

영구자석 동기 모터를 위한 풀 퍼지 로직 기반 벡터제어

(Full Fuzzy-Logic-Based Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motors)

유재성* · 유영환 · 이병국** · 원충연

(Jae-Sung Yu · Young-Hwan Yoo · Byoung-Kuk Lee · Chung-Yuen Won)

요 약

본 논문에서는 영구자석 동기전동기(PMSM)를 위한 풀 퍼지 로직을 기반으로 한 벡터제어를 제안한다. 퍼지 로직 제어기(FLC)를 기반으로 한 PMSM 드라이버의 성능은 부하, 속도 지령의 스텝 변화와 같은 여러 가지의 조건에서 PI제어기와 비교, 연구되었다. 실험 및 시뮬레이션에서 퍼지 로직 제어기는 속도 제어기 및 전류 제어기에 적용하였다. 고성능 드라이버 시스템에 기존의 PI제어기를 대신할 수 있음을 실험결과에 보였다.

Abstract

This paper proposes a full fuzzy-logic-based vector control for a permanent-magnet synchronous motor (PMSM). The high-performance of the proposed fuzzy logic control (FLC)-based PMSM drive are investigated and compared with the conventional proportional-integral (PI) controller at different conditions, such as step change in command speed and load, and etc. In the experimental and simulation, the FLC is employed in the speed and current controller. The experimental results show to be a suitable replacement of the conventional PI controller for the high-performance drive system.

Key Words : Fuzzy Logic Controller, Permanent Magnet Synchronous Motor

1. 서 론

유도전동기는 구조가 간단하고, 견고하여 기존의 고성능 드라이브 시스템에 사용 되어졌다. 그러나 유도전동기는 극수가 때문에 소형화 및 토크에 제한이 있다.

근래에 PMSM은 유도전동기보다 용량대비 소형으로 제작할 수 있는 장점 때문에 이의 사용이 증가되고 있다.

본 논문에서는 벡터 제어 알고리즘을 PMSM의 고성능 제어에 적용하였다. 기존의 속도제어기와 전류제어기에는 PI제어기가 사용 되었다. 그러나 고정된 제어기의 이득은 파라미터 변동과 부하 변동에 매우 민감하다. 따라서 제어기 파라미터는 시스템의 관성 등이 바뀔 경우 변동되어야 한다.

이러한 문제는 Model Reference Adaptive Control(MRAC)[1], Sliding-Mode Control(SMC)

* 주저자 : 성균관대학교 메카트로닉스 박사과정

** 교시저자 : 성균관대학교 정보통신공학부 조교수

Tel : 031-290-7169, Fax : 031-290-7169

E-mail : bkleesku@skku.edu

접수일자 : 2006년 7월 3일

1차심사 : 2006년 7월 7일, 2차심사 : 2006년 8월 16일

심사완료 : 2006년 8월 23일

[2], Variable Structure Control(VSC)[3], Self-tuning PI controllers[4]와 그밖에 몇 가지 제어 기술의 적용으로 해결될 수 있다. 위에 제시한 제어기들의 설계는 시스템의 정확한 수학적 모델링을 필요로 한다. 그러나 위의 방법은 임의의 부하 변화, 온도 변화 등에 의해 파라미터가 변동되기 때문에 정확한 수학적 모델링을 고려하기 힘들다. 그리고 PI제어기를 속도 제어기에 이용한다면 부하가 인가되었을 경우에 속도 에러가 발생한다. 이를 보완하기 위해서는 추가적으로 토크 관측기를 설계하여 속도제어기 출력에 피드포워드 보상하여야 하는 단점을 갖는다.

FLC는 기본적인 비선형, 적응 제어기로서 파라미터 변동이 있는 선형 또는 비선형 제어대상에 알맞은 제어기이다[8]. FLC는 설계자의 경험과 지식을 이용하여 제어기의 멤버쉽 함수를 직관적으로 설계한다.

