

퍼지논리를 이용한 직류전동기용 가변구조 위치제어시스템

A New Variable-Structure Position Control for DC Motor Using Fuzzy Logic

李 相 來* · 李 光 遠**
(Sang-Rae Lee · Kwang-Won Lee)

Abstract - This paper presents a new dc-motor position control approached by Variable Structure System. In order to eliminate a steady-state position error, we propose a switching function composed of position error, velocity, and current ripple. The switching function has an advantage compared to other ones. To determine the control signal voltage, we use a fuzzy logic method. The simulation results show expected performances.

Key Words : Sliding Mode(슬라이딩모드) Fuzzy VSS(퍼지가변구조)
Valiable Sturcture Control(가변구조제어) Fuzzy Logic(퍼지로직)
Switching Function(스위칭함수)

1. 序 論

서어보 운전을 위한 제어방법으로 산업현장에서 가장 많이 사용되고 있는 것은 비례-적분 (PI) 또는 비례-적분-미분(PID) 제어이다. PI, PID제어는 제어상수 값을 적절히 조정할 경우 좋은 운전특성을 얻을 수 있으나 부하나, 시스템 파라메타가 바

뀔 때마다 제어상수를 조정하여야 되는 문제가 발생하므로 정밀제어를 요구하는 경우에는, 적응제어 등 현대 제어기법을 시도하고 있다. 그러나 제어 알고리즘이 복잡하여 실제로 제어기의 실현에는 많은 문제점을 갖고 있다.

현대 제어기법을 이용한 방법 중에서 가변구조 제어는 미리 정해진 스위칭 평면상에서 시스템의 구조를 바꾸어 줌으로써 시스템의 상태가 슬라이딩 평면으로 주어지는 동특성을 갖게 하는 제어법이다.

가변구조제어는 슬라이딩 평면에서 고속 스위칭

*正 會 員 : 大田工業大 電子科 副教授
*正 會 員 : 亞洲大 工大 制御工學科 副教授 · 工博
接受日字 : 1991年 10月 21日
1 次 修 正 : 1992年 5月 8日

이 발생하여 연구초기에는 스위칭 소자들의 문제로 한동안 실현에 어려움이 있었지만 최근에는 고속스위칭 소자의 개발에 따라 다시 실현방법이 제시되고 있다. [1, 2] 그러나 고속 스위칭을 하는 경우 스위칭 소자의 손실이나 모델링시 제외되었던 고주파 동특성을 야기시킬 수 있는 문제점도 가지고 있다. 최근에는 이러한 슬라이딩 평면에서 채터링을 줄이기 위하여 제어입력에 선형항을 넣어서 제어하는 여러가지 제어기법이 소개되어 왔다.

[3, 4]

한편 디지털 입력으로 동작하면서 스위칭 주파수를 낮추는 방법으로는 슬라이딩 라인에 일정한 폭을 두어 스위칭하는 히스테리시스 방법을 들 수 있다. [5] 이와 같은 방법은 스위칭 주파수가 전동기의 전기적 시정수의 영향을 많이 받는다.

본 논문에서는 정상상태의 편차를 영으로 하기 위하여 새로운 형태의 스위칭 평면을 선정하고 퍼지논리를 도입하여, 제어기의 최종스위칭 출력으로 3가지 전압레벨(+V, 0, -V)중의 하나를 선정하는 제어 방법을 구상하였다. 이러한 구조를 사용함으로써 스위칭 평면의 일정범위내에서 가변구조의 특이인 강인성이 유지되면서 스위칭 주파수를 줄여주고 재래의 PWM 회로부분을 제거할 수 있었다. 이 방법을 직류전동기 위치제어에 적용하여 시뮬레이션 결과 좋은 특성을 얻을 수 있었다.

2. 퍼지 可變構造 制御시스템

전동기 제어에 이용하는 일반적인 가변구조 제어시스템을 그림1에 보인다.

그림1에서 전동기의 상태방정식은 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{dx}{dt} = Fx + Gu \tag{1}$$

x는 상태변수이고 u는 제어입력이다.

시스템 방정식을 구축하여 주는 슬라이딩 평면을

$$S = C^T x = 0 \tag{2}$$

으로 잡을 때 제어입력은 식(3)과 같은 형태로 구성할 수 있다.

$$u = x^* - \psi^T x \tag{3}$$

여기서 $\psi^T = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n]$ 는 가변구조 이득으로서 슬라이딩 평면에서 안정 동작조건을 만족하도록 선정된다. 이때 제어입력 u의 형태는 S의 부호에 따라 다음과 같이 된다.

$$u = \begin{cases} u^+ : S > 0 \\ u^- : S < 0 \end{cases} \tag{4}$$

식(4)의 제어입력 u^+, u^- 는 가변구조 ϕ 항이 포함되므로 제어입력은 S의 변화에 따라 고속 스위칭이 일어나는 단점을 갖고 있는 반면에 강인성을 유지할 수 있는 장점이 갖고 있다. u는 연속적인 모든 값을 가질 수 있으므로 전동기를 스위칭 중폭기로 구동하려면 그림1과 같이 PWM회로가 첨가되어야 한다.

