

Fuzzy Logic Modifier를 가진 PI 제어기에 의한 스위치드 리럭턴스 전동기의 속도제어

Speed Control of SRM by PI Controller with Fuzzy Logic Modifier

金保亨*, 金才文**, 元忠淵**

(Bo-Hyung Kim*, Jae-Mun Kim**, and Chung-Yuen Won**)

요 약

본 논문에서는 신뢰할 수 있는 SRM 구동시스템과 기존의 PI제어기에 4개의 규칙으로 이루어진 FLM(Fuzzy Logic Modifier)를 제안하였다. 저가격 원칩 마이크로컨트롤러인 인텔사의 i80C196KC는 속도 제어기와 초기 기동을 포함한 SRM 구동 컨트롤러를 설계하기 위해 사용되었다. 페루프 시스템에 안정된 효과를 보이는 FLM을 PI 제어기에 추가함으로써 부적절하게 설정된 PI 제어기의 이득값에 대해 강한 제어성능을 보인다. 시뮬레이션 및 실험결과는 6/4극 SRM에 대해 제안된 제어 방식이 우수함을 보여준다.

Abstract

In this paper, reliable switched reluctance motor(SRM) drive system and 4-rule based fuzzy logic modifier(FLM) of the conventional PI controller are presented. The i80C196KC, low-cost one-chip microcontroller is used for designing SRM drive controller which include the speed controller and the starting sequence. The fuzzy logic modifier which exhibits a stabilizing effects on the closed-loop system, has good robustness regarding the improperly tuned PI controller. The simulation and experimental results are performed to verify the capability of proposed control method on 6/4 salient type SRM.

Key Words : SRM(switced reluctance motor), FLM(fuzzy logic modifier), robustness

1. 서 론

일반적으로 가변속 운전분야에서는 직류 전동기가 속도제어가 쉽다는 이유로 많이 사용되어 왔다. 그

러나 직류 전동기의 경우 정류자편과 브러시를 사용함에 따라 구조가 복잡해 제작단가 및 이의 마모에 따른 유지비가 많이 들며, 보수가 어려운 단점이 있다.

이에 따라 최근의 전력전자 기술의 발달과 함께 효율이 아주 높은 스위치드 리럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor, 이하 SRM)의 사용이 가변속 응용분야를 중심으로 증가되고 있다. SRM은 고정자와 회전자 모두 돌극형 구조로, 고정자에는 권선이 감겨

* 曉星重工業 技術研究所
(Hyosung Industries Co. Ltd.)

** 成均館大學 電氣工學科
(Dept. of Electrical Eng., Sung Kyun Kwan Univ.)

※ 碩士課程 優秀賞

저 있으며 회전자는 권선이나 영구자석이 없는 구조 강판이 적층된 간단한 자기적 구조로 이루어진 전기-기계 에너지 변환기기로, 비교적 간단한 제어 장치에 의해 직류전동기와 같은 속도-토크 특성을 얻을 수 있는 전동기이다. SRM의 동작원리는 고정자 권선을 여자시킬 때 가장 가까운 회전자극이 고정자와의 쇄교자속을 최대가 되도록 하는 방향, 즉 자기저항이 최소가 되려는 방향으로 회전하려는 전자석의 원리를 이용한 전동기로, 회전자가 최소의 자기 저항값을 갖는 위치에 도달했을 때 순차적으로 스위칭하여 여자되는 고정자상을 바꿔 줌으로써, 회전자는 지속적으로 회전하게 된다.[1]

본 논문에서는 경제성과 신뢰성을 가진 SRM구동 시스템을 설계할 목적으로 회전자 형태의 슬롯 원판(slot-disk)과 옵토-인터럽터(opto-interrupter)를 사용한 위치센서를 사용하고, 제어기의 디지털화를 위해 단일 칩 마이크로프로세서를 사용한 제어 보드를 설계하고 제작하였다. SRM의 속도제어는 비대칭 브리지 컨버터 앞단의 강압형(Buck) 컨버터를 사용하여 전동기의 속도에 따라 전압을 가변하여 SRM에 인가하였다. 또한 속도제어기로는 종래의 PI 제어 알고리즘에 비해 외란에 강인하고 우수한 제어성능을 나타내는 것으로 알려진 퍼지기법을 사용한 FLM을 기존의 PI 제어기에 추가함으로써 부적절하게 설계된 PI 제어기의 이득값에 대해서도 강인한 제어성능을 나타낼 수 있도록 구성하였으며, 시뮬레이션과 실험결과로 제안된 제어방식이 안정하고 강인함을 입증하였다.