근래에 디지털 신호 프로세서(DSP)와 같은 고속의 CPU를 이용하면 FLC[9]와 같은 고성능 제어 알고리즘을 실시간으로 처리할 수 있다.

속도제어기에 FLC를 적용하는 것은 일반적이나 d축, q축 전류제어기에 FLC를 적용하는 것에 대한 연구사례가 없어서 본 논문에서 d축, q축 전류제어기에 FLC를 적용하여 이의 타당성을 검증한다. FLC와 결합된 드라이브 시스템의 벡터 제어는 디지털 신호 프로세서(DSP) TMS320VC33를 사용하여 실시간으로 실행하였다. 제안된 드라이브 시스템의 성능은 실험을 통하여 기존의 PI제어와 비교하였다. 비교의 형평성을 위하여 PI제어기의 이득을 다음과 같이 설정하였다. 전류제어기 이득의 주파수 대역폭은 2000[rad/sec]로 설정하였고, 속도 제어기 이득의 주파수 대역폭은 200[rad/sec]로 설정하였다.

2. FLC의 구조

그림 1은 PMSM을 위한 FLC의 블록도이다. FLC는 그림과 같이 4가지로 구성된다(fuzzifier, knowledge base, fuzzy inference engine, defuzzifier).

이 장에서는 속도 퍼지제어의 구조를 설명한다. 전류제어의 구조는 속도 퍼지 제어와 동일하다. 다른 점은 제어기의 소속 함수 및 입·출력 이득만 바뀐다.

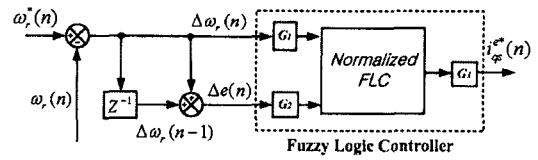


그림 1. FLC의 블록도
Fig. 1. Block diagram of FLC

2.1 입·출력 변수

PMSM을 위한 FLC의 구성은 첫째로, FLC의 입·출력 변수를 결정해야 한다. 본 논문에서는 속도제어기에서는 속도오차 및 속도오차 변화율을 입력 변수로 사용하였다. 이러한 변수는 아래 식과 같이 정의 된다.

$$\Delta e(n) = \Delta \omega_r^*(n) - \Delta \omega_r(n-1) \quad (1)$$

$$\Delta \omega_r(n) = \omega_r^*(n) - \omega_r(n) \quad (2)$$

FLC의 출력은 토크발생 전류이고 다음 식으로 주어진다.

$$i_{qs}^{e*}(n) = i_{qs}^{e*}(n-1) + \eta \cdot \Delta i_{qs}^e(n) \quad (3)$$

여기서 $\Delta i_{qs}^e(n)$ 는 n-th 샘플링 시간에서 FLC에 의해 발생된 토크성분 전류의 추론된 값이다. η 는 FLC의 이득값이다.

전류제어기에서, 입력 변수는 전류에러와 전류에러의 변화율이고, 출력변수는 기준전압이다.

2.2 소속 함수

FLC에서 입·출력 변수는 언어값으로 표현되었다. 언어 값은 퍼지 집합으로 정의 된다.

본 논문에서는 입·출력 변수를 다음과 같이 7개의 퍼지 부분집합으로 설정하였다.

- NB : Negative Big,
- NM : Negative Medium
- NS : Negative Small

영구자석 동기 모터를 위한 플 퍼지 로직 기반 벡터제어

- ZE : Zero(ZE)
- PS : Positive Small
- PM : Positive Medium
- PB : Positive Big

위의 소속 함수를 구성하기 위하여 삼각형 소속 함수를 채택하였다. 삼각형 형태의 소속 함수는 FLC의 오차 입력 및 오차 변화분의 입력에 적용되며, 싱글톤 타입은 FLC의 출력을 얻기 위해서 이용하였다. 그림 2는 본 논문에서 사용한 소속 함수를 보여준다.

