

직류전동기 드라이브 시스템의 성능개선을 위한 퍼지제어

Fuzzy Control for Performance Improvement of DC Motor Drive System

정 동 화*

Dong-Hwa Chung

(1998년 7월 30일 접수, 1999년 3월 3일 채택)

ABSTRACT

Fuzzy logic fuzzy set theory is recently getting increasing emphasis in process control applications. This paper describes application of fuzzy logic in a speed control system that uses a phase controlled bridge converter and a separately excited dc motor. The fuzzy control is used to linearize the transfer characteristics of the converter in discontinuous conduction mode occurring at light load and high speed.

The fuzzy control is then extended to the current and speed control loops replacing the conventional PI control method. The control algorithms have been developed in detail and verified by simulation of a DC motor(DM) drive system. The simulation result indicates the superiority of fuzzy control over the conventional control methods. Fuzzy logic seems to have a lot of promise in the applications of power electronics.

1. 서 론

퍼지논리는 최근에 경영관리, 경제, 의학 및 공정제어 시스템등 여러분야의 적용이 가능하게 되어 많은 호응을 얻고 있다. 퍼지이론은 30년 전에 Zadeh¹⁾에 의해 제창되었지만 그 진가가 유감없이 발휘되지 못하다가 최근 일본에서 퍼지제어를 적용하기 시작한 이후 전 세계적으로

선풍적인 호응을 얻고 있다. 퍼지논리는 부울대수 이론의 보통 논리와는 의미가 다르며 불확실 또는 부정확한 상황을 취급한다. 퍼지논리의 변수는 언어표현에 의해 특성화된 값의 집합을 가지며 특정 집합의 수치값은 0에서 1로 변화하는 소속함수에 의해 특성화된다. 퍼지이론이 부정확한 정보를 취급할지라도 양자적(quantitative)인 수학기론에 근거를 둔다. 공정제어 시스템을

* 순천대학교 공과대학 전기제어공학과

위한 퍼지제어 알고리즘은 운전자, 설계자 및 연구가의 직관과 경험에 바탕을 두고 구성한다. 퍼지제어는 플랜트의 정확한 수학적 모델이 필요하지 않으므로 미지 또는 잘 정의되지 않은 공정에 매우 적합하며 퍼지제어 알고리즘은 학습과 플랜트의 퍼지모델에 기초한 적응성에 의해 재정의 할 수 있다. 퍼지제어는 복잡한 비선형 다차원 시스템, 파라미터의 변동에 대한 시스템 또는 센서신호가 부정확한 시스템에 적용하여 매우 우수한 성능을 발휘할 수 있다. 최근에 고속응답의 서보 드라이브²⁾에 적용하여 우수한 결과를 얻은 연구가 발표되었다. 퍼지제어는 파라미터의 변동과 부하외란의 영향에 대해서 강인한 성능을 얻기 위하여 기본적으로 비선형 및 적응제어에 기초한다. 전문가 시스템 및 신경회로망과 같은 지능제어 기법과 비교하여 퍼지제어는 단지 몇가지 규칙으로 가능한 구조지식을 수치적으로 처리하는 것이 가능하다. 이에 비해 전문가 시스템은 많은 규칙으로 정의된 구조지식을 처리하고 신경회로망은 구조화 되지 않는 지식을 수치적으로 처리하며 온라인 학습 기법에 매우 중속적이다.

퍼지논리 이론이 Zadeh에 의하여 개발된 이후 이 이론의 최초 적용은 Mamdani^{3,4)}에 의해 보고되었으며 동적 프로세스 제어인 스팀엔진 제어에 적용하였다. 제어문제는 엔진 감속장치 및 보일러에 공급되는 열에 의한 엔진속도와 보일러 스팀압력을 조절하는 것이다. 이런 시스템은 비선형으로 노이즈에 영향이 크며 강력한 결합 및 수학적인 모델이 없으므로 퍼지제어를 이용하여 운전자의 경험을 바탕으로 설계되어야 한다. 이와 같은 시기에 Kickert⁵⁾는 실험적인 warm water plant를 위한 퍼지제어 성능을 시험하였다. 성공적인 퍼지제어의 적용이 종래의 PID 제어 대신에 우수한 성능으로 나타난 연구가 많은 문헌에서 보고되었다⁶⁻⁸⁾. 전력전자에서 퍼지논리 적용이 상대적으로 새로워지고 있으며 Da Silva⁶⁾는 4상한 전력 컨버터에 퍼지적응 제어기를 처음으로 개발하여 적용하였고 Li⁷⁾는 마이크로프로세서에 의한 서보전동기 제어기에 퍼지제어 시스템을 적용하여 성능이 종래의 PID 및 MRAC(model reference adaptive control)와

비교하여 우수함을 입증하였다. Sousa⁸⁾는 위상 제어 컨버터에 의해 구동되는 직류전동기 드라이브에 퍼지논리를 적용하여 관성변동 및 부하토크 외란에 대해 강인한 응답성능을 입증하였다. 퍼지논리에 대한 IM(induction motor)의 효율 최적제어도 제시되었다⁹⁾. 퍼지 제어기는 최대의 자속여자에 대한 온라인 추적으로 동작하며 이는 빠른 수렴을 하기 위하여 여자전류의 스텝크기의 적응증분과 파라미터의 변동에 대한 노이즈 환경에서도 동작이 가능하다. 또한, 퍼지논리 원리는 모델링과 추종에 적용이 가능하며 예를 들어 발효 프로세서는 합리적으로 양호한 수학적 모델링으로 서술하기가 어렵지만 동작특성은 퍼지규칙의 집합에 의해 서술할 수 있다. 이러한 퍼지논리 모델은 수학적 모델에 의한 종래 제어와 같은 방법으로 우수한 성능의 퍼지제어 결과를 얻을 수 있으며 국내에서도 활발하게 연구가 되고 있다¹⁰⁻¹²⁾.

본 논문에서는 위상제어 컨버터로 구동되는 DC 드라이브 시스템에 퍼지제어를 적용하고 종래의 PI 제어와 성능을 비교하여 퍼지제어의 우수성을 입증하였다.