II. 경제성 및 스위칭 손실을 고려한 SRM 구동시스템

2.1 옵토-인터럽터에 의한 회전자 위치검출

SRM은 상의 점호 및 소호를 위해 위치정보가 요구되므로 위치센서를 필요로 한다. 위치센서로는 고분해능을 갖는 고가의 절대형 위치센서, 증분형 위치센서 등이 있지만, 경제성을 고려한 구동방식에서는 적

절치 못하다. 최근에는 정밀한 각을 제어할 수 없지만 센서의 가격부담을 줄이기 위해 센서리스 방식, 홀센서나 옵토-인터럽터를 사용하여 SRM을 구동하는 연구가 진행되고 있다. 따라서 본 논문에서는 고가의 절대형이나 증분형 엔코더 대신 회전자 형상의 슬롯 디스크와 옵토-인터럽터를 사용하였다.

6/4극 SRM의 경우 상여자는 30° 간격으로 전류(commutation)해야 하므로 옵토-인터럽터는 이 간격으로 위치해야 하며, 회전자의 절대위치를 검출하기 위해서는 최소한 3개의 옵토-인터럽터가 필요하다. 그림 1은 본 논문에서 사용된 위치 검출기로 회전자 형태의 슬롯 디스크를 회전자 축에 고정하고 3개의 옵토-인터럽터를 고정자에 부착하였다. 그림 2는 회전자가 회전하면서 옵토-인터럽터에서 나오는 신호로 옵토-인터럽터가 슬롯원판에 의해 가려지면 Low신호를, 반대의 경우는 High신호를 출력하며 각 센서신호의 High 부분이 30° 구간이고 Low 부분이 60° 구간이 된다. 위에서부터 아래로 그림 1의 ③번, ②번, ①번 센서의 출력파형을 보여준다. 이 출력파형은 회전자의 속도에 관계없이 회전자의 위치에 따른 인덕턴스 형상에서 항상 일정한 곳에 위치하게 되며 이 신호를 각 상의 스위칭신호와 속도검출을 위한 신호로 사용하게 된다.

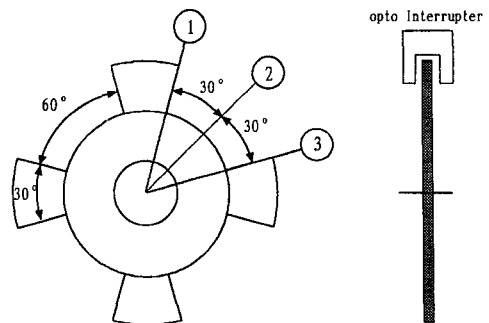


그림 1. 옵토-인터럽터방식 위치 검출기의 구조
Fig. 1. The structure of position detector on opto-Interrupter method.

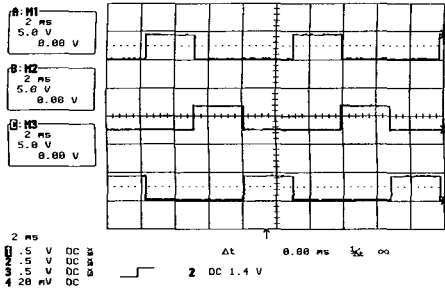


그림 2. 위치검출기의 출력신호 파형
 Fig. 2. The waveform output signal of position detector.

2.2 단일 펄스 전류에 의한 구동

회전자형 슬롯 디스크와 옵토-인터럽터로 구성된 회전자 위치센서에서 얻어지는 위치정보는 분해능이 낮고 스위칭각이 고정된다. 그러나 그림 3과 같이 비대칭 브리지 컨버터 앞단에 강압형 컨버터를 연결하여 전동기의 속도변화에 대응하는 DC전압을 SRM에 인가해 줄 수 있도록 하면 저분해능의 위치검출기에서 얻어진 신호만으로도 안정되게 동작시킬 수 있다. 비대칭 브리지 컨버터만을 사용하여 SRM을 구동할 경우 중·저속도에서 전동기의 역기전력이 인가 전압에 비해 작기 때문에 그림 5와 같은 PWM 제어가 필요하게 된다. 그러나 강압형 컨버터를 이용한 넓은 범위의 전압조정 방식에 의한 구동방법은 그림 4에 나타난 것과 같이 비대칭 브리지 컨버터를 단일 펄스 전류만으로 구동시킬 수 있기 때문에 SRM 고정자 상전류의 고전압 초평을 없앨 수 있어서 구동컨버터의 스위칭 손실을 줄일 수 있다.[2]

