〈論 文〉 4-3-3

스위치드 릴럭턴스 전동기의 가변속 구동을 위한 퍼지제어기 설계

崔 載 東, 黃 永 聖, 吳 盛 業, 成 世 鎭

Design of Fuzzy Logic Controller for an Switched Reluctance Motor Variable Speed Drive

Jae-Dong Choi, Yeong-Seong Hwang, Sung-up Oh, Se-Jin Seong

요 약

본 논문에서는 SRM의 가변속 구동을 위한 퍼지 논리제어기를 제안한다. SRM은 높은 비선형 특성을 갖으며 토크 출력을 극대화하기 위해 포화영역에서 동작한다. 거시적 제어와 미시적 제어를 갖는 퍼지 제어기를 포함하는 높은 비선형 SRM 구동 시스템을 모델링 하기 위한 체계적인 접근이 제시되었다. 속도변화와 외란의 동적 특성을 통해 폭넓은 동작 범위조건에 대한 SRM의 성능해석이 제시되었다. 퍼지제어기에 의해 구동되는 SRM 시스템은 그 장점을 나타내기 위해 종래의 제어기와 비교되었다. 제안된 퍼지제어기의 속도변화와 외란 조건에 대한 동작을 확인하기 위해서 실험결과가 제시되었다.

ABSTRACT

This paper presents the application of fuzzy algorithm for speed control of Switched Reluctance Motor. SRM has a highly nonlinear control characteristic and operates in saturation to maximize the motor torque. A systematic approach to the modeling of highly nonlinear SRM drive system which includes the fuzzy controller with coarse control and fine control is presented. Performance analysis of SRM drive is reported for a wide range of operating conditions through speed variation and load perturbation dynamics. The performance indices of SRM drive system operating with fuzzy logic controller are compared with the conventional controller to highlight the merits. The experimental results are presented to confirm the validity of proposed fuzzy logic controller

Key Words: Fuzzy Logic Controller, Switched Reluctance Motor

1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(SRM)는 가변속 전동기로 개발된 가변 릴럭턴스 전동기(VRM)와 구동 전원장치인 인버터를 결합한 것으로 고정자와 회전자가 모두 돌극형으로 되어 있고, 고정자에만 권선이 감겨 있어 고정자에 전류를 흘리면 고정자와 회전자간의 자기 회로의 자로가 최소가 되는 방향으로 회전자가 움직이는 암페어의 전자기 이론에 근거하여 힘이 발생하는 원리를 이용한다.[1,2]

이러한 SRM의 기본 원리는 1830년대에 이미 발표되었으나 기술적인 문제로 실현되지 못하고 있다가 1980년대에 들어서 전력용 반도체 스위칭소자의 급격한 발달로 대용량 스위칭소자가 범용화 되고 이를 제어하기 위한 마이크로 프로세서의 발달로 실용화되는 단계에 이르렀다. SRM의 실용화 관점에서 본다면 같은 크기의 유도 전동기에 비해 효율과 토크가 높고 구조적으로 회전자에 권선이 감겨 있지 않아 제작이 용이하며 주울(joule) 열에 의한 발열이 고정자 권선 에만 나타나므로 냉각이 빠르고 용이하다. 또한 속도 제어가 용이하고 광범위한 변속 범위와 초 저속 운전 시 우수한 특성을 갖고 있으며 각 상이 분리되어 있어 인버터 통전 사고에 대한 부담이 적어 SRM구동이 용이하다. 하지만 적절한 스위칭을 위한 회전자 위치 정보가 필요하고 펄스형 전원에 의해 구동되므로 토크의 맥동과 소음이 크다는 단점이 있다.[5]

SRM의 제어 측면에서는 가변속 제어기법을 도입하여 센

서리스 구동, 토크 리플의 최소화, 진동 및 노이즈 저감방안 및 광범위 변속에서의 고 효율화에 대한 연구가 진행되어 왔다.[3-5] SRM의 가변속 제어를 위하여 기존에는 간단하게 구현되는 PI제어기를 많이 사용하였다.[6] PI 제어기는 구현이 간단하고 비례상수와 적분상수의 적절한 선택으로 비교적 좋은 속도 응답 특성을 얻을 수 있다. 하지만 PI 제어기 구성을 위해서는 전 시스템의 전달함수를 알아야 시스템에 적절한 비례상수와 적분상수를 도출해 낼 수 있으며 이러한 특성 때문에 파라메터의 변화나 왜란의 영향이 있을 시 상수의 변화가 없다면 오히려 특성이 저하되는 경향이 있다. 최근, 이러한 단점을 보완하기 위하여 인간의 판단방법과 유사한 애매모호한 결정에 대한 것도 확률적으로 결정할 수 있도록 한 퍼지제어 방법과 일종의 학습 제어 방식인 신경망을 이용한 방법[7]도 많이 활용되고 있다. 이 밖에도 가변 구조제어 등과 같은 방법[8]들이 이용되어 지고 있다.