가변구조 제어의 슬라이딩 모드 동작에서 안정조건을 유지하려면 $S \cdot dS/dt < 0$ 이어야 하는데 ψ^T 를 다르게 함으로써 가능하다. 그러나 조금 다른 방법을 생각하여 볼 수 있다. 즉, S와 dS/dt 를 항상 관찰하여 $S \cdot dS/dt < 0$ 이 유지되는 방향으로 전동기의 입력 u를 정하여 주는 것이다. 슬라이딩 모드 동작시 생기는 고속 스위칭이나 채터링을 억제할 수 있도록 스위칭 상태가 바뀔 후의 경과시간 T까지 제어변수로 하면 전동기 입력을 정하는 제어전략을 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$u = f(S, dS/dt, T) \tag{5}$$

식(5)의 u는 연속적인 모든 값을 갖을 수 있으나 제어기의 최종출력으로 스위칭 변환기를 사용하려면 u값은 변환기의 구성에 따라 몇 개 값만 가능하다. 이 문제를 해결하기 위하여 퍼지논리는 이용하기로 한다. 이렇게 구상한 퍼지 가변구조 제어계가 그림2이다.

위와 같은 퍼지 가변구조 제어기를 직류 전동기

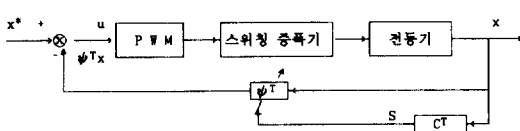


그림 1 가변구조 제어시스템의 블록도
Fig. 1 Block Diagram of VSS

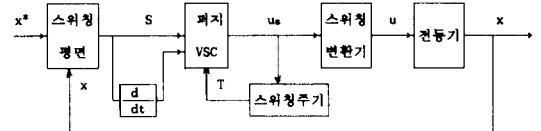


그림 2 퍼지 가변구조 시스템의 블록도
Fig. 2 Block Diagram of Fuzzy VSS

의 위치제어에 적용하기로 한다. 서보 전동기로 주로 사용되는 직류 전동기의 모델식은 다음과 같다. [12]

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L &= K_t i \\ L_a \frac{di}{dt} + R_a i + K_e \omega &= u \end{aligned} \quad (6)$$

여기서, u 는 스위칭 증폭기로 부터 전동기에 공급되는 전압으로 $u = V \cdot u_s$ 이고 V 는 전원전압이며, u_s 는 $[+1, 0, -1]$ 인 출력지령신호이다.

가변구조제어에서 슬라이딩 모드를 위한 스위칭 평면은 다음과 같이 여러형태를 생각할 수 있다 [6].

1. $S1 = c_1 e_1 + c_2 e_2 = 0$
2. $S2 = c_1 e_1 + c_2 e_2 + e_3 e_3 = 0$
3. $S3 = c_0 \int e_1 dt + c_1 e_1 + c_2 e_2 + c_3 e_3 = 0$

여기서, $e_1 = \theta^* - \theta$, $e_2 = -\omega$, $e_3 = -i$ 이고, θ^* 는 기준위치를 나타낸다.

S1을 사용하는 경우에는 슬라이딩 모드가 위치와 속도함수에 의한 평면으로 동작하므로 제어전압에 대한 응답이 기계적 시정수에 의하여 결정된다. 그러나, 스위칭주파수가 너무 작아 제어는 곤란하게 된다. 그렇지만, 정상상태의 위치 및 속도 편차가 영으로 되는 장점을 갖고 있다.

S2의 경우에는 전류편차 항을 넣으므로 제어전압에 대한 응답속도가 빠르게 되어서 원활한 제어가 가능하지만, 다음과 같은 정상상태오차가 발생하게 된다.

$$\begin{aligned} e^T(\infty) &= \left[\frac{C_3 T_L}{C_1 K_t}, 0, -\frac{T_L}{K_t} \right] \\ &= [e_1(\infty), e_2(\infty), e_3(\infty)] \end{aligned} \quad (8)$$