2. DM 드라이브 시스템의 PI 제어

DM 드라이브 시스템은 주로 제어의 용이성 및 고속응답 때문에 가변속이 요구되는 산업설비에 많이 사용되었다. 최근에는 AC 드라이브의 호용도가 매우 높아지고 가변속 드라이브의 시장을 점유하고 있지만 DM 드라이브는 산업 드라이브 시스템에서의 매력 때문에 의의 적용은 지속될 것이다. 본 논문에서는 타여자 DM 회로를 모델링을 하여 Fig.1과 같이 나타내고 이를 대상으로 PI 제어와 퍼지제어를 비교하기 위하여 먼저 PI 제어기에 대하여 서술한다.

Fig.1에 대한 전기 및 기계적인 방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$V = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \dots\dots\dots (1)$$

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \dots\dots\dots (2)$$

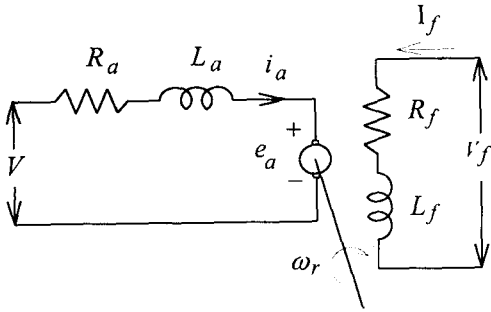


Fig. 1 Separately excited DC motor circuit

$$V_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \dots\dots\dots (3)$$

$$e_a = K_a I_f \omega_r \dots\dots\dots (4)$$

$$T_e = K_t I_a \dots\dots\dots (5)$$

식(1)~(3)을 미분방정식 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$p i_a = \frac{1}{L_a} (-R_a i_a - K_a I_f \omega_r + V) \dots\dots\dots (6)$$

$$p I_f = \frac{1}{L_f} (-R_f I_f + V_f) \dots\dots\dots (7)$$

$$p \omega_r = \frac{1}{J} (-B \omega_r + K_t I_a - T_L) \dots\dots\dots (8)$$

식(6)~(8)을 Matrix 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_a \\ I_f \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_a \omega_r}{2L_a} & \frac{K_a I_f}{2L_a} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ \frac{K_t I_f}{2J} & \frac{K_t i_a}{2J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ I_f \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ V_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} T_L \dots\dots\dots (9)$$

DM 드라이브 시스템중에서 가장 호응도가 높은 위상제어의 브리지 컨버터 드라이브를 Fig. 2에 나타내었다. Fig. 2는 고속 과도응답을 제공해주는 속도제어 모드, 내부 전류루프로 구성되고 전기자전류를 제한하며 PI 제어는 속도

와 전류루프에 사용한다. 점호각(firing angle) α 는 역현과 교차법에 의한 전류 PI 제어기 출력 V_s 로부터 얻고 컨버터의 출력전압 V_d 는 V_s 에 비례하며 이는 컨버터 시스템을 위하여 선형 전달특성을 얻는다는 것을 의미한다.

그러나 컨버터는 Fig. 3의 전압과 전류파형에서 나타낸 것과 같이 연속 또는 불연속 도통모드에서 동작한다.

중부하 토크에서 공급전압 V_d 와 역기전력 V_c 사이의 차는 도통이 연속일 경우에 매우 크다. 경부하 토크에서는 이 차는 매우 작고 도통이 불연속이 된다. 불연속 도통하에서 컨버터의 특성은 선형이 아니고 전류루프 응답은 악화된다. 이는 완만한 속도응답의 결과이며 시스템의 고성능 적용을 위하여 부적합한 영향으로 작용한다. 불연속 도통모드에서 컨버터의 전달특성을 선형화하기 위하여 제시한 여러 방법중 Ohmae가 제시한 LUT(look-up table)¹³⁾법이 매우 매력적이다. 이 방법에서 보조 보상(auxiliary compensating) $\Delta\alpha$ 각은 주 α 각과 전기자 전류 I_a 의 함수로서 발생하고 실제 점호각을 발생하기 위하여 α 에 추가한다. $\Delta\alpha$ 의 2차 관계는 각 X/R 파라미터를 위하여 미리 계산하고 마이크로컴퓨터의 구현을 위하여 LUT의 형태로 저장된다. 파라미터 X/R의 변동을 고려한다면 보상각은 매우 정확성이 필요하고 LUT 메모리는 매우 커지는 경향이 있다.

DM 드라이브 시스템은 속도를 제어하기 위하여 일반적으로 종래의 PI 제어기를 많이 사용하고 있으며 이는 PI 제어기가 갖고 있는 간편성과 안정성 때문이었다. 그러나 PI 제어기는 시스템으로부터 속도와 부하토크의 변화에 대한 양호한 응답특성을 얻을 수 없으며 이는 전동기 속도의 오버슈트(overshoot), 토크 진동 및 긴 안정시간이 관측된 결과였다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 효율적인 퍼지제어를 제시하고자 한다.