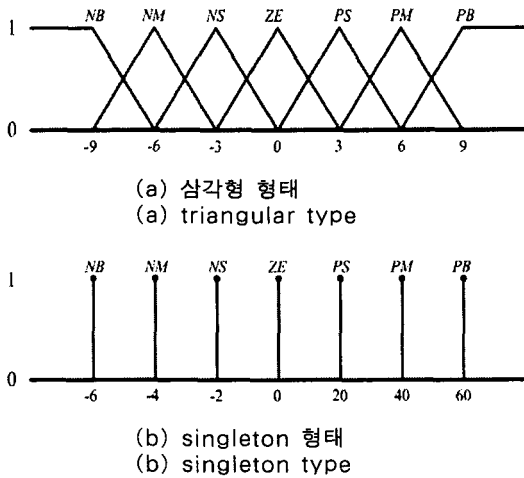


그림 2. 소속 함수 (a) FLC의 오차와 변화오차와 관련된 입력 소속 함수 (b) FLC의 출력 소속 함수
 Fig. 2. Membership functions (a) is the input membership function with respect to error and change error of FLC, respectively (b) is the output membership function of FLC

2.3 제어규칙의 유도

퍼지제어의 제어규칙은 전문가의 경험이나 지식에 의하여 얻어진다. 퍼지규칙은 다음과 같다.

$$R_i: iF \Delta\omega_r \text{ is } A_i \text{ and } \Delta e \text{ is } B_i, \text{ THEN } i e_{qs}^* \text{ is } C_i$$

위 식으로부터, A와 B는 부분집합이고 C_i는 퍼지 singleton이다. 퍼지제어기의 제어 규칙은 다음과

같은 기준으로 설계한다.

- 1) 전동기의 속도가 지령속도를 추종하지 못하면, q축 전류의 변화량은 속도가 지령속도를 추종하도록 큰 값이어야 한다.
- 2) 전동기의 속도가 지령속도에 근접하면 q축 전류의 변화량은 작은 값이어야 한다.
- 3) 전동기의 속도가 지령속도에 거의 일치하며, 지령속도에 빠르게 접근하면, 오버슈트를 막기 위해 q축 전류의 변화량은 기존의 값을 유지해야 한다.
- 4) 전동기의 속도가 지령에 일치하며, 일정한 값으로 유지되지 못하면, q축 전류의 변화량은 작은 값이어야 한다.
- 5) 전동기의 속도가 지령에 일치하며, 일정한 값으로 유지되면, q축 전류의 값은 변하지 않는다.
- 6) 전동기의 속도가 지령속도보다 크면, q축 전류의 변화량의 부호는 음수가 되어야 한다.

입력의 언어적 변수는 퍼지 추론과 규칙을 통해서 출력 가중치 변수로 변환되어 진다. 각 규칙의 추론 결과는 가중치 성분과 토크발생 전류로 구성된다.

표 1. 속도제어기의 소속 함수
 Table 1. Fuzzy-Rule-Based Matrix in the speed controller

$\Delta i_{qs}^{e*}(n)$		$\Delta\omega_r(n)$						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\Delta e(n)$	NB	-60	-60	-60	-60	-40	-20	0
	NM	-60	-60	-60	-40	-20	0	20
	NS	-60	-60	-40	-20	0	20	40
	ZE	-60	-40	-20	0	20	40	60
	PS	-40	-20	0	20	40	60	60
	PM	-20	0	20	40	60	60	60
	PB	0	20	40	60	60	60	60

예를 들면 만약 $\Delta\omega_r$ 이 35[rad/sec] 이고 Δe 은 12[rad/sec²]라고 가정하면, $\Delta\omega_r$ 은 PS에 속하고, PM과 Δe 은 ZE, PS에 속한다. 그러므로 다음의 4가지 규칙을 만들 수 있다.

- 1) IF $\Delta\omega_r$ is PS and Δe is ZE, THEN Δi_{qs}^e is 20[A].