본 연구에서는 SRM의 가변속 제어를 위해 파라메터 변화와 외란에 둔감하고 강인한 제어특성을 갖는 퍼지 제어기가 제안되어졌다. 퍼지 로직 제어기(FLC)는 제어알고리즘 속에 전문가로부터 얻어진 언어적 정보와 결합한 체계적이고 효율적인 구성을 제공한다. 따라서 FLC는 정확한 수학적 모델을 얻기 어려운 과정의 시스템에 가장 좋은 선택이다. 또한 FLC들은 비선형 특성을 제공하며 일반적인 근사화기로서 고려되어질 수 있다. 따라서 FLC는 어떠한 비선형 과정에 대해서도 적절하게 디자인하는 것이 가능하다. 이것이 FLC가 선형 PD, PI, PID제어기 보다 우수한 이유중의 하나이다.

본 연구에서 제안된 퍼지 논리 제어기는 거시적 제어(Coarse control)와 미시적 제어(Fine control)방식으로 나누어진다. 초기 상태에서는 거시적 제어에 의해 상 평면의 궤적을 추적하고, 지령속도에 근접했을 때 오차 범위를 줄이기 위해 속도 오차가 작아질 때부터는 미세 제어가 가능하도록 설계하여 정상상태에서의 채터링 현상을 줄이고, 파라메터 변화와 외란에 둔감한 강인한 제어특성을 갖도록 하였다. 제안된 제어특성의 강인성을 확인하기 위해 부하 가변과 기준속도 변화에 대한 실험결과를 통해 그 타당성을 입증하였다.

2. SRM 구동특성

그림 2.1은 SRM의 단면도이다. 이 전동기는 고정자와 회전자 모두에 돌극형을 가지는 이중 돌극형 구조이다. 고정자 권선은 아주 단순한 형태로 되어있고 회전자에는 권선이 없으며, 고정자 전류는 회전자의 위치에 따라 온, 오프 된다. 이러한 간단한 제어에 의해 직류직권전동기의 속도-토크특성과 유사한 특성을 쉽게 얻을 수 있다. 그림 2는 실제 실험에 사용된 3상, 6/4극 SRM의 전류 증가에 따른 고정자와 회전자 위치에 따른 공극에서의 실측한 인덕턴스의 변화를 나타낸

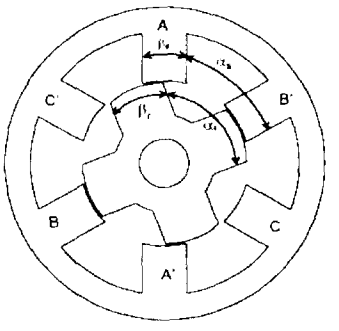


그림 1 3상 SRM 모터 단면도
Fig. 1 Cross-section of three phase SRM

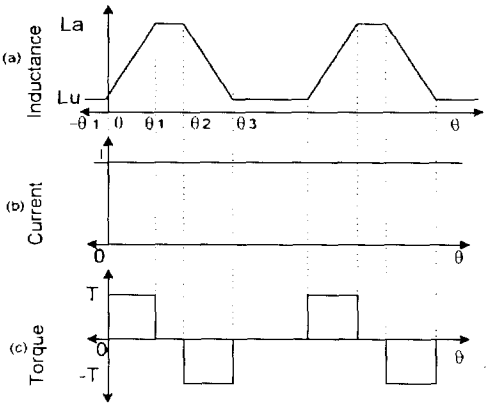


그림 2 일정한 여자 전류에서의 토크
Fig. 2 Torque on the constant excited current

것이며 그림 2(a)는 측정된 인덕턴스의 변화를 자기포화 현상을 무시하고 선형적인 변화를 한다고 가정했을 때의 회전자 위치에 따른 인덕턴스의 변화를 나타내며 그림 2(b)와 같이 상권선에 일정한 여자 전류를 흐르게 하면, 인덕턴스가 증가하는 구간 $(0 \sim \theta_1)$에서는 정 토크가 발생할 것이고 인덕턴스가 감소하는 구간 $(\theta_2 \sim \theta_3)$에서는 정 토크와 같은 크기의 부 토크가 발생하게 된다. 따라서 일정한 여자를 하면 정 토오크와 부 토크는 서로 상쇄되어서 전동기의 축 토크는 0이 되므로 전동력을 얻을 수 없다.

2.1 SRM 구동모델

상들 사이에 커플링을 무시하면 상 j $(j = 1, 2, ..., q)$와 연결된 자속은

$$\lambda_j = L_j(\theta) \cdot i_j \tag{1}$$

여기서, i_j는 j번째 상에서 흐르는 전류이며, 인덕턴스

L_j는 회전자의 상수에 따라 좌우되는 회전자의 기계적 각도에 의해 결정되므로 회전자의 기계적 각도 α_r를 갖는 주기함수가 된다. 그림 2(a)의 인덕턴스 프로파일은 다음과 같이 한 주기에 대해 근사화 되어질 수 있다.

$$L_1(\theta)=\begin{pmatrix} L_u, & -\theta_1 \le \theta \le 0 \\ L_u + k\theta, & 0 \le \theta \le \theta_1 \\ L_a, & \theta_1 \le \theta \le \theta_2 \\ L_a - k\theta, & \theta_2 \le \theta \le \theta_3 \end{pmatrix} \qquad (2)$$

$$k=\frac{L_a - L_u}{\theta_1}$$

여기서, L_u는 최소 인덕턴스, L_a는 최대 인덕턴스, k는 인덕턴스 증가영역에서 프로파일의 기울기이다. q-상 SRM의 일반적인 전압 방정식은 다음처럼 주어진다.