3. DM 드라이브 시스템의 퍼지제어

속도제어 시스템은 Fig. 4에 나타내었으며 전력회로는 타여자 직류전동기를 구동하는 위상제

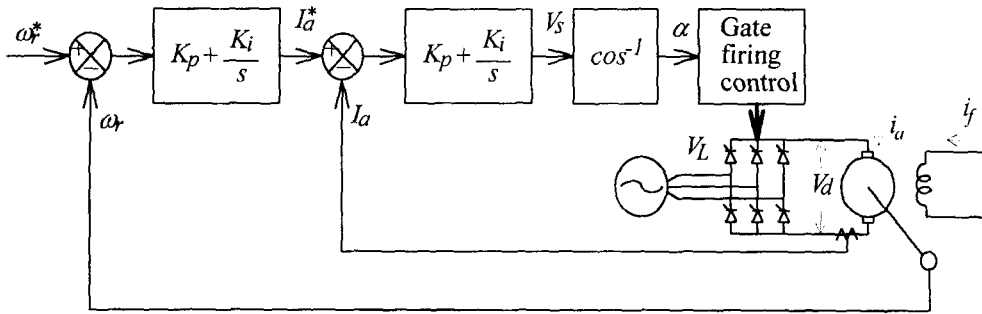


Fig. 2 Phase-controlled converter DC drive

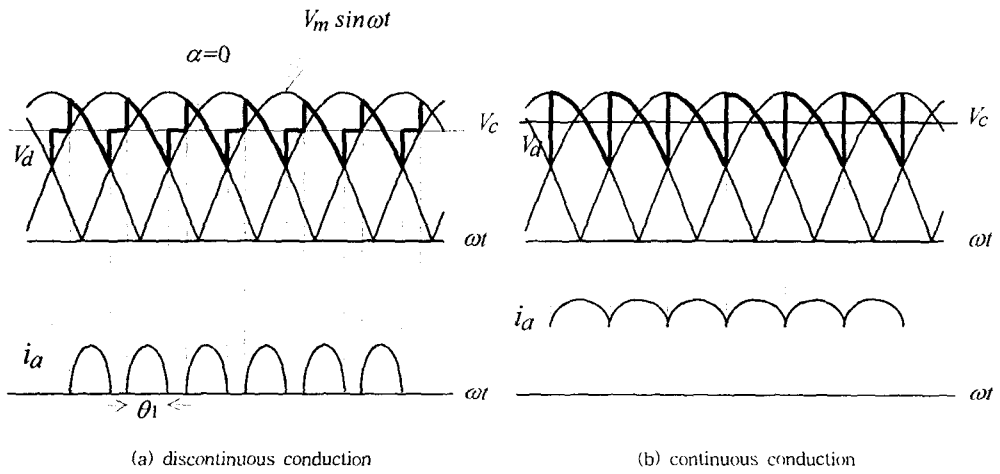


Fig. 3 Converter voltage and current waveform

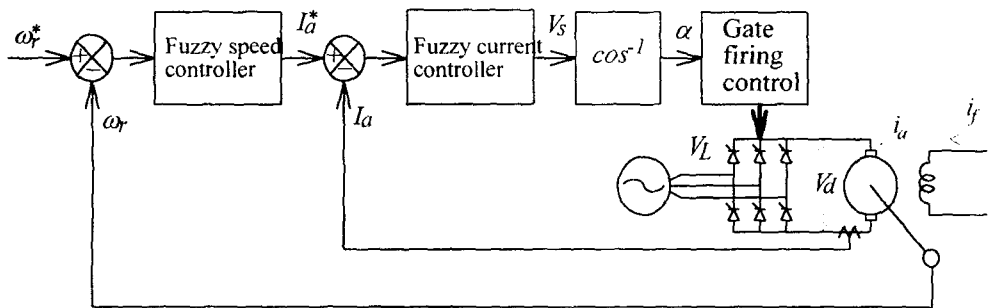


Fig. 4 Fuzzy controlled DC drive system

어 브리지 컨버터로 구성한다. 컨버터는 고정 계자여자 상태인 전동기의 구동전원으로 사용하고 퍼지 제어기는 속도제어 루프와 내부 전류제어 루프에 사용한다.

컨버터는 연속 또는 불연속 도통모드에서 동작하고 컨버터의 성능특성에 대한 완전한 수학적 해석은 두가지 동작모드에서 실행한다¹⁴⁾. 전류가 전기자로 흐를 경우 루프 방정식은 다음

과 같다.

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = V_m \sin \omega t - V_c \dots\dots\dots (10)$$

여기서 V_c 는 전동기의 역기전력, V_m 은 피크 공급 선간전압, i_a 는 순시 전기자전류, R 및 L 은 AC 전원과 연결을 포함한 전기자 회로의 저항 및 인덕턴스이다. 연속 도통모드에서 평균 전기자전류 I_a 와 컨버터의 출력전압 V_d 를 p.u 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$I_a(p.u) = \frac{I_a}{3V_m/\pi X} = \frac{X}{R} \left[\cos \alpha - \frac{\pi V_c}{3V_m} \right] \dots\dots\dots (11)$$

$$V_d(p.u) = \frac{V_d}{V_m} = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \dots\dots\dots (12)$$

여기서, X 는 전기자 리액턴스이고 α 는 컨버터의 점호각이며 피크 선간전압 V_m 은 일정하다고 고려하면 V_d 는 Fig. 4에 나타낸 것과 같이 여현과 교차기법으로 V_s 에 의해 선형적으로 제어할 수 있다. 불연속 도통모드에서 전기자 회로의 방정식은 다음과 같다.

$$I_a(pu) = \frac{I_a}{3V_m/\pi X} = \frac{X}{R} \left[\cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta_1 \right) - \frac{V_c}{V_m} \theta_1 \right] \dots\dots\dots (13)$$

$$V_d(pu) = \frac{V_d}{V_m} = \frac{3}{\pi} \left[\cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta_1 \right) - \frac{V_c}{V_m} \theta_1 \right] + \frac{V_c}{V_m} \dots\dots\dots (14)$$

$$\frac{V_c}{V_m} = \frac{\sqrt{1+(X/R)^2}}{\left[1 - \exp \left(-\frac{R}{X} \theta_1 \right) \right] \left\{ \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta_1 - \varphi \right) - \sin \left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi \right) \exp \left(-\frac{R\theta_1}{X} \right) \right\}} \dots\dots\dots (15)$$

여기서, θ_1 은 전류펄스($0 < \theta_1 < \pi/3$)의 도통각(conduction angle)이며 이는 Fig. 3(a)의 $\theta_1 =$

$\tan^{-1}(X/R)$ 에서 나타낸 것과 같다. 고정된 X/R 파라미터에 대한 식(11)~(15)의 관계를 각각의 α 에 대해 도시하면 Fig. 5와 같고, 그림에서 점 B를 포함하는 점선은 연속과 불연속 도통모드 사이의 경계를 나타낸다. 예를들면 $\alpha = 80^\circ$ 인 경우 점 A에서 도통은 연속적이다. 전동기 역기전력이 증가할 경우 I_a 는 감소하여 점 B에 도달할 때까지 즉, 도통이 불연속이 될 때까지 V_d 는 일정하게 유지한다.