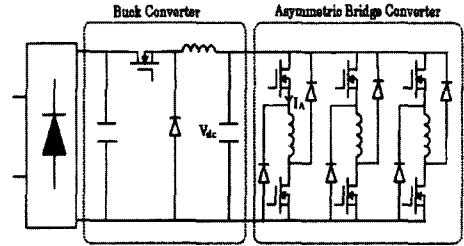


그림 3. 강압형 컨버터에 의한 단일펄스 전류구동
 Fig. 3. Single-pulse current drive by buck converter.

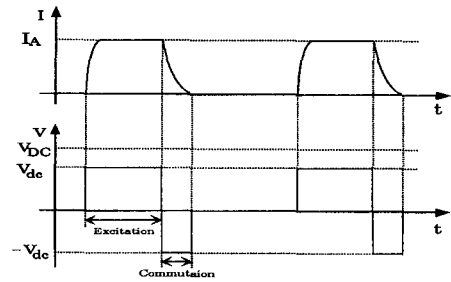


그림 4. 단일펄스 전류방식의 상전류와 전압파형
 Fig. 4. Phase current & voltage waveforms of single-pulse current method.

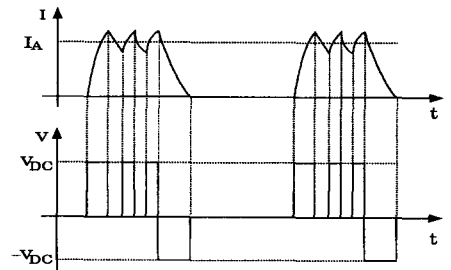


그림 5. 기존의 SRM 컨버터 상전류와 전압파형
 Fig. 5. Conventional SRM converter phase current & voltage waveforms.

III. FLM과 결합된 PI제어기 구성

일반적으로 가장 많이 사용되고 있는 PI 제어기의 경우 알고리즘이 간단하여 아날로그 제어기로도 쉽게 구현이 가능하고, 제어 이득값이 적절히 조정될 경우 좋은 운전특성을 지니는 등의 장점을 지니고 있으나, 운전점이 달라지거나 시스템의 파라미터가 변하는 경우 제어 이득값을 적절히 조정해 주어야 하는 문제가 있다. 그리고 1965년 Zadeh교수에 의해 처음 제안된 퍼지 제어알고리즘은 외란에 강인하고, 시스템의 정확한 수학적 모델을 요구하지 않으면서도 우수한 제어성능을 나타낸다고 알려져 있다. 따라서 기존의 PI제어기와 퍼지 논리를 결합한 제어기는 각 제어기의 단점을 보완할 수 있는 매우 효과적인 제어기가 될 수 있다.^{[2],[5]}

본 논문에서는 기존의 PI제어기에 간단한 4개의 규칙을 갖는 FLM을 추가함으로써 페루프 시스템에서 안정화 작용을 하고, 부적절하게 설계된 PI 제어기에서도 강인한 제어성능을 갖도록 하였다. 설계된 FLM의 구조를 살펴보면 다음과 같다.

r 과 y 는 각각 시스템의 목표치와 실제 출력을 나타내며, FLM을 통해 나오는 출력은 식 (1)과 같이 표현된다.

$$u_{fuzzy} = K_f F_{fuzzy}(e, De) \tag{1}$$

여기서, e 는 오차($e = r - y$)이고, D 는 미분연산자($D = d/dt$)를 나타낸다. 따라서 FLM의 입력변수는 식 (2)와 식 (3)으로 나타내어진다.

$$e(k) = r - y(k) \tag{2}$$

$$De(k) = e(k) - e(k-1) \tag{3}$$

그리고 K_f 는 FLM에서 적절하게 조절되는 이득 상수이다. 함수 $F_{fuzzy}(e, De)$ 는 다음과 같은 과정을

통해 크리스프한 제어량을 출력하게 된다.