$$v_j = ri_j + \frac{d\lambda_j}{dt} \qquad j=1,2,3,...,q \qquad (3)$$

여기서, v_j는 j번째 상의 고정자 단자에 적용되는 전압이고, r은 상 저항이며, i_j는 j번째 상에서 흐르는 전류이며, λ_j는 j번째 쇄교 자속 이다. 전동기의 토크는 릴럭턴스가 최소로 되는 방향, 즉 여자되는 코일의 인덕턴스가 최대가 되는 방향으로 발생한다. 따라서 토크는 전류의 방향과 무관하다. 이러한 토크(τ)를 자기적 코에너지(W_c)의 값으로 표시하면 3상, 6/4극 SRM인 경우 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned}\tau(\theta,i) &= \frac{\partial W_c[\theta,\ i_1,\ i_2,\ i_3]}{\partial\theta} \\ &= \frac{1}{2}i_1^2\frac{dL(\theta)}{d\theta} + \frac{1}{2}i_2^2\frac{dL(\theta-60^\circ)}{d\theta} \\ &\quad + \frac{1}{2}i_3^2\frac{dL(\theta-120^\circ)}{d\theta}\end{aligned} \qquad (4)$$

θ : 회전자의 회전위치 각

선형부하의 경우 전동기의 기계적 방정식은

$$\tau = \tau_L + B\omega + J\frac{d\omega}{dt} \qquad (5)$$

여기서, B는 모터 부하의 마찰계수이고, J는 관성 모멘트이고, τ_L은 부하토크이다. 식(4), (5)은 SRM구동의 동특성을 설명한다. SRM 시스템 모델은 자기포화가 없고 상호 인덕턴스와 손실이 거의 무시할 정도라고 가정될때, 상태공간에서 SRM의 구동모델은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}\frac{di_j}{dt} &= \frac{1}{L_j(\theta)}\left[k\cdot i_j\cdot\omega_r + v_j\right] \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J}\left[-B\cdot\omega_r + \tau_e - \tau_L\right] \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_r\end{aligned} \qquad (6)$$

식(6)에서 속도에러와 속도미분은 다음과 같은 상태변수들로서 표현되어질 수 있다.

$$\begin{aligned}x_1 &= \omega_r - \omega_r^* \\ x_2 &= \omega_r^* = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}\tau_e - \frac{1}{J}\tau_l\end{aligned} \qquad (7)$$

여기서 ω_r^*는 기준 속도이다. 식(7)을 미분하고 제어변수로서 $u=\dot{\tau}_e$를 취하면

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -\frac{B}{J}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ \frac{1}{J}\end{bmatrix}u + \begin{bmatrix}-\dot{\omega}_r^*\\ -\frac{1}{J}\dot{\tau}_l\end{bmatrix} \qquad (8)$$

여기서 $\dot{\omega}_r^*$와 $\dot{\tau}_l$는 외란으로 간주한다.

2.2 구동 전원

일반적으로 SRM의 상전류의 크기는 델타변조와 같은 전류제어기를 사용하여 각 상마다 스위치를 고속으로 스위칭하여 전류 쵸핑을 행한다. 그러나 이러한 방식은 고속 스위칭 작용에 의한 스위칭 손실과 전동기 자계 회로에서의 철손등에 의한 손실이 증가하여 전체 시스템의 효율저하를 가져와 SRM의 고효율 특성을 퇴색시키는 결과를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 정 전압원에 의한 상 전류의 쵸핑 제어 방법보다는 손실 저감 측면에서 볼 때 효과적인 가변전압 전원에 의한 제어방법을 사용하였다. 가변전압 전원으로서는 정류기와 쵸퍼회로를 결합한 벅-컨버터를 사용하였다. 이 방식은 어떤 부하토크와 지령속도에도 추종하면서 정상상태에서는 항상 평활한 전류가 흐를 수 있도록 하는 구동방식이다. 그러므로 지령속도에 대응하기 위해서는 상 권선에 인가되는 전압이 지령속도에 따라 가변 됨과 동시에 평활 전류를 흘리기 위해 스위치 온 각의 제어가 이루어져야 한다. 본 논문에서 오프각은 최대 출력측면에서 사전실험을 통하여 22도로 고정하였고, 또한 평활전류 운전측면에서 전동기의 상수에 의해 결정되는 온각은 2도로 고정하였다.

자기포화가 없는 선형적인 조건하에 전 속도에서 평활 전류에 의한 가변속 구동조건을 고려하면 다음과 같다. 인덕턴스

증가영역에서, 임의의 일정속도에 대하여 부하토크의 크기에 대응하는 평활전류의 크기(i_j)와 인가전압크기 (V_s)의 관계는 인덕턴스 증가영역의 시작점에서 전류의 크기를 i_j가 되도록 확립시키고 인가전압의 크기를 속도기전력의 크기가 같도록 식(9)를 만족시킴으로서 상전류는 평활 전류의 형태를 갖게된다.

$$V_s = \frac{dL_j(\theta)}{d\theta} \cdot i_j \cdot \omega \tag{9}$$

여기서, $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ 는 전동기의 속도이다.