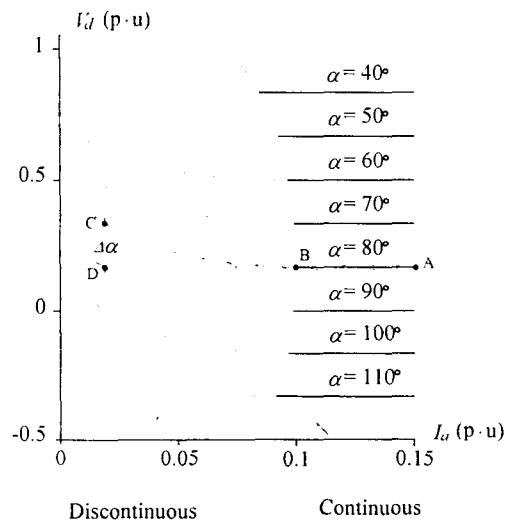


Fig. 5 Theoretical $V_d(p.u)-I_a(p.u)$ phase plot

역기전력을 더욱 증가시키면 $I_a(p.u) \approx 0$ 인 점에 도달할 때까지 V_d 는 증가할 것이다. 비선형 $V_d(p.u)$ 와 $I_a(p.u)$ 관계는 전류제어 루프의 이득 특성에 매우 크게 영향을 받는다. 루프이득이 연속 도통모드에서 최적이 되면 불연속 도통모드에서는 이득이 저하하여 루프응답을 악화시킨다. 반면에 이득이 불연속 도통모드에서 최적이 된다면 루프는 연속모드에서 불안정하게 된다. 이러한 문제는 피지 보상을 통하여 해결할 수 있다. 예를 들면, Fig. 5의 동작점 C에서 적절한 $\Delta\alpha$ 각이 $\alpha_0 = 80^\circ$ 에서 추가될 경우에는 보상 V_d 는 연속 도통모드의 수직 연장선에 놓여 있는 점 D로 이동한다. 따라서 컨버터의 이득은 연속 도통모드와 같게 되고 전류제어기의 적절한 동작을 통해 문제점을 해결할 수 있다.

4. 속도와 전류 루프의 퍼지제어기 설계

퍼지논리 제어는 종래의 PI 제어기를 대체하여 속도와 전류루프에 적용할 수 있으며 파라미터 변동과 부하외란의 영향에 대해서 강인성 제어를 할 수 있다. 퍼지제어는 최소 오버슈트로서 고속 과도응답의 조건을 만족할 수 있다. 선정된 퍼지 제어기의 구조는 두개의 입력 변수인 오차(E)와 오차의 변화(CE), 하나의 출력변수인 제어설정에서의 변화(ΔU)를 처리한다. 이 제어기는 효과적인 이득 K_p 와 K_i 가 입력상태(E, CE)에 의존하게 되는 종래의 PI 제어기의 일반화된 형태로 나타낼 수 있다. 퍼지 규칙베이스에서 고려한 입력변수는 다음과 같이 정의한다.

$$E(k) = R(k) - C(k)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1)$$

여기서, $R(k)$ 는 기준신호, $C(k)$ 는 출력신호이고 k 는 샘플링 구간이다. 제어방법은 다음과 같은 형태의 규칙에 의해 언어적으로 나타낸다.

IF $E(k)$ is X AND $CE(k)$ is Y THEN $\Delta U(k)$ is Z

여기서, $\Delta U(k)$ 는 제어설정에서의 변화이며 X, Y 및 Z는 E, CE 및 ΔU 의 전체집합의 모든 요소에서 정의된 퍼지집합이다. 이 변수는 다음과 같이 $p \cdot u$ 양으로 표현할 수 있다.

$$e(p \cdot u) = E(k) / GE$$

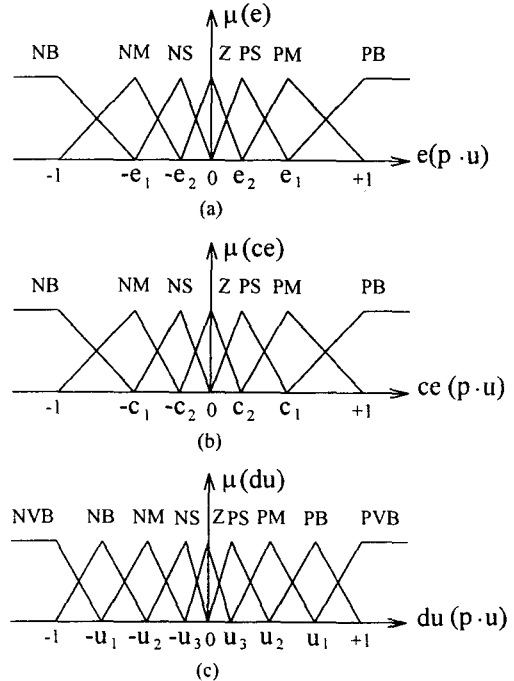
$$ce(p \cdot u) = CE(k) / GCE$$

$$\delta u(p \cdot u) = \Delta U(k) / GU$$

여기서 GE, GCE 및 GU는 각 제어기의 이득계수이다. 이득계수는 속도와 전압 제어루프에 대해 서로 다르며 $p \cdot u$ 값으로 변수의 표현은 제어기의 설계 및 동조에 유연성을 갖게 한다. Fig. 6은 $e(p \cdot u)$, $ce(p \cdot u)$ 및 $\delta u(p \cdot u)$ 변수의 소속 함수를 나타낸다.

