{j=1}^3 T_j = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^3 \frac{dL_j(\theta)}{d\theta} i_j^2 \quad (2-18)$$



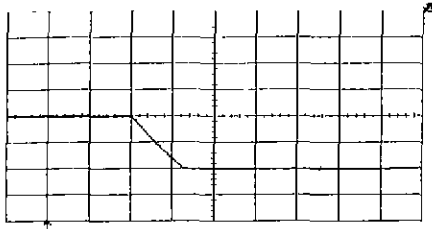


그림 2.14 퍼지 제어기 사용시 속도응답  
Fig. 2.14 Speed response of using the fuzzy controller  
(time=0.5s/div, y=500rpm/div.)

그림 2.13은 PI 제어기, 그림 2.14는 퍼지 제어기를 사용한 경우, 속도 지령치를 2000[rpm]에서 1000[rpm]으로 감속시 속도응답 파형이다. PI 제어기를 사용한 경우 오버슈트가 발생하였고, 정상상태까지 도달시간이 1.25s가 소요되었고, 퍼지 제어기는 거의 오버슈트 없이 약 0.65s가 소요됨을 알 수 있다.

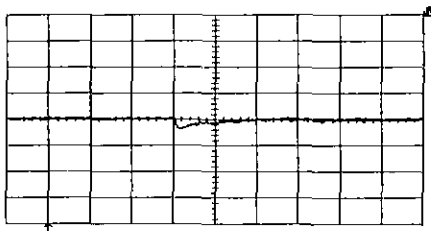


그림 2.15 부하 증가시 속도응답(PI 제어기)  
Fig. 2.15 Speed response of increased load(PI controller)  
(time=0.5s/div, y=500rpm/div.)

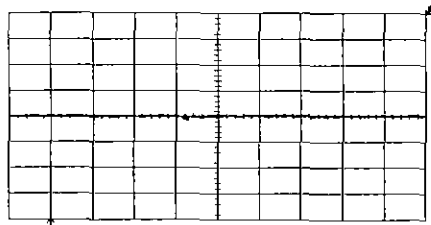


그림 2.16 부하 증가시 속도응답(퍼지 제어기)  
Fig. 2.16 Speed response of increased load(fuzzy controller)  
(time=0.5s/div, y=500rpm/div.)

그림 2.15는 PI제어기, 그림 2.16은 퍼지 제어기를 사용한 경우, 1500[rpm]으로 회전하는 도중 부하를  $0.12N \cdot m$ 에서  $0.58N \cdot m$ 로 증가시켰을 경우 속도응답 파형이다 퍼지 제어기를 사용한 경우 순간적으로 플랜트의 제어입력값을 크게 증가시켜 급격한 부하 변동에 대해서도 속도의 변화가 거의 없으며, PI 제어기를 사용한 경우 속도 오차에 비례하는 제어값을 내보내기 때문에 급격한 부하변

동시 속도가 떨어지고 회복되기까지 시간이 상대적으로 오래 걸림을 알 수 있다.

### 3. 결론

본 논문에서는 비선형 인덕턴스 특성을 갖는 SRM의 가변속 구동을 위하여 퍼지 제어기를 구성하여 160W급 차량용 SRM에 적용하였다.

SRM의 구동용 컨버터로서는 제어성능 및 효율 면에서 우수한 비데칭 브리지 컨버터를 사용하였고, 위치 센서로서는 가격과 제어의 측면을 고려하여 근사 증분형 엔코더를 사용하였으며, 퍼지 제어기의 구현과 페루프제어를 위하여 16비트 단일칩 마이크로컨트롤러인 80c196KC를 사용하였다.

시뮬레이션과 실험을 통하여 PI 제어기화 비교하였으며, 다음과 같은 결과를 얻었다.

(1) 제안된 퍼지 제어기를 최적의 제어이득값을 갖는 PI 제어기와 비교한 결과 가변속 시스템의 응답시간의 단축과 오버슈트가 거의 발생되지 않아 제어성능이 향상됨을 확인하였다. 특히 부하의 가변시 강인한 특성을 보였고, 감속시 PI 제어기에 비해 우수한 제어 성능이 나타남을 확인 할 수 있었다.

(2) 저가형 마이크로프로세서인 80C196KC를 이용한 퍼지 제어기를 사용하여, 그 제어성능이 기존 PI 제어기에 비해 우수함을 확인하였다.

본 연구는 산업기술개발사업의 2차년도 결과의 일부임(2000.4~2001.3)

### 참고문헌

- (1) T. J. E Miller, "Switched Reluctance Motors and Their Control", Oxford University press, 1993.
- (2) Giuseppe S. Buja, Roberto Menis and Maria I Valla, "Variable Structure Control of an SRM Drive." IEEE Trans. on IE, vol 40, No.1, Feb 1993.
- (3) K. Russa, I. Husain, ME. Elbuluk, "Torque -Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range", IEEE IAS pp.668~671, March/April, 1998.
- (4) 엄기명, 송병섭, 김연충, 원종면, 김덕근 "차량용 스위치드 리럭턴스 전동기의 토오크 리플저감", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp1120-1122, 2000.
- (5) Mohammad Jamshidi, Fuzzy Logic and Control : Software and Hardware Application", vol2, PrenticeHall, pp 112~148, 232~261, 1993.
- (6) S. Bolognani, M. Zigliotto, "Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor Drive", IEEE IAS Annu. Meet pp 2049~2054,1993.
- (7) C Y. Won, D. H. Kim, S. C. Kim, "Robust Position Control of Induction Motor using Fuzzy logic Control", IEEE IAS Annu Meet. Conf. pp. 471~481, 1992.