3. 퍼지 제어기 설계

많은 실제 시스템에서, 수학적 모델을 구하는 것은 매우 어렵다. 그러한 경우에, 제어하고자 하는 과정에 대한 가장 중요한 정보중의 하나가 진행과정과 제어명령들에 관한 언어적 설명이 요구되는 지식기반으로부터의 제공이다. 이전의 제어알고리즘과 달리 퍼지 로직 제어기(FLC)는 제어알고리즘 속에 전문가로부터 얻어진 언어적 정보와 결합한 체계적이고 효율적인 구성을 제공하기 때문에 정확한 수학적 모델을 얻기 어려운 SRM과 같은 비선형 특성을 갖는 시스템에 가장 좋은 선택이다.

본 연구에서 설계된 SRM가변속 구동을 위한 퍼지 제어기는 퍼지화, 퍼지 추론, 비퍼지화의 과정으로 진행되며, 지령속도에 근접했을 때 오차의 범위를 줄여주기 위하여 속도의 오차가 작아질 때부터는 미세 제어에 들어가도록 설계하였다. 속도 제어를 위한 퍼지 제어기의 블럭 선도는 그림 3과 같다.

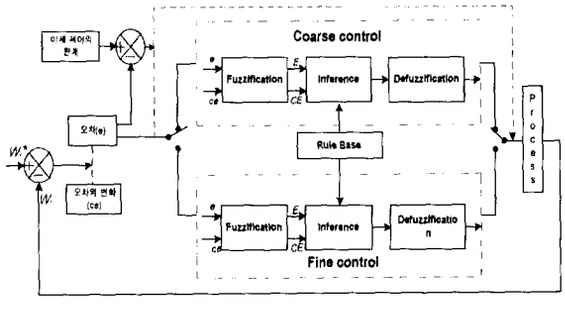


그림 3 퍼지 제어기 블럭 선도
Fig. 3 Block diagram of Fuzzy controller

3.1 퍼지화(Fuzzification)

SRM구동의 비선형 특성에 대한 퍼지로직 제어기를 고려하면 식(8)으로 부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

표 1 퍼지 추론을 위한 룰-베이스
Table 1 Rule-Base for Fuzzy Inference

E \ CE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

$$\begin{aligned} x^{(n)} &= f(x,\ t) + g(x,\ t)u(t) + d(t) \\ y &= x, \\ x &= \left[x_1,\ x_2,\ldots,\ x_n\right]^T \\ &= \left[x,\ \dot{x},\ldots,\ x^{(n-1)}\right]^T \end{aligned} \tag{10}$$

여기서, $f(x,t)$와 $b(x,t)$는 $b(x,t)$의 부호를 포함한 부분적으로 알고있는 연속함수들이다. 즉 f와 b의 대략적인 값은 $\hat{f}$와 $\hat{b}$에 의해 각각 주어진다. $d(t)$는 알려지지 않은 외란이고, $u(t) \in R$ (관계행렬) 그리고 $y(t) \in R$은 각각 시스템의 입력과 출력이다. $x(t) \in R^n$ (퍼지관계집합)은 진행 상태벡터이다. 여기서, 제어하고자 하는 시스템이 최소상 특성을 갖는다고 가정하면, 그때 제어 룰 테이블은 표 1과 같은 UNLP(Upper Negative Lower Positive)타입이 된다.

제어의 목적은 $y(t)$가 주어진 경계 범위 내 기준 입력신호 $x_d(t)$를 추종하여 오차 시스템의 폐루프 안정을 유지하기 위한 것이다. 예를 들면 $e(t)$를 0에 수렴 하고자 하는 것이다. $e(t)$가 추적 오차 벡터라 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e(t) &= x(t) - x(t) \\ &= \left[e,\ \dot{e},\ldots,\ e^{(n-1)}\right]^T \end{aligned} \tag{11}$$

$x(t)$와 $x_d(t)$는 SRM 속도 제어기에서 각각 지령속도와 실제속도에 해당된다. 실제 입력의 퍼지 집합화를 위한 양자화 과정은 거시적 제어와 미세 제어를 하기 위해 각각의 퍼지 집합 전구간에 대하여 양자화 하였으며, 이에 대한 소속 함수 또한 그림 4와 같이 선정하여 거시적 제어와 미세 제어를 위해 같이 사용하였으며, 표 2와 같이 퍼지 집합에 대한 소속함수 값을 갖는다.

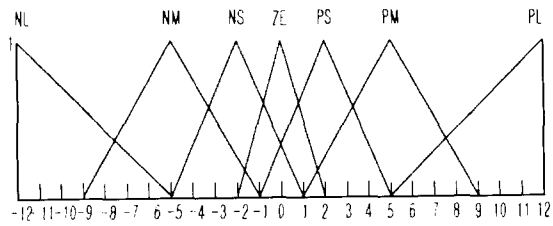


그림 4 소속 함수
Fig. 4 Membership Function

표 2 멤버쉽 함수표
Table 2 Membership Matrix Table

Level No.	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
-12	1	0	0	0	0	0	0
-11	6/7	0	0	0	0	0	0
-10	5/7	0	0	0	0	0	0
-9	4/7	0	0	0	0	0	0
-8	3/7	1/4	0	0	0	0	0
-7	2/7	2/4	0	0	0	0	0
-6	1/7	3/4	0	0	0	0	0
-5	0	1	0	0	0	0	0
-4	0	3/4	1/3	0	0	0	0
-3	0	2/4	2/3	0	0	0	0
-2	0	1/4	1	0	0	0	0
-1	0	0	2/3	1/2	0	0	0
0	0	0	1/3	1	1/3	0	0
1	0	0	0	1/2	2/3	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
12	0	0	0	0	0	0	1