각 변수에 대한 퍼지집합은 영점근방에 많은 군을 형성한 비대칭 형태를 가지며 이는 집합수를 증가하지 않고 정상상태 동작점 근방에서 정밀한 제어를 할 수 있음을 나타낸다. 따라서 $\delta u(pu)$ 에 대한 세밀한 분할을 하고 정밀한 제어를 위하여 이 변수의 민감성을 고려한다. 퍼지 제어기의 설계는 시스템 모델보다 학습과 경험에 기초하여야 하며 설계초기에 고려할 사항

은 다음과 같다.



NVB: Negative Very Big PVB: Positive Very Big
 NB: Negative Big PS: Positive Small
 NM: Negative Medium PM: Positive Medium
 NS: Negative Small PB: Positive Big
 Z: Zero

Fig. 6 Membership functions of speed and current controllers; (a) Error, (b) Change in error, (c) Change on control

- 1) $e(p \cdot u)$ 와 $ce(p \cdot u)$ 가 영이면 현재의 제어설정 $U(k)$ 를 유지, 즉 $\delta u(p \cdot u) = 0$ 이다.
- 2) $e(p \cdot u)$ 가 영이 아니라면 만족할 만한 비율로 이 값에 근접하고 그런다음 현재의 제어설정 $U(k)$ 를 유지한다.
- 3) $e(p \cdot u)$ 가 커지면 제어신호 $\delta u(p \cdot u)$ 의 변화는 영이 아니고 그 값은 $e(p \cdot u)$ 와 $ce(p \cdot u)$ 신호의 크기와 부호에 의존한다.

Table 1은 전류와 속도 제어기에 대한 규칙베이스 행렬을 나타낸다.

규칙베이스를 면밀하게 살펴보면 위 2)번에서 고려한 보조대각은 Z 요소로 구성되고 $\delta u(p \cdot u)$

에 할당된 값은 보조대각으로 부터의 거리에 의존한다. 예를들면, $e=PS$ 와 $ce=NB$ 이면 시스템은 매우 빠르게 정상상태 점($e=Z$, $ce=Z$)에 접근하고 δu 는 큰 오버슈트를 방지하기 위해 NM이 된다. 반면에, $e=PS$ 이고 $ce=NS$ 이면 시스템은 요구되는 비율로 정상상태의 점으로 수렴하며 제어설정에서의 변화는 필요하지 않다. 즉 $\delta u=Z$ 가 된다. 제어방법은 규칙베이스에서의 변화에 의해 지배를 받으며 이는 제어기의 동조를 위하여 중요한 수단이다.

Table 1 Rule base for current and speed controller

cc \ c	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PVB	PVB

양호한 동조는 요구되는 제어기의 성능이 얻어질 때까지 Fig. 6에서 파라미터 $e_1, e_2, \dots, c_1, c_2, \dots, u_1, u$ 를 반복하여 얻는다. 속도제어 루프의 제어단계를 다음에 요약한다.

- 1) ω_r^* 및 ω_r 를 샘플링한다.
- 2) 오차(E)와 오차에서의 변화(CE), 이들의 p·u 값을 계산한다.

$$E(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1)$$

$$e(\text{pu}) = E(k)/GE$$

$$ce(\text{pu}) = CE(k)/GCE$$

- 3) 비교법에 의해 각 $e(\text{pu})$ 및 $ce(\text{pu})$ 를 위한 간극지수 i 및 j 를 조사한다.
- 4) 적절한 퍼지집합의 구성을 위하여 $e(\text{pu})$ 및 $ce(\text{pu})$ 의 소속정도를 계산한다.
- 5) Table 1에서 4개의 명확한 규칙을 조사하고 MIN 연산자를 사용하여 소속정도 μ_M 를 계산한다.^{3,4)}
- 6) Table 1로부터 각 규칙에 대한 δu_i 를 다시 찾는다.
- 7) 크기 비퍼지화법에 의해 $\delta u(\text{pu})$ 의 결과적인

보통값을 계산한다.

- 8) 다음의 제어신호를 계산한다.

$$U(k) = U(k-1) + GU^* \delta u(\text{pu})$$

전류루프의 제어는 이득인자 GE, GCE 및 GU만 다르고 나머지는 속도제어 루프와 같다.

5. 시뮬레이션 결과

Table 2는 드라이브 시스템의 파라미터며 드라이브의 속도와 전류루프는 퍼지제어와 PI 제어로 구성한다.

Table 2 Parameter of DC drive system

DC Motor		
10V	2.5hp	1800rpm
$R_a = 0.5\Omega$	$L_a = 8\text{mH}$	
$J = 0.0465\text{Kg}\cdot\text{m}^2$	$B = 0.004\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{sec}\cdot\text{rad}$	
$K_t = 0.55\text{V}\cdot\text{sec}\cdot\text{rad}$		
$I_a = 20\text{A}$ (rated value)	$V_L = 90\text{V}$ (line voltage from transformer)	
$T_L = K_t \cdot \omega_r$ (load torque)	$K_t = 2.78 \times 10^{-4}\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{sec}^2\cdot\text{rad}$	

Fig. 7은 Fig. 2의 위상제어 컨버터로 제어되는 DC 드라이브에 대한 응답특성을 나타내며, 지령속도를 100 rad/sec를 인가하고 1.5 sec후에 부하토크를 10 N·m로 추가했을 경우에 나타나는 PI 제어 시스템의 응답이다. Fig. 7에서 (a) 지령속도와 실제속도 (b) 지령전류 (c) 실제전류 (d) 컨버터 출력전압 (e) 발생토크와 부하토크를 나타낸다.

Fig. 8은 Fig. 7과 같은 조건하에서 퍼지제어 시스템의 응답을 나타낸다. Fig. 7과 8에서 실제속도와 전류는 지령속도와 전류에 매우 양호하게 추종되고 있음을 알 수 있다. 퍼지제어기에서 속도의 스텝변동이나 정상상태의 속도로 운전중 갑자기 부하토크가 변화할 경우에 속도변동이 거의 나타나지 않고 지령속도를 양호하게 추종하고 있다. 퍼지제어기에서 속도변동이 거의 없는 경우에 전류는 매우 빠르게 변동하여 지령전류에 추종해야 하므로 퍼지제어기의 비선형 I/O 능력이 허용된다. 따라서 전류의 과도상태의 파형이 약간 증가하는 형태로 나타나지만 실제전류는 지령전류에 매우 빠르게 추종하고 있다.