입력값인 e, De 는 먼저 영역 $[-1,1]$ 으로 정규화(normalization)되고, 정규화된 값인 e_n 과 De_n 을 가지고 퍼지화 단계에 들어간다. 이 단계에서 e_n, De_n 값은 $[-1,1]$ 의 영역에서 정의된 퍼지집합 positive(P)와 negative(N)로 사상된다. 퍼지집합 P와 N의 소속함수는 식 (4)와 식 (5)으로 표현되는 μ_P 와 μ_N 으로 나타내며, 그 형태는 그림 6과 그림 7과 같다.

$$\mu_P(x) = \{1 + \exp(-10x)\}^{-1} \tag{4}$$

$$\mu_N(x) = \{1 + \exp(10x)\}^{-1} \tag{5}$$

여기서 x 는 e_n 과 De_n 이다.

한편 본 논문에서 퍼지 추론을 위해 사용된 4개의 퍼지 규칙은 표 1과 같다.

표 1. FLM에 사용된 퍼지 규칙

Table 2. Fuzzy rule used FLM

De \ e	N	P
N	NB	P
P	N	PB

NB와 PB는 각각 negative-big과 positive-big을 나타낸다. 선택된 퍼지 규칙은 퍼지집합 NB, PB, N, P에 의해 퍼지 추론되며, 이들의 소속함수 $\mu_{NB}, \mu_{PB}, \mu_N, \mu_P$ 는 그림 8과 같다.

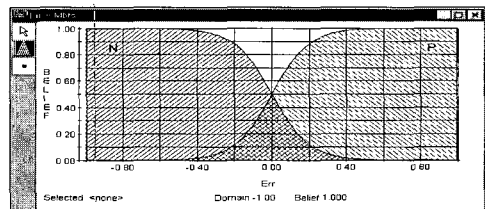


그림 6. e의 소속함수

Fig. 6. The membership function of e.

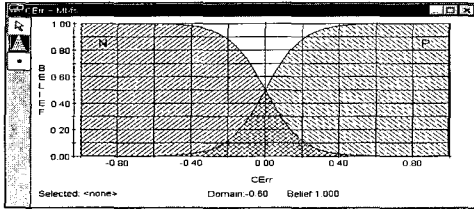


그림 7. De의 소속함수

Fig. 7. The membership function of De.

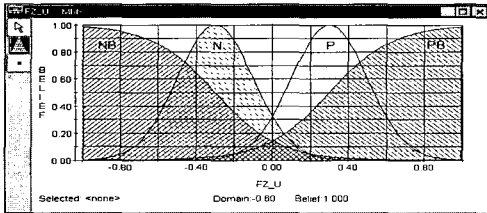


그림 8. F_{fuzzy} 의 소속함수

Fig. 8. The membership function of F_{fuzzy} .

이들 소속함수 역시 [-1,1]의 영역에서 정의되며, 식 (6) ~ 식 (9)로 표현된다.

$$\mu_{NB}(x) = \{1 + \exp[6(x+0.3)]\}^{-1} \quad (6)$$

$$\mu_{PB}(x) = \{1 + \exp[-6(x-0.3)]\}^{-1} \quad (7)$$

$$\mu_N(x) = \exp[-12.5(x+0.3)^2] \quad (8)$$

$$\mu_P(x) = \exp[-12.5(x-0.3)^2] \quad (9)$$

퍼지 추론은 일반적으로 널리 사용되는 Max-Min 방법을 이용하고, 비퍼지화는 무게 중심법을 사용하였다. 비퍼지화를 통해 얻어진 값은 시스템에 적합한 실질적인 값으로 비정규화되어 사용된다.

$$\begin{aligned} u(t) &= u_p(t) + u_i(t) + u_{fuzzy}(t) \\ &= K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \\ &\quad + K_f F_{fuzzy}(e, De) \end{aligned} \quad (10)$$

결국 FLM을 갖는 PI제어기는 식 (10)와 같이 기존의 PI제어기에 퍼지 변형항이 추가된 형태가 된다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 비선형 인덕턴스 특성을 갖는 SRM의 시뮬레이션을 위하여 입력측 DC링크 전압의 맥동을 무시하고, SRM의 인덕턴스는 자기포화가 없다고 가정하였다. 그리고, 강압형 컨버터는 이상적인 강압동작을 하는 것으로 가정하였고, 비대칭 브리지 컨버터의 스위치 및 다이오드의 손실은 무시하였다. 샘플링 시간은 5ms로 하였으며, Fuzzy Logic Modifier의 구성부분은 퍼지 전용 소프트웨어인 TILSHELL⁺를 사용하였다.