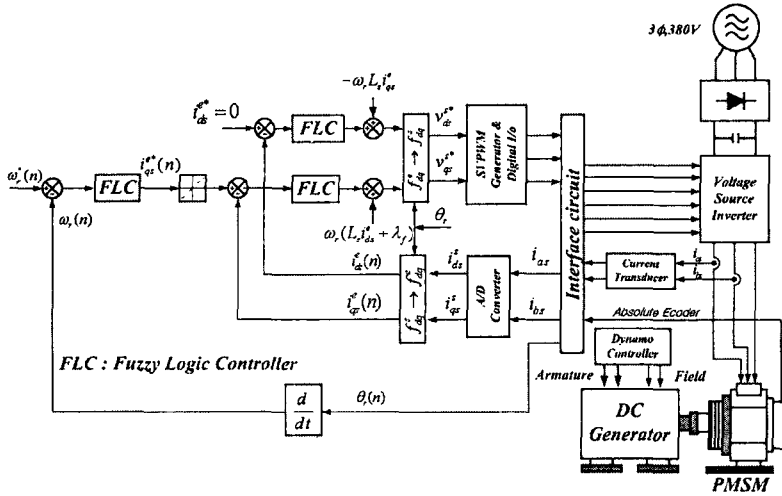


그림 3. FLC 이용한 PMSM의 제어블럭도
Fig. 3. Control block diagram of PMSM using FLC

- 2) IF $\Delta\omega_r$ is PS and Δe is PS, THEN Δi_{qs}^e is 40[A].
- 3) IF $\Delta\omega_r$ is PM and Δe is ZE, THEN Δi_{qs}^e is 40[A].
- 4) IF $\Delta\omega_r$ is PM and Δe is PS, THEN Δi_{qs}^e is 60[A].

$$\Delta i_{qs}^e = -\frac{\sum_{i=1}^4 \omega_i C_i}{\sum_{i=1}^4 \omega_i} \quad (6)$$

(6)에 따라서

$$\Delta i_{qs}^e = \frac{200 \times 0.4 + 40 \times 0.166 + 60 \times 0.166}{0.4 + 0.6 + 0.166 + 0.166} = 36.486[A]$$

그리고 최소값 연산자를 이용해서 가중치를 식(4)로 얻을 수 있다.

$$\omega_i = \min \mu_e \{ (\Delta\omega_r), \mu_{ce}(\Delta e) \} \quad (4)$$

마지막으로 다음 식 (5)로 추론결과를 얻을 수 있다.

$$Z_i = \omega_i C_i \quad (5)$$

2.4 비퍼지화

퍼지 추론한 결과를 제어기에 입력하기 위해서는 보통집합(Crisp set)값으로 변환해야 한다. 삼각형의 무게 중심법을 사용하여 표 1에 있는 49개의 제어규칙에 의한 비퍼지화된 추론 결과를 식 (6)으로 구한다[11].

또한 샘플링 시점에서 토크 발생 전류는 식 (7)로 표현된다.

$$i_{qs}^{e*}(n) = i_{qs}^{e*}(n-1) + \eta \cdot \Delta i_{qs}^{e*}(n) \quad (7)$$

3. 퍼지논리 제어기를 이용한 드라이브 시스템

제안된 방법은 실험에 의해서 검증되었으며, 실험은 13.3[kW]의 시험대상 모터와 부하를 인가하기 위하여 16.8[kW]의 DC모터를 사용하였다. 그림 3은 벡터제어 시스템에서의 FLC를 사용한 PMSM의 제어블럭도를 보여준다. 이 시스템은 두 개의 제어루프를 가진다. 첫째는 속도 제어기이고, 둘째는 전류 제어기이다. 속도 제어기의 퍼지 추론은 속도에러를

영구자석 동기 모터를 위한 플 퍼지 로직 기반 벡터제어

가지고 토크 지령을 생성하고, 전류제어기의 퍼지 추론은 전동기에 인가할 전압 지령을 생성한다.