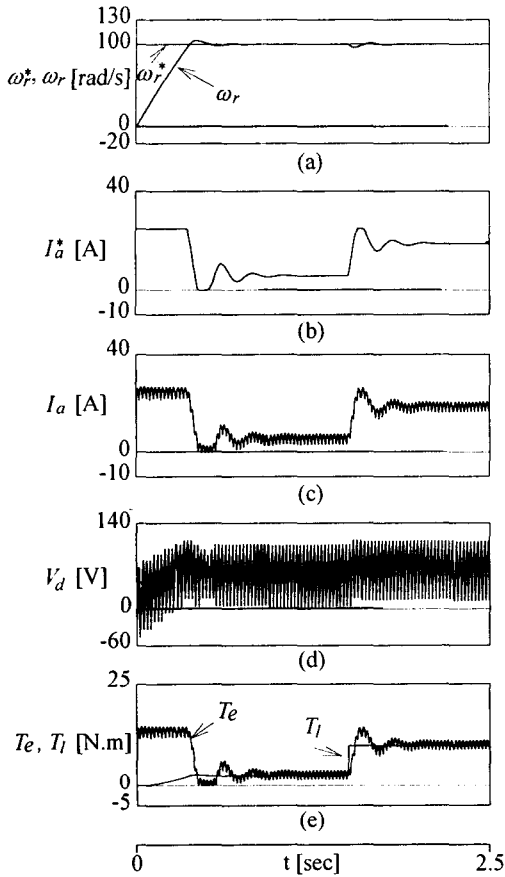


Fig. 7 Response of PI control system with step of command speed and load torque

Fig. 9는 전동기를 지령속도 100 rad/s로 기동시킬 경우에 전류와 토크의 응답특성을 비교하기 위하여 PI 제어와 퍼지제어의 특성파형을 나타낸다. 그림(a)는 PI 제어의 지령전류와 실제전류이며 그림(b)는 퍼지제어의 지령전류와 실제전류를 나타낸다. 그림(a)와 (b)에서 실제전류는 지령전류에 양호하게 추종되고 있다. PI 제어에서는 전류가 25A로 상승한 후에 1.0s가 지난 후에도 과도상태가 계속되고 있는 반면, 퍼지제어에서는 전류가 25A로 상승한 후에 0.566s에서 정상상태로 추종하고 있다. 그림(c)는 PI 제어의 부하토크와 발생토크이며 그림(d)는 퍼지제어의 부하토크와 발생토크를 나타낸다. 그림(c)와 (d)에서 발생토크는 부하토크에 양호하게 추종되고

있다. PI 제어에서는 발생토크가 14N·m로 상승한 후에 1.0s가 지난 후에도 과도상태가 계속되고 있는 반면, 퍼지제어에서는 발생토크가 14N·m로 상승한 후에 0.566s에서 정상상태로 추종하고 있다. 따라서 퍼지제어에서 전류와 토크는 PI 제어에 비해 매우 빠르게 정상상태로 추종하고 있음을 알 수 있다.

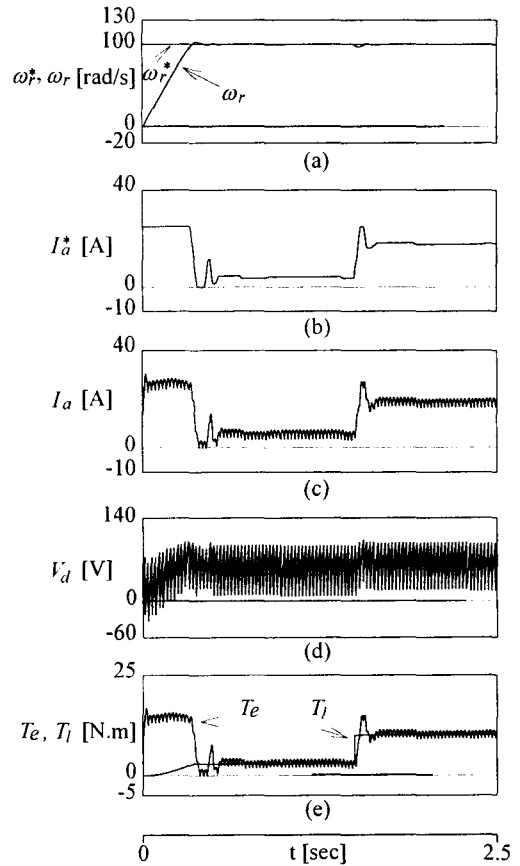


Fig. 8 Response of fuzzy control system with step of command speed and load torque

Fig. 10은 속도 100 rad/s로 정상상태 운전중 갑자기 부하토크를 10N·m로 추가할 경우에 나타나는 전류와 토크의 응답특성을 PI 제어 및 퍼지제어의 특성파형을 나타낸다. 그림(a)는 PI 제어의 지령전류와 실제전류이며 그림(b)는 퍼지제어의 지령전류와 실제전류를 나타낸다. 그