SRM을 시뮬레이션하기 위한 한 상의 전압 방정식은 식 (11)~ 식 (13)과 같다.^[6]

$$V_s = R_e i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta, i)}{dt} \pm M(\theta, i) \frac{d\dot{i}}{dt} \quad (11)$$

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega \quad (12)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{di}{d\theta} \omega \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)을 식 (11)에 대입하면 식 (14)와 같다.

$$V_s = R_e i + L(\theta, i) \frac{di}{d\theta} \omega + i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega \pm M(\theta, i) \frac{d\dot{i}}{d\theta} \omega \quad (14)$$

여기서,

V_s : DC 인가 전압

R_e : 고정자 권선저항 및 컨버터 소자 저항의 합

$L(\theta, i)$: 인덕턴스

i : 여자상의 순시전류

\dot{i} : 앞 상의 여자 순시전류

θ : 고정자와 회전자의 상대위치

$M(\theta, i)$: 인접한 상의 상호인덕턴스

ω : 회전자의 회전 각속도

또한 이상적인 스위칭 소자를 사용하며, 자기포화가 없는 인덕턴스를 가정하면 식 (14)는 식 (15)와 같이 간략하게 표현된다.

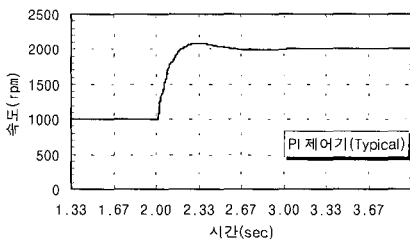
$$V_s = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (15)$$

여기서, R : 고정자 권선 저항

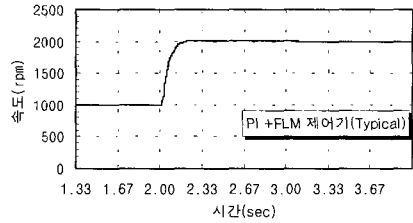
이상과 같은 수식을 근거로 시뮬레이션을 하였으며, FLM을 PI제어기에 추가한 경우와 그렇지 않은 경우를 비교하였다.

그림 9는 PI제어기의 단위계단입력에 대한 전형적인 응답특성을 보여주는 제어 이득값을 사용했을 경우의 속도변화시의 응답파형을 보여준다. PI제어기만을 사용했을 경우 FLM을 추가시켰을 때보다 오버슈트가 크고 지령속도에 도달하는데 정정시간이 오래 걸리고 있음을 알 수 있다.

그림 10은 PI제어기의 제어이득값이 부적절하게 선정했을 경우에 대한 속도응답파형을 보여준다. PI제어기만을 사용한 경우 부적절한 제어이득으로 인해 전동기의 속도가 심한 진동을 보이며, 지령속도에 도달하는데 매우 많은 시간이 걸리게 된다. 하지만 부적절하게 제어이득이 선정된 PI제어기에 FLM을 추가했을 경우 속도의 과도한 오버슈트와 진동없이 전동기의 지령속도에 도달함을 보인다.



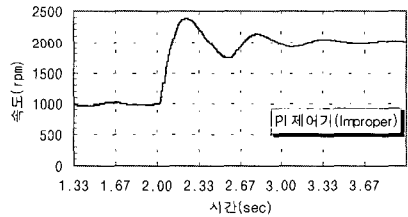
(a) PI 제어기를 사용한 경우
(a) Speed response for PI controller



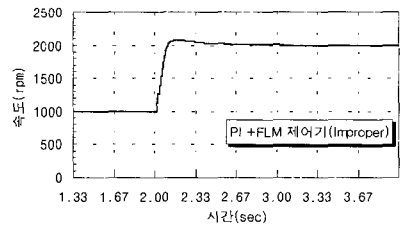
(b) PI + FLM 제어기를 사용한 경우
(b) Speed response for PI + FLM controller

그림 9. 전형적인 제어이득값을 사용했을 경우에 대한 속도응답파형(1000 rpm → 2000 rpm)

Fig. 9. Speed response waveforms taken using typical control gain value(1000 rpm → 2000 rpm).