3.1 시뮬레이션

제안한 퍼지제어기를 이용한 구동시스템의 성능을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 통하여 PI제어기를 적용한 시스템과 성능을 비교하였다.

시뮬레이션은 PSIM6.0을 사용하였으며, 디지털로 구현되는 실제 시스템과 동일한 특성을 얻기 위하여 C언어로 프로그램 할 수 있는 DLL블록을 사용하여 시뮬레이션하였다.

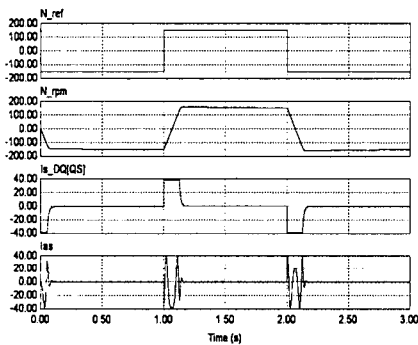
속도 응답은 PI와 FL제어기에 대해서 정·역의 스

텝속도 지령을 이용하여 비교하였다. 부하응답 특성은 임의의 시간에 부하를 인가하고, 임의의 시간에 부하를 제거 하였을 경우의 속도응답 특성을 확인하였다.

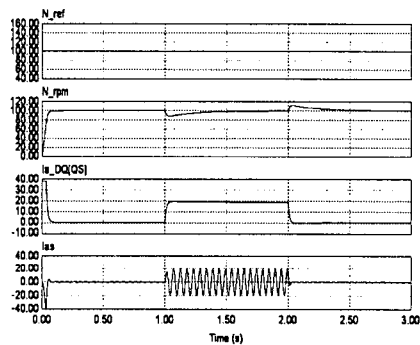
그림 4와 5는 PI제어기와 FLC를 기본으로 한 운전 시스템의 속도 및 부하 응답특성의 시뮬레이션결과를 보여준다.

무부하 상태에서 정·역운전인 경우 FL과 PI제어기가 좋은 성능을 가지고 있다. 그러나 부하응답인 경우에는 PI제어기는 부하인가시점에서 정상상태에 도달하는데 약 0.5[sec]의 시간이 소요되었으며, 10[rpm]정도의 정상상태 오차가 발생하였다.

그러나 퍼지제어기의 경우 PI제어기와 달리 부하



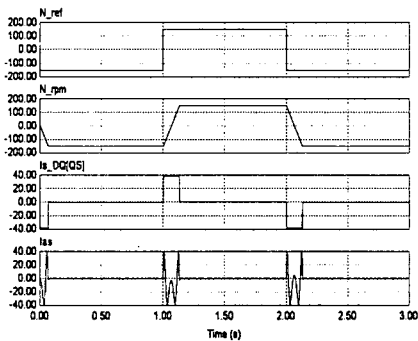
(a) 속도 정역 응답 특성
(-150(rpm) → +150(rpm) → -150(rpm))



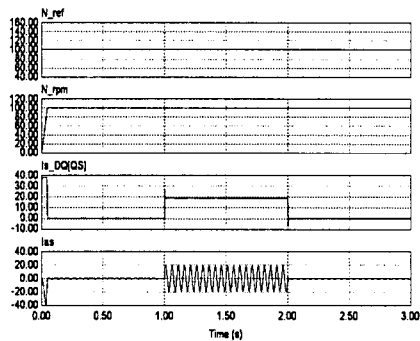
(b) 부하 응답 특성
(속도지령 : 100(rpm), 부하 : 330(Nm))

그림 4. PI 제어기의 속도 및 부하응답특성

Fig. 4. Speed and Load response characteristics of PI controller



(a) 속도 정역 응답 특성
(-150(rpm) → +150(rpm) → -150(rpm))



(b) 부하 응답 특성
(속도지령 : 100(rpm), Load : 330(Nm))

그림 5. 퍼지제어기의 속도 및 부하응답특성

Fig. 5. Speed and Load response characteristics of Fuzzy controller

인가 및 제거시점에서 속도 오차가 거의 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

3.2 실험결과

실험을 통하여 본 논문에서 제안한 퍼지제어기의 우수성을 PI제어기와 비교 검증하였으며, 그림 6과 7은 PI제어기와 퍼지제어기의 속도 및 부하응답 특성을 보여준다.