3.2 퍼지 추론 및 비퍼지화

퍼지 제어기에서 언어적인 형태로 기술된 퍼지 제어규칙을 적용하기 위해서는 논리적인 실행과정이 필요하다.[7] 이것이 퍼지 추론과정이다. 추론 방법으로는 일반적으로 4가지 추론법이 있는데 이중에 퍼지 연산관계함수로 맘다니의 최소-최대법을 사용하여 제어기의 추론과정을 수행하였다. 본 연구에서 사용된 맘다니 추론법을 기술하면 다음과 같다. n 개의 제어 규칙으로 구성된 제어기의 경우퍼지률은 일반적으로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\text{Rule}_n : \text{if E is } A_{n1} \text{ and CE is } A_{n2} \text{ then w is } C_n \quad (12)$$

식(12)를 퍼지 관계행렬 R_i로 나타내면

$$R_i = (A_{i1} \times A_{i2}) \times C \quad (13)$$

이때 전체 제어규칙에 대한 관계행렬 R은 다음과 같이 각각의 제어규칙의 합집합으로 표현된다.

$$R = R_1 \cup R_2 \cup \ldots \cup R_n = \bigcup_{i=1}^{n} R_i \quad (14)$$

여기서 제어기 역할은 퍼지화된 오차(A_1^0)와 오차 변화율(A_2^0)로부터 제어출력 C를 추론해 내는 것으로 추론 합성규칙을 이용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C = R \cdot (A_1^0 \times A_2^0) \quad (15)$$

이 식의 우변은 드모르강 법칙에 의해 식 (16)과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} &\max_{x2}\left[\max_{x1}\left(\mu R(x_1, x_2, w),\ \mu A_1(x_1)\right) \wedge \mu A_2(x_2)\right] \\ &= \max_{x_1, x_2}\left[\mu R(x_1, x_2, w) \wedge A_1^0(x_1) \wedge A_2^0(x_2)\right] \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)으로부터 퍼지 집합 C(w)가 출력으로 구해진다. 한편, 이상의 추론을 식 (17)과 같이 표현할 수 있다. 즉, i번째 규칙은 다음과 같은 제어결정을 한다.

$$\mu C_i'(w) = \alpha_i \wedge \mu C(w) \quad (17)$$

여기에서 α_i는 i번째 제어규칙이 제어동작에 기여하는 정도를 나타내고, C_i는 제어규칙의 결론부의 퍼지 집합이고, C_i'는 규칙 i에서 추론된 결론을 말한다. 또한 w는 제어를 나타내는 전체집합 C내의 변수이다. 추론 과정에 사용된 제어 규칙표는 표 1과 같이 선정하였다. 비퍼지화는 퍼지화의 역기능을 하는 과정이다. 즉 퍼지집합으로 표시되는 퍼지량으로 부터 보통의 실제 값을 얻는 변환과정이다. 퍼지 제어기의 퍼지 추론이 내는 결과는 제어 출력의 가능성 분포를 나타내는 퍼지 집합이다. 이 가능성 분포로부터 가장 효율적인 제어기 출력값을 정하는 것이 비퍼지화 이며, 본 연구에서는 계산이 좀 복잡하고 추론결과를 얻는데 시간이 걸리기는 하지만 추론 결과를 가장 잘 나타내고 대부분 많이 사용하는 무게중심법을 사용하였다. 추론을 통해 최종적으로 얻어지는 제어기 출력은

$$\Delta u = \frac{\sum_{j=1}^{N} m_j \mu(m_j)}{\sum_{j}^{N} \mu(m_j)} \quad (18)$$

이렇게 계산된 Δu 값은 주어진 퍼지 집합을 가장 잘 대표하는 숫자값 중의 하나로 간주되고 있다.

4. 퍼지 제어기를 이용한 SRM 시스템 구성

본 실험에 사용된 전동기의 파라메터는 표 3의 사양을 갖는 1마력의 3상, 6/4극 SRM이다. 퍼지 제어기를 이 용한 SRM 가변속 구동을 위한 시스템 구성도는 그림 4와 같다. 시스템 제어는 절대치 엔코더에서의 위치 검출을 통한 정보를 입력에 대해, 연산과 위치 각에 따른 인버터의 빠른 응답을 위하여 40ns의 실행속도를 갖는 마이웨이사의 DSP(Digital Signal Processor : TMS320C32-50㎒)보드를 사용하였으며, 절대치 엔코더로부터 회전자 위치를 나타내는 디지털 정보를 읽어 들이고 벅-컨버터와 클래식 인버터를 구동하기 위한 신호를 출력하기 위하여 입출력 각각 16bit를 가진 PIO보드가 사용되었다. DSP보드의 제어 프로그램은 그림 5와 같은 전체적인 흐름으로 이루어지며 프로그램은 펜티엄 컴퓨터에서 C언어로 작성되어 컴파일 되고 이를 DSP보드의 램에 저장되었다가 DSP의 구동과 동시에 프로그램이 실행된다. 실시간으로 퍼지 제어기를 실행하기 위하여 프로그램의 처음에 모든 입력 변수들에 대한 출력 변수들이 퍼지 제어되어 룩업 테이블을 작성하며 제어 루틴의 동작에서는 절대치 엔코더에서 모터의 속도를 측정하여 실제 입력을 퍼지 변수화 하는 양자화 과정만 이루어지고 이에 따른 결과는 룩업 테이블