(a) PI 제어기를 사용한 경우
(a) Speed response for PI controller



(b) PI + FLM 제어기를 사용한 경우
(b) Speed response for PI + FLM controller

그림 10. 부적절한 제어 이득값을 사용했을 경우에 대한 속도응답파형(1000rpm → 2000rpm)

Fig. 10. Speed response waveforms taken using improper control gain value(1000rpm → 2000rpm).

V. 실험 및 고찰

본 논문에서 하드웨어 시스템 구현을 위해 사용된 SRM 구동용 제어 보드는 현재 산업체에서 널리 사용되고 있고, 경제성이 있는 Intel사의 단일칩 마이크로프로세서인 80C196KC를 사용하였다. 제어 보드에는 속도제어기로 사용한 FLM이 추가된 PI제어기를 프로그램화하여 입력하고, 실시간 제어를 위해 퍼지 입력변수 e 와 De 를 각각 21단계로 양자화하여 각각에 대한 FLM의 출력 $F_{fuzzy}(e, De)$ 을 계산, look-up table 형식으로 80C196KC내에 저장하여 사용하였다.

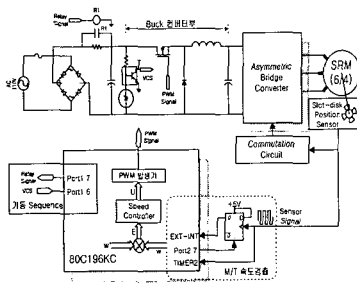


그림 11. SRM 구동시스템 구성도
Fig. 11. Block diagram of SRM drive system.

표 2. 전동기 정격과 파라미터

Table 2. The rating and parameters of SRM

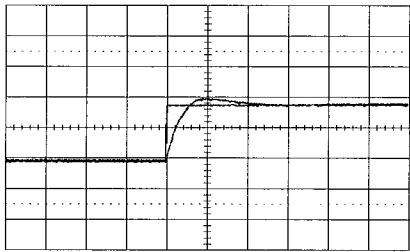
파라미터	정 격
상수	3 [상]
출력	500 [W]
최대속도	2500[rpm]
고정자 극수	6 [극]
회전자 극수	4 [극]
권선저항	6.6 [Ω /상]
최대 인덕턴스	645 [mH]
최소 인덕턴스	150 [mH]
고정자 극호	30°
회전자 극호	32°

퍼지 제어기의 구성부분은 퍼지 전용 소프트웨어인 TILSHELL⁺를 사용하였다. SRM의 회전속도 검출을 위한 방법으로 가변샘플링법(M/T)을 구현할 수 있도록 설계하였으며. 초기 기동시의 돌입전류를 방지하기 위해 커패시터에 일정 전압 이상으로 충전될 때까지 VCS(Voltage Charge Signal)의 상태를 판별하여 돌입전류가 기동저항을 통해 흐를 수 있도록 하는 기동 시퀀스를 제어 보드에서 처리해 주도록 하였다. 그림 11은 본 논문에서 사용한 전체적인 SRM 구동시스템 구성도이며 표 2는 SRM의 파라미터값들을 보여준다.

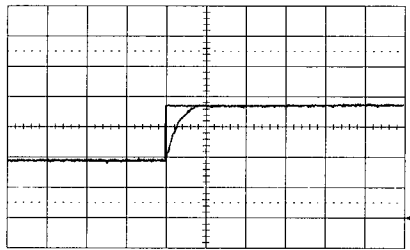
그림 12는 무부하상태에서 1000 rpm에서 2000 rpm으로 지령속도를 변화시켰을 때, 전형적인 PI 제어기의 단위 계단입력에 대한 응답특성을 보여준다. PI 제어기만을 사용하였을 경우는 FLM을 추가시킨 경우에 비해 실제속도의 오버슈트가 발생하고 정정시간에 도달하는 시간이 오래 걸리게 됨을 알 수 있다.