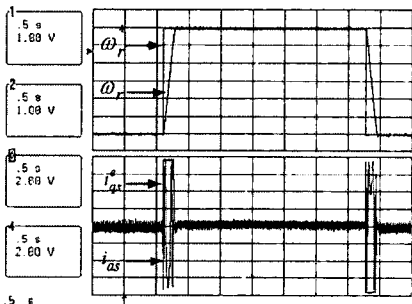
그림 6의 (a)는 속도기준이 -150[rpm]에서 150[rpm]으로 다시 -150[rpm]으로 변화할 때의 응답특성을 보여준다. 이 결과는 정상상태에 도달하는데 200[ms] 소요된다. 과도상태에서 PMSM는 최고토크를 출력한다. 그림 6 (b)는 임의의 시간 동안에 100[rpm]와 330[Nm](정격 토크의 50%)로 공급되어질 때, PMSM의 속도 응답특성을 보여준다. 실험 결과에서 알 수 있듯이 부하 인가 시점 및 제거 시점에서 PI제어기는 속도 에러가 발생함을 알 수 있다.

그림 7의 (a)와 (b)는 그림 6의 (a)와 (b)와 동일한 조건이다. 그림 6(a)는 정상상태에 도달하는데 200[ms]의 시간이 걸리는 것을 보여주고 그것은 PI제어기와 같은 결과이다.

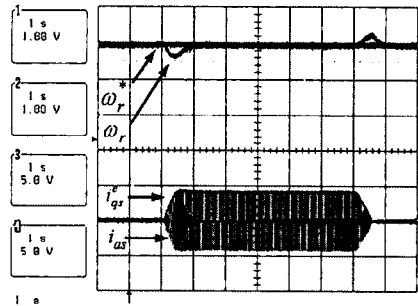
그림 7의 (a)와 (b)는 FLC를 사용한 드라이버 시스템의 속도와 부하 응답에 관한 실험 결과를 보여준다.

그림 7 (b)에서는 PI제어기와 다르게 속도오차가

그림 7 (b)에서는 PI제어기와 다르게 속도오차가



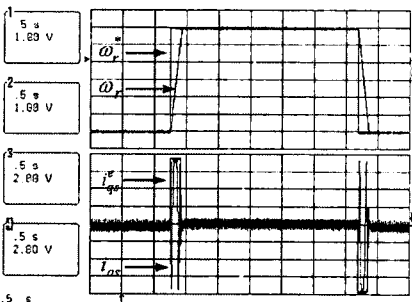
(a) 속도 정역 응답 특성
(-150[rpm] → +150[rpm] → -150[rpm])
(속도: 1[V]→50[rpm], 전류: 1[V]→5[A])



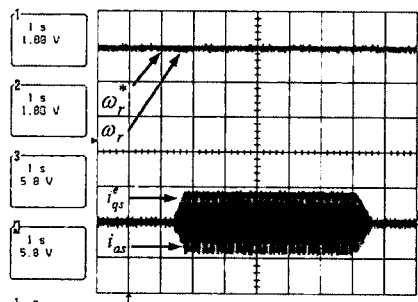
(b) 부하 응답 특성
(속도지령: 100[rpm], 부하: 330[Nm])
(속도: 1[V]→20[rpm], 전류: 1[V]→5[A])

그림 6. 속도정역과 100(rpm)에서 부하변동에서의 PI제어기의 속도 응답 특성

Fig. 6. Response characteristics of PI controller in respect of speed reversal and sudden load change at 100[rpm]



(a) 속도응답특성
(-150[rpm] → +150[rpm] → -150[rpm])
(속도: 1[V]→50[rpm], Current: 1[V]→5[A])



(b) 부하 응답 특성
(속도지령: 100[rpm], Load: 330[Nm])
(속도: 1[V]→20[rpm], Current: 1[V] → 5[A])

그림 7. 부하변동과 100(rpm)에서 임의의 부하변동에서의 FLC 응답특성

Fig. 7. Response characteristics of FLC in respect of speed reversal and sudden load change at 100[rpm]

없음을 알 수 있다. 그림 6 (b)와 그림 7 (b)의 비교 실험 결과는 외란(부하토크)에 대해서 더욱더 강인함을 보여준다.