표 3 실험 전동기의 설계정수
Table 3 Design parameters of experiment motor

고정자/회전자 극수	6/4	기저부하[HP]	1.0
고정자 외경	135 mm	기저속도[rpm]	1280
고정자 내경	87.5 mm	공극	0.32 mm
고정자 극호	30°	상당 권선수	100
회전자 극호	45°	도체 직경	1.0 mm
고정자 극 높이	13.7 mm	최소 인덕턴스	7.9 mH
회전자 극 높이	12.4 mm	최대 인덕턴스	65.2 mH

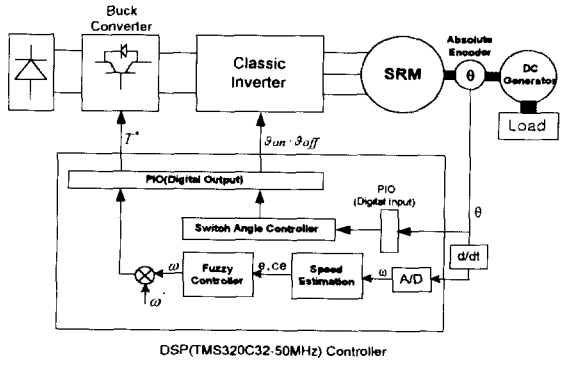


그림 4 시스템 블럭도
Fig. 4 System block diagram

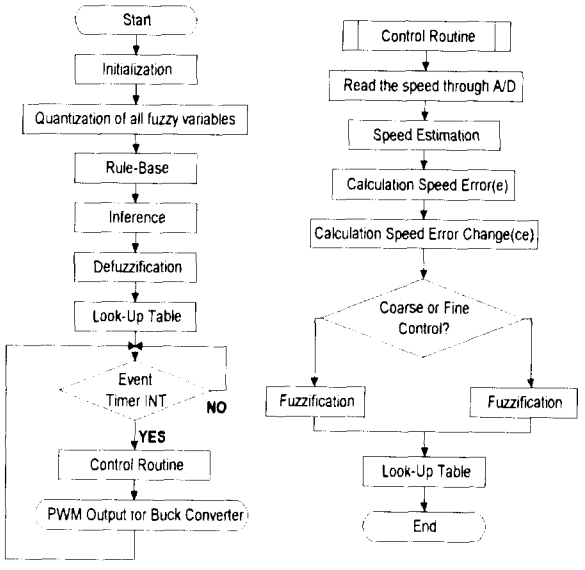


그림 5 주 프로그램의 흐름도와 제어루틴
Fig. 5 Flow chart of main program and Control routine

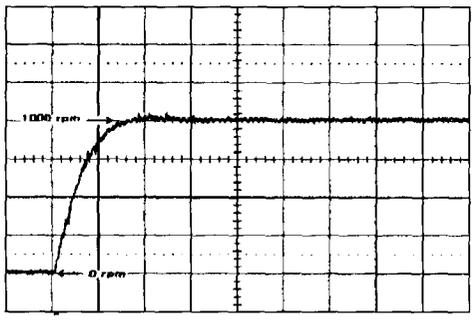
에서 얻을 수 있도록 설계하였다. 또한 제어 루틴에서 일정 속도에 접근하면 미세 제어를 하여 정상상태에서의 오차를 줄이고 빠르게 도달할 수 있도록 하였다.

5. 실험결과

실험은 무부하 상태와 300[W]의 부하 상태 모두에서 행하여 졌다. 그림 6은 무부하 시 지령속도 1000[rpm]에 대한 PI 제어기와 퍼지 제어기의 속도 응답 특성을 보여준다. 그림 7은 300[W]부하 시 지령속도 1000[rpm]에 대한 속도 응답 특성을 보여준다. 실험 결과를 비교해 보면 표 4와 같이 퍼지 제어기를 이용하였을 때 좋은 속도 응답 특성을 얻을수 있었다.

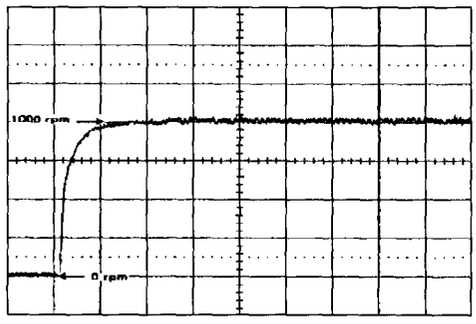
표 4 지령속도에서 정상상태 도달시간
Table 4 Steady state time at reference speed