그림 13은 그림 12와 동일한 조건하에서 부적절한 PI 제어기의 제어이득을 사용했을 경우에 속도응답을 비교한 파형이다. PI 제어기만을 사용했을 경우, FLM을 추가시킨 경우보다 전동기의 속도가 심하게 진동하며 지령속도로 추종하는데 매우 많은 시간이 필요한 불안정한 속도응답을 보인다. 그림 14는 1000 rpm속도로 운전하고 있을 때, 전동기의 부하를 0.12[N.m]에서 0.24[N.m]로 증가시켰을 경우의 PI 제어기와 FLM을 가지는 PI 제어기와의 속도변동을 나타낸 파형이다. FLM을 추가시켰을 경우가 PI 제어기만을 사용한 경우보다 속도의 변동 및 정정시간이 크게 줄어들었음을 확인할 수 있다.

그림 15와 그림 16은 각각 700, 1800 rpm 속도에서 한 상권선의 전압과 전류파형을 나타내고 있다. 상권선에 걸리는 전압의 크기가 속도가 증가함에 따라 같이 변화됨을 보이며 이는 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 비대칭 브리지 컨버터 앞단의 강압형 컨버터가 제어기를 통하여 유연하게 제어되고 있음을 보여준다.



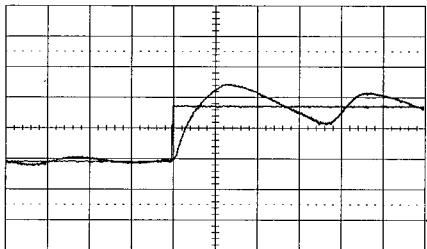
(a) PI 제어기를 사용한 경우
(a) Speed response for PI controller



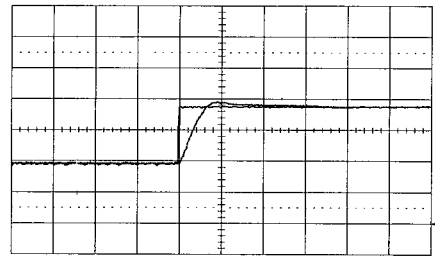
(b) PI + FLM 제어기를 사용한 경우
(b) Speed response for PI + FLM controller

그림 12. 전형적인 응답을 나타내는 제어 이득값에 대한 속도응답파형(time=0.5s/div., y=550 rpm/div.)

Fig 12. The speed response waveforms taken using typical control gain value(time=0.5s/div., y=550 rpm/div.).



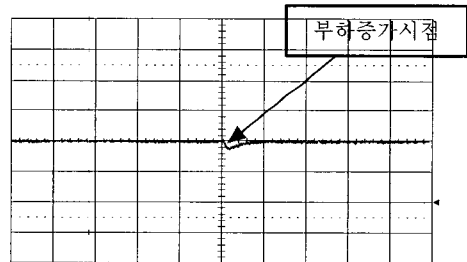
(a) PI 제어기를 사용한 경우
(a) Speed response for PI controller



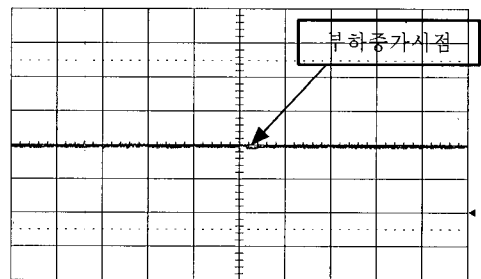
(b) PI + FLM 제어기를 사용한 경우
(b) Speed response for PI + FLM controller

그림 13. 부적절한 제어이득값에 대한 속도응답파형 (time=0.5s/div., y=550 rpm/div.)

Fig. 13. The speed response waveforms taken using improper control gain value(time=0.5s/div., y=550 rpm/div.).



(a) PI 제어기를 사용한 경우
(a) Speed response for PI controller



(b) PI + FLM 제어기를 사용한 경우
(b) Speed response for PI + FLM controller

그림 14. 부하변화시의 속도응답파형 (time=1 sec/div., y=500 rpm/div)

Fig. 14. The speed response waveforms in load variation(time=1 sec/div., y=500 rpm/div).