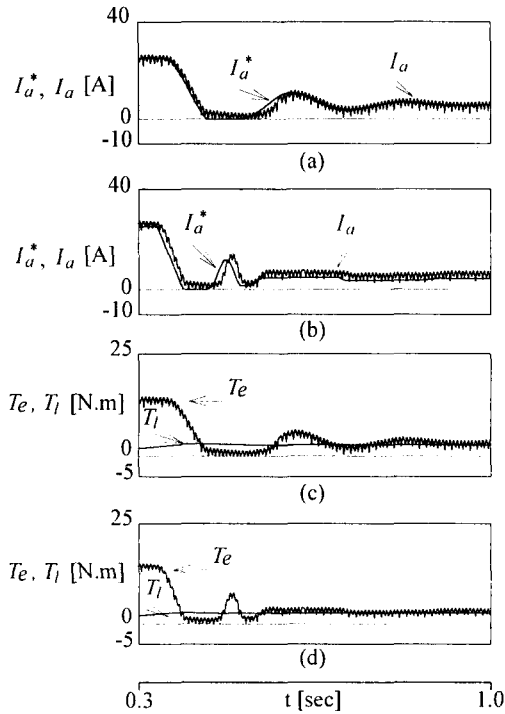


Fig. 9 The comparison of system response during startup

림(a)와 (b)에서 실제전류는 지령전류에 양호하게 추종되고 있다. PI 제어에서는 전류 5A로 정상상태로 운전하고 있는 동안 1.5s에서 부하토크를 10N·m로 추가할 경우에 전류는 25A로 증가하여 2.1s가 경과한 후에도 과도상태가 계속되고 있다. 반면에, 퍼지제어에서는 1.688s에서 전류가 정상상태로 추종하고 있으며 결과적으로 퍼지제어가 PI 제어에 비해 매우 빠르게 추종하고 있음을 알 수 있다. 그림(c)는 PI 제어의 부하토크와 발생토크이며 그림(d)는 퍼지제어의 부하토크와 발생토크를 나타낸다. 그림(c)와 (d)에서 발생토크는 부하토크에 양호하게 추종되고 있다. PI 제어에서는 토크 3N·m로 정상상태로 운전하고 있는 동안 1.5s에서 부하토크를 10N·m로 추가할 경우에 토크는 15N·m로 증가하여 2.1s가 경과한 후에도 과도상태가 계속되고 있다. 반면에, 퍼지제어에서는 1.688s에서 토크가 정상상태로 추종하고 있으며 결과적으로 퍼지제

어가 PI 제어에 비해 매우 빠르게 추종하고 있음을 알 수 있다.

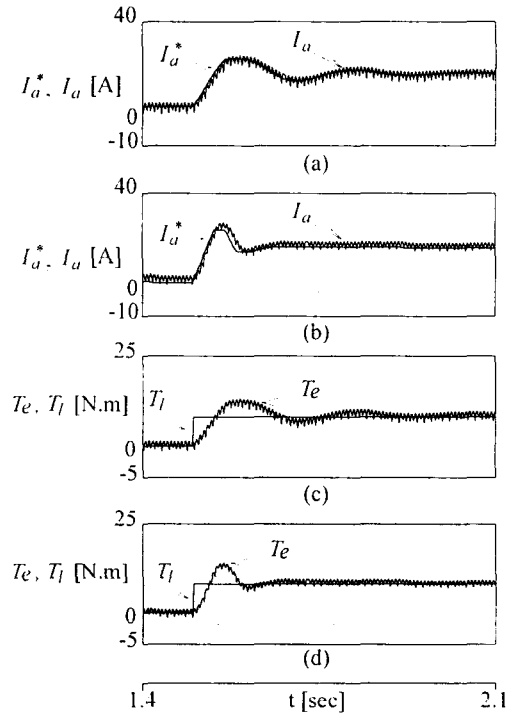


Fig. 10 The comparison of system response with step change of load torque

Fig. 11은 속도 80 rad/s로 정상상태 운전중 갑자기 100 rad/s로 스텝증가시켰을 경우에 나타나는 전류와 토크의 응답특성을 PI 제어 및 퍼지제어의 특성파형을 나타낸다. 그림(a)는 PI 제어의 지령전류와 실제전류이며 그림(b)는 퍼지제어의 지령전류와 실제전류를 나타낸다. 그림(a)와 (b)에서 실제전류는 지령전류에 양호하게 추종되고 있다. PI 제어에서는 1.5s에서 전류 25A로 증가하여 2.3s가 경과한 후에도 과도상태가 계속되고 있다. 반면에, 퍼지제어에서는 1.830s에서 전류가 정상상태로 추종하고 있으며 결과적으로 퍼지제어가 PI 제어에 비해 매우 빠르게 추종하고 있음을 알 수 있다. 그림(c)는 PI 제어의 부하토크와 발생토크이며 그림(d)는 퍼지제어의 부하토크와 발생토크를 나타낸다. 그

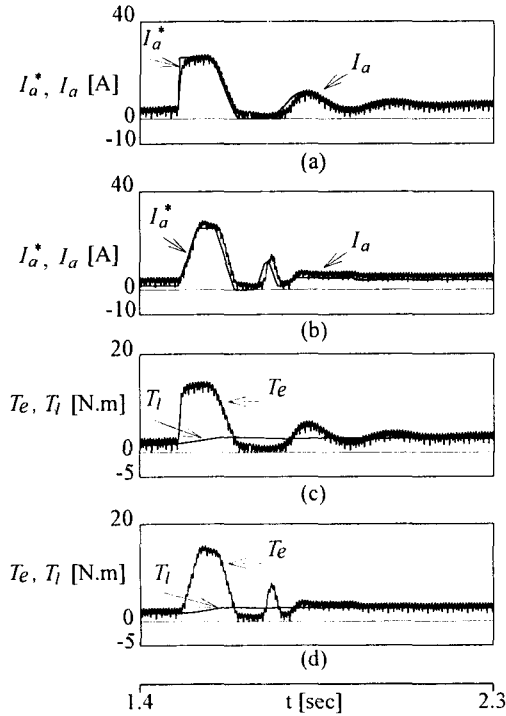


Fig. 11 The comparison of system response with step change of command speed

림(c)와 (d)에서 발생토크는 부하토크에 양호하게 추종되고 있다. PI 제어에서는 토크 15N·m로 증가하여 2.3s가 경과한 후에도 과도상태가 계속되고 있다. 반면에, 퍼지제어에서는 1.830s에서 토크가 정상상태로 추종하고 있으며 결과적으로 퍼지제어가 PI 제어에 비해 매우 빠르게 추종하고 있음을 알 수 있다.