지령조건 \ 제어기		PI 제어기 [sec]	퍼지제어기 [sec]
지령속도 1000[rpm]	무부하시	0.7	0.65
	300[W]부하시	1.3	0.9
부하 가변시	500[rpm]	0.8	0.1
	1000[rpm]	0.8	0.2
지령속도 가변시	무부하시	0.4	0.25
	300[W]부하시	0.7	0.3



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

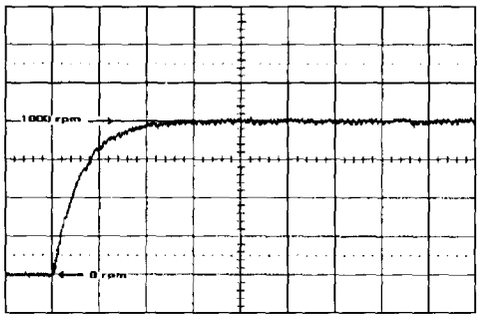
(a) 무부하시 PI 제어기 속도응답특성



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

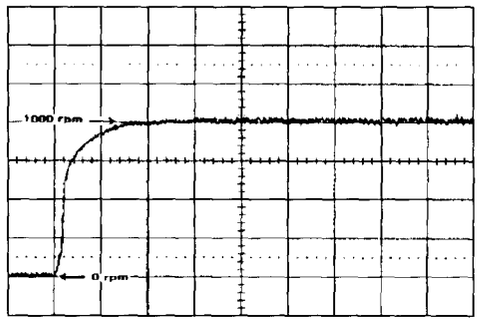
(b) 무부하시 퍼지제어기 속도응답 특성

그림 6 무부하 조건하에서 지령속도 1000[rpm]에 대한 속도 응답 특성
Fig. 6 Speed response characteristics for 1000[rpm] at no load



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

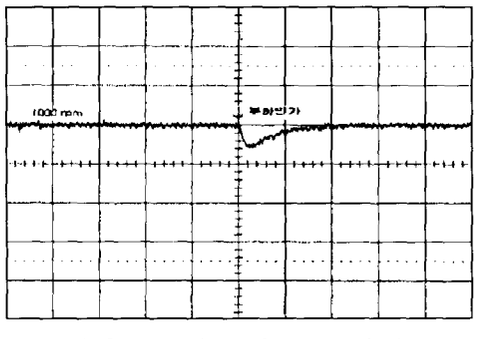
(a) 300W 부하조건에서의 PI제어기 속도응답 특성



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

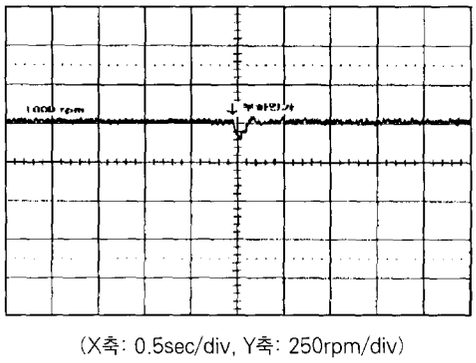
(b) 300W 부하조건에서의 퍼지제어 속도응답 특성

그림 7 300W부하조건에서 1000[rpm]에 대한 속도 응답 특성
Fig. 7 Speed response characteristics for 1000[rpm] at 300W load



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

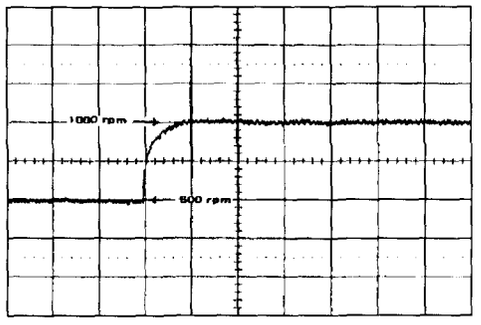
(a) 부하 가변시 PI제어기 속도응답 특성



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

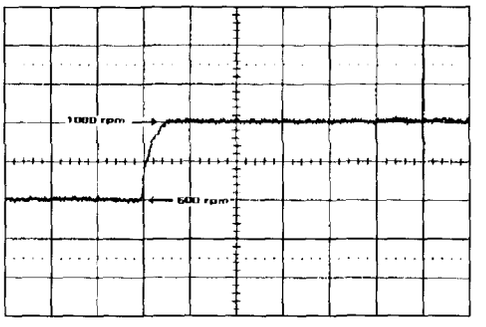
(b) 부하 가변시 퍼지 제어기 속도 응답 특성

그림 8 1000[rpm]에서 부하가변시 속도 응답 특성
Fig. 8 Speed response characteristics for load variation at 1000[rpm]



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

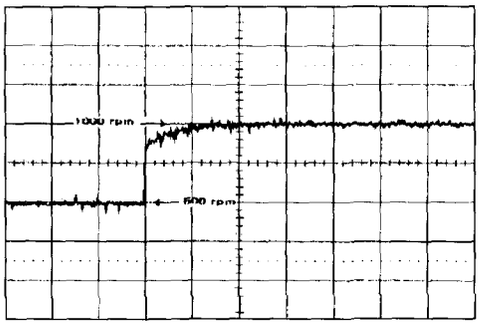
(a) 무부하시 지령속도변화에 대한 PI제어기 속도응답 특성



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

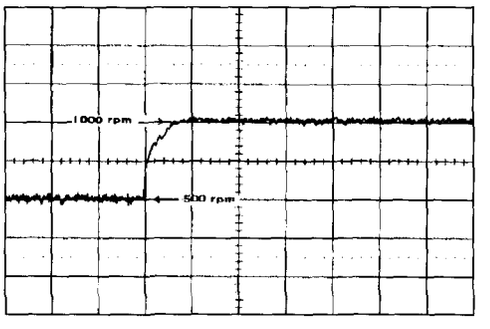
b) 무부하시 지령속도 변화에 대한 퍼지제어기 속도응답 특성

그림 9 500[rpm]에서 1000[rpm]로 지령 속도 가변시 속도 응답 특성
Fig. 9 Speed response characteristics for change of reference speed from 500[rpm] to 1000[rpm]