4. 결 론

본 논문에서 제안한 퍼지제어기는 정확한 시스템의 파라미터를 요구하지 않기 때문에 파라미터의 영향에 민감하지 않으며, 외란(부하토크)에 대해서 강인하고, 안정한 제어성능을 보여준다.

반면에 PI제어기는 부하토크에 대해서 속도 에러를 갖기 때문에 이를 극복하기 위해서는 토크관측기 같은 제어를 추가하여야 하는 단점을 갖는다.

FLC의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션과 실험을 통해 PI제어기를 이용한 구동시스템과 비교하였다. 실험결과로부터, 제안된 FLC방법이 PI제어기보다 외란토크에 강인함을 검증하였다.

References

[1] H. Sugimoto and S. Tamai: Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics. *IEEE Trans. Industry Applications.*, Vol. IA-23, pp. 296303, Mar./Apr.1987.

[2] C. Y. Won and B. K. Bose: An induction motor servo system with improved sliding mode control, in *Proc. IEEE IECON'92*, pp. 6066.

[3] T. L. Chern and Y. C. Wu: Design of integral variable structure controller and application to electrohydraulic velocity servo systems, in *Proc. Inst. Elect. Eng.*, Vol. 138, no. 5, pp. 439444, Sept. 1991.

[4] J. C. Hung: Practical industrial control techniques, in *Proc. IEEE IECON'94*, pp. 714.

[5] I. Miki, N. Nagai, S. Nishiyama, and T. Yamada: Vector control of induction motor with fuzzy PI controller, in *IEEE IAS Annu. Rec.*, 1992, pp. 464471.

[6] Y. Tang and L. Xu: Fuzzy logic application for intelligent control of a variable speed drive, *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 9, pp. 679685, Dec. 1994.

[7] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti, and A. Testa: Fuzzy adaptive vector control of induction motor drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 12, pp. 10281039, Nov. 1997.

[8] Birral K. Bose: *Modern Power Electronics and AC Drives.*, Prentice Hall PTR, 2002.

[9] Y.M.Lee, J.K.Kang, S.K.Sul.: Acceleration Feedback Control Strategy for Improving Riding Quality of Elevator System, *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp.1375-1379, 1999. *EMBED Visio.Drawing.6-32*, Jan.1996.

[10] H.T.Nguyen, M.Sugeno, R.Tong, and R.R.Yager.: *Theoretical Aspects of Fuzzy Control.* New York:Wiley, 1995.

[11] Wing-Chi So, Chi K. Tse, Yim-Shu Lee.:Development of a Fuzzy Logic Controller for DC/DC Converters : Design, Computer Simulation, and Experimental Evaluation, *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol11, no. 1, pp.24.

◇ 저자소개 ◇

유재성 (柳在成)

1975년 9월 2일생. 2002년 서울산업대 전기공학과 졸업. 2004년 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 메카트로닉스공학과 박사과정.

유영환 (柳榮桓)

1979년 7월 20일생. 1998년 세명대 전기전자공학부 졸업. 현재 성균관대 대학원 에너지시스템공학과 석사과정.

이병국 (李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(박사). 2001~2003년 미국 Texas A&M University Postdoctoral Research Associate. 2003~2005년 한국전기연구원 전력전자그룹 선임 연구원. 2005~2006년 성균관대 정보통신공학부 연구교수. 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 조교수.

원충연 (元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시주립대학 전기공학과 방문교수. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수.