Fig. 12는 속도 100 rad/s로 정상상태의 운전을 하고 있는 퍼지제어 시스템에서 전류, 토크 및 출력전압의 파형을 나타낸다. 그림(a)는 지령전류와 실제전류를 나타내고 실제전류는 지령전류에 양호하게 추종하고 있으며 연속적 전류 도통모드에서 운전하고 있다. 그림(b)는 부하토크와 발생토크를 나타내고 발생토크는 부하토크에 양호하게 추종하고 있으며 그림(c)는 컨버터의 출력전압을 나타낸다.

따라서, 본 연구에서 퍼지논리는 드라이브 시스템의 전류와 속도 제어기의 설계에서 사용하

였다. 종래의 PI 제어 시스템과 비교하여 퍼지 제어에서는 속도, 전류 및 토크등이 고속 추종의 응답특성을 확인할 수 있었다.

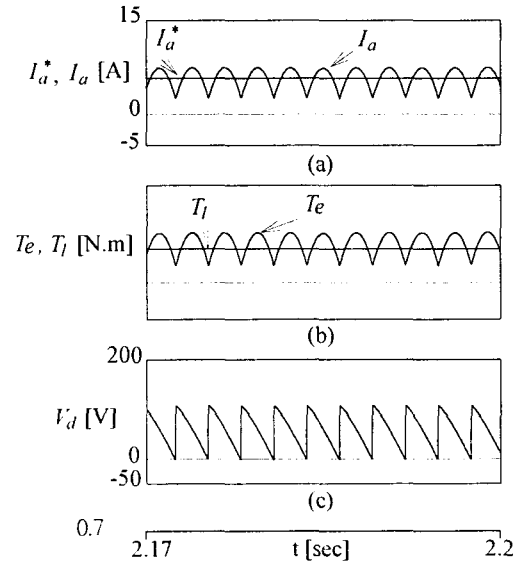


Fig. 12 The response wave of steady state with speed 100 rad/s

6. 결 론

본 논문은 위상제어 컨버터로 구동되는 DM 드라이브 시스템에 퍼지논리 제어의 적용이 고속 응답특성을 얻을 수 있음을 입증하였다. 퍼지논리는 거대한 메모리가 요구되었던 종래의 LUT법보다 간단하고 불연속 도통에서 전달특성을 선형화하여 사용하였다. 퍼지논리는 드라이브 시스템의 전류와 속도 제어기의 설계에서 사용하였고 종래의 PI 제어 시스템과 비교하여 퍼지제어의 빠른 추종 응답특성을 얻을 수 있었으며 구체적인 결과는 다음과 같다.

- 1) 속도와 전류루프에 퍼지제어를 적용하여 부하외란에도 강인성 제어를 할 수 있었다.
- 2) 퍼지제어에서는 전동시퀀 경우에도 속도, 전류 및 토크의 응답특성이 PI 제어보다 고속으로 추종하는 결과를 얻었다.
- 3) 퍼지제어에서는 부하토크를 스텝으로 변화할

- 경우에도 속도, 전류 및 토크의 응답특성이 PI 제어보다 빠르게 추종하는 결과를 얻었다.
- 4) 퍼지제어에서 정상상태로 운전중 갑자기 속도를 증가시킬 경우에도 속도, 전류 및 토크의 응답특성이 PI 제어보다 고속으로 추종하는 결과를 얻었다.
 - 5) 정상상태의 운전중 전류, 토크 및 출력전압의 파형이 양호하게 나타남을 알 수 있었다.
- 앞으로 퍼지제어를 AC 드라이브 시스템에서의 적용하는 연구와 아울러 전문가 시스템 및 신경회로망의 기법을 적용하여 효용성을 입증하는 연구가 과제로 남는다.

본 연구는 한국과학재단지정, 순천대학교 자동화부품 및 소재연구 개발센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

- 1) L.A. Zadeh, "Fuzzy sets". Inform. Contr., Vol. 8, pp. 338~353, 1965.
- 2) Y.F. Li and C.C. Lau, "Development of fuzzy algorithms for servo systems", IEEE Control Syst. Mag., April, 1989.
- 3) E.H. Mamdani, "Application of fuzzy algorithm for control of a simple dynamic plant", Proc. IEE, Vol. 121, pp. 1585~1588, 1974.
- 4) E.H. Mamdani and S. Assilian, "A fuzzy logic controller for a dynamic plant", Int. J. Man-Machine Studies., Vol. 7, pp. 1~13, 1975.
- 5) W.J.M. Kickert and H.R. Van Nauta Lrmke, "Application of a fuzzy controller in a warm water plant", Automatica, Vol. 12, pp. 301~308, 1976.
- 6) L.E. Borges Da Silva, G.E. April and G.

- Oliver, "Real time fuzzy adaptive controller for an asymmertrical four quadrant power converter", IEEE IAS Annu. Meeting Conf. Rec., pp. 872~878, 1987.
- 7) Y.F. Li and C.C. Lau, "Development of fuzzy algorithms for servo systems", IEEE Control System Nagazine, April, 1989.
- 8) G.C.D. Sousa and B.K. Bose, "A fuzzy set theory based control of a phase controlled converter dc machine drive", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 854~861, 1991.
- 9) G.C.D. Sousa, B.K. Bose and J.G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive", IEEE IECON'93 Conf. Rec., pp. 1168~1174, 1993.
- 10) C.Y. Won, S.C. Kim and B.K. Bose, "Robust position control of induction motor using fuzzy logic control", in IEEE IAS'92 Conf. Rec., pp. 472~481, 1992.
- 11) J.S. Ko, J.H. Lee and M.J. Youn, "Robust position control of BLDC motor using fuzzy logic", KIEE Trans. Vol. 10, No. 10, pp. 1037~1048, 1991.
- 12) D.H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system", KIEE Trans. Vol. 17, No. 12, pp. 2171~2180, 1998.
- 13) T. Ohmae, et al., "A microprocessor controlled fast response speed regulator with dual mode current loop for DCM drives", IEEE Trans. on IA, Vol. IA-16, pp. 388~394, 1980
- 14) J.C. Read, "The calculation of rectifier and inverter performance characteristics", J.IEE, Vol. 92, pp. 495~509, 1989.