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

(a) 300W 부하조건에서 지령속도 변화시 속도응답 특성



(X축: 0.5sec/div, Y축: 250rpm/div)

(b) 300W 부하조건에서 지령속도 변화시 속도응답 특성

그림 10 500[rpm]에서 1000[rpm]로 지령 속도 가변시 속도 응답 특성
Fig. 10 Speed response characteristics for change of reference speed from 500[rpm] to 1000[rpm]

그림 8은 부하가변 시 퍼지 제어기와 PI제어기의 속도 응답 특성 실험결과이다. 이에 대한 비교 결과는 표 4와 같다. 그림 10은 무부하와 300[W]부하조건에서 지령속도를 500[rpm]에서 1000[rpm]으로 스텝 변화시켰을 때 퍼지제어기와 PI제어기의 속도 추종 상태 결과의 비교이다.

6. 결 론

본 연구에서는 SRM 가변속 제어를 위하여 입력전원으로 가변 전압원이 사용되었으며, 가변 전압원 구동방식을 위해 PWM 제어를 갖는 벅-컨버터가 이용되었다. 또한 입력 전압원을 가변하기 위해 퍼지 제어기가 설계되었다. 설계된 퍼지 제어기는 속도의 오차를 줄이기 위해 ±300rpm이상에서 속도범위를 최대값으로 설정하여 퍼지제어기 출력값이 최대값이 되도록 제어하였으며, ±300rpm범위 내에서는 거시적 제어를 통하여 출력량이 조절되어 가장 빠르게 지령속도에 접근하도록 하였다. 또한 지령속도와의 오차가 ±50rpm의 속도범위 내로 도달할 때 미시적 제어를 사용함으로서 정상상태 도달시간과 오버슈트를 줄여 좋은 속도 응답 특성을 얻을 수 있었다.

본 논문에서 제안된 SRM 퍼지제어기의 강인성을 확인하기 위해 무 부하조건, 지령속도 가변 조건, 부하가변조건에 대하여 각각 실험하였으며 실험결과 퍼지 제어기를 사용하였을 때 기존의 산업 분야에 많이 사용되는 PI 제어기를 사용하였을 때보다 부하의 변동이나 속도의 변화에도 강인한 특성을 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] P. J. Lawrenson, J. M. Stephenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda and N.N. Fulton, "Variable-speed switched reluctance motors", Proc. IEE, Vol.127, Pt-B, No.4, pp.253~219, 1980.

[2] P.J. Lawrenson et al., "Discussion on variable -speed switched reluctance motor systems", Proc. IEE, Vol.128, Pt B. No.5, pp.260~268, 1981.

[3] Y. Tang and L. Xu, "Vector control and fuzzy logic control of doubly fed variable speed drives with DSP implementation", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.10, No.4, pp.661~668, 1995.

[4] M. N. AbdulKadir, "Maximum efficiency operation of switched reluctance motor by controlling switching angles", International Conference on Power Electronics and Drive Systems Proceedings, pp.199~204, 1997.

[5] S. Mir, "Torque ripple minimization in switched reluctance motors using adaptive fuzzy control", IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp.571~578, 1997.

[6] Y. Haiging, S. K. Panda and L. Y. Chii, " Performance comparison of feedback linearlization control with PI control for four quadrant operation of switched reluctance motor", Proc. APEC'96, pp.956~962, 1996

[7] B. Singh, V. K. Sharma and S. S. Murphy, "Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network", IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp.571~579, 1998

[8] G. S. Buja, R.Menis and M.I.Valla, "Variable structure control of an SRM Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No.1, pp.56~63, 1993

〈저 자 소 개〉

최재동(崔載東)

1967년 11월 25일생. 1993년 충남대학교 전기공학과 졸업(학사). 1995년 동 대학원 졸업(석사), 1998년 동 대학원 박사과정수료. 1995년~1996년 한국과학기술원 인공위성 연구센터 연구원. 현재 한국항공우주연구소 선임연구원.

황영성(黃永聖)

1949년 11월 25일생. 1972년 홍익대학교 전기공학과 졸업(학사). 1991년 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 충남대학교 대학원 박사과정수료. 현재 국방과학 연구소 책임연구원/팀장.

오성업(吳盛業)

1972년 1월 15일생. 1994년 충남대학교 전기공학과 졸업(학사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.

성세진(成世鎭)

1948년 7월 15일생. 1973년 서울대공대 공업교육과 졸업(학사). 1975년 동 대학원 졸업(석사). 1988년 일본 동경공업대 대학원 졸업(박사). 현재 충남대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 감사.