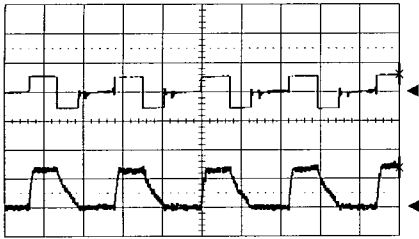


그림 15. 상전압, 전류 파형(700 rpm)
(time=5ms/div., y=50V/div., 0.5A/div.)
Fig. 15. phase voltage, current waveforms(700 rpm)
(time=5ms/div., y=50V/div., 0.5A/div.).

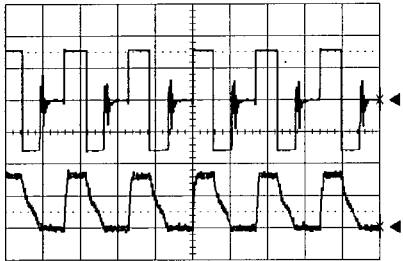


그림 16. 상전압, 전류 파형(1800 rpm)
(time=5ms/div., y=50V/div., 0.5A/div.)
Fig. 16. phase voltage, current waveforms(1800 rpm)
(time=5ms/div., y=50V/div., 0.5A/div.).

VI. 결 론

본 논문에서는 비선형 인덕턴스 특성을 갖는 SRM의 속도제어를 위하여 기존의 PI 제어기에 퍼지 알고리즘을 이용한 Fuzzy Logic Modifier를 추가한 제어기를 구성하고, 500W급 6/4극 SRM에 적용하였다.

시뮬레이션 및 실험을 통하여 기존의 PI 제어기와 PI 제어기에 Fuzzy Logic Modifier를 추가한 제어방식을 비교하였으며, 다음과 같은 결과를 얻었다.

(1) PI제어기에 제안된 Fuzzy Logic Modifier를 추가시킨 제어기는 PI 제어이득값이 부적절한 경우와 부하변동시에도 강인한 속도응답 특성을 보였다.

(2) 제어기의 디지털화, 속도측정회로, 기동시퀀스 및 시스템 보호 회로 등을 16비트 단일칩 마이크로프로세서인 80C196KC로 처리할 수 있도록 하였으며, 위치센서로서 회전자형상의 슬롯-디스크와 옴토-인터럽터를 사용한 저가의 위치센서를 구성하여 사용하였다.

참 고 문 헌

- [1] T. J.E Miller, "Switched Reluctance Motors and Their Control", Oxford University press, 1993.
- [2] Geun-Hiei Rim, "A Choppingless Converter for Switched Reluctance Motor with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current", IEEE PESC'94, June 20-24, 1994.
- [3] Vladmir B. Bajic , Alexander Rybalv, "Fuzzy Modifier of PID Control for Improvement of Tracking Properties In Servo Systems", Proceedings of the International Conference on Intelligent Technologies ,111~113, 1996.
- [4] S. Tzafestas, Nicolaos P. , "Incremental Fuzzy Expert PID Control", IEEE Trans on Industrial Electronics, vol. 37, No.5, pp 365~371, October 1990.
- [5] A.De Carle, P.Liguori, "A Fuzzy-PI Control Strategy", Control Eng. Practice, vol.2, No.1, pp. 147~153, 1994.
- [6] 류홍제 외 4인, "퍼지 PI 제어기를 사용한 스위치드 리럭턴스 전동기의 속도제어", 대한 전자학 회논문지, 제33권, B편, 제 2호,pp.209-216, 1996.2.

저 자 소 개



金保亨 (學生會員)

1973년 6월 3일생. 1996년 성균관
대 전기공학과 졸업(공학사), 1998
년 성균관대 대학원 전기공학과
졸업(석사), 현재 효성중공업 기술
연구소 근무



元忠淵 (正會員)

1955년 5월 10일생, 1978년 성균관
대 전기공학과 졸업, 1980년 서울
대학교 공과대학 전기공학과 졸업
(석사), 1987년 동 대학원 전기공학
과 졸업(공학박), 1991. 12 ~ 1992.
12 미국 테네시 주립대학 전기공학
과 객원교수, 현재 성균관대 산업전자응용 연구소장
및 전기전자 컴퓨터공학부 교수



金才文 (學生會員)

1994년 성균관대 공대 전기공학과
졸업, 1996년 동 대학원 전기공학
과 졸업(석사), 현재 동 대학원 전
기공학과 박사과정