S3인 경우에는 정상상태의 오차는 영으로 되지만 과도상태에서는 위치적분항 때문에 오버슈트가 발생하는 문제점을 가지고 있다. 이 문제를 해결하기 위하여 문헌[6]에서는 과도상태구간에서는 슬라이딩 모드 S2를 사용하고, 어느정도 정상상태에 이를 경우에 정상상태 위치편차를 영으로 하기 위한 구조 S3를 사용하였다. 그러나 이중구조 방식은 그 구조가 복잡할 뿐아니라 이중구조를 변경하는 시각을 결정하는 일반규칙을 정하기 어렵다. 따라서 본 논문은 다음과 같은 새로운 스위칭 평면을 도입한다.

$$S_4 = c_1 e_1 + c_2 e_2 + \tilde{e}_3 \quad (9)$$

여기서, \tilde{e}_3 는 e_3 를 고역 필터링하여 고주파 성분만 얻은 값으로 이들의 Laplace변환은 $\tilde{E}_3(s) = \frac{s}{s+a} E_3(s)$ 인 관계를 갖는다.

식(6)과 식(9)로부터 다음과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d^3 e_1}{dt^3} + \left(\frac{B}{J} + \frac{K_t c_2}{J c_3} \right) \frac{d^2 e_1}{dt^2} + \frac{K_t}{J} \left(\frac{c_1}{c_3} + \frac{c_2 a}{c_3} \right) \frac{d e_1}{dt} + \frac{K_t c_1 a}{J c_3} e_1 &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

따라서, 식(10)을 사용하여 정상상태오차를 구하면 다음과 같다.

$$e^T(\infty) = \left[0, 0, -\frac{T_L}{K_t} \right] \quad (11)$$

식(9)의 세제항은 전류의 리플성분으로 부하에 관계없이 평균치는 항상 영이므로 S1 모드와 등가가 되며, 식(11)에서 구한 것과 같이 정상 위치오차가 영으로 되어서 스위칭함수 S4는 강인한 슬라이딩 특성을 얻을 수 있는 스위칭함수이다.

3. 퍼지 制御알고리즘

3.1 퍼지變數

퍼지 집합의 기본 정의식은 다음과 같다. 전체 집합 U 의 요소 x 들로 된 퍼지집합 $F(x)$ 는 소속함수(membership function)로 다음과 같이 표현된다[7].

$$\mu_{F(x)} : U \rightarrow [0, 1]$$

식(9)의 S값이 영 부근에 유지되는 것을 검사할 수 있도록 퍼지변수로서 S와 S의 시간 변화율 CS, 스위칭 경과 시간 T를 택하였다. 이들 변수와 관련된 퍼지집합은 연산의 간편을 위하여 S는 4개, CS는 3개, T는 2개로 구분하고 소속함수는 가장 간단한 삼각형 모양으로 하였다. 이것을 그림3에 보인다.

3.2 制御 알고리즘

퍼지제어를 이용하여 u 를 정하는 것을 언어적 제어규칙으로 표현하면

R_i : 만일 T가 T_i 이고 S가 S_i 이며 CS가 CS_i 이면 u 는 u_i 이다.

이것을 합성규칙으로 나타내면 다음과 같다.

$$R_i = (T_i \times S_i \times CS_i) \times u_i$$

위 제어규칙에서 전건부 조건 T_i, S_i, CS_i 는 전

체집합 T, S, CS 에 대응하는 퍼지 부집합(su-
set)들이다. 후진부 조건 u_i 는 스위칭 증폭기의 제
어입력이 되어야 하므로 본 연구에서는 퍼지 부집
합 대신 크리스프 집합으로 택하였다. 퍼지 추론
은 측정된 상태입력의 멤버십 값과 퍼지 관계의
합성 규칙에 의해 이루어진다.

$$u_i = R_i \circ (T \times S \times CS)$$

만약 n 개의 제어 규칙이 or로 결합되어 있다고
가정하면 퍼지 함의(implication)는 각 제어 규칙
의 함으로 표현되고

$$R = R_1 \cup R_2 \cup \dots \cup R_n$$

$$= \bigcup_{i=1}^n (T_i \times S_i \times CS_i) \times u_i$$

전체 추론 결과는

$$u = R \circ (T \times S \times CS)$$

으로 구해진다. 여기서 \circ 는 합성 연산자이며 본
연구에서는 연산의 간편함을 가하기 위하여
max-product 합성을 사용하였다.

따라서 i 번째 규칙의 적합도 ω_i 는 아래와 같이
사용된다.

$$\omega_i = T_i \cdot S_i \cdot CS_i$$

위와같은 방법으로 u 를 정할때 다음과 같은 제

표 1 $T=S$ 일때 제어 규칙표

Table 1 Rule Table($T=S$)

s	Cs	PB	ZO	NB
PB	+1	0	0	
PS	0	0	0	
NS	0	0	0	
NB	0	0	-1	

표 2 $T=L$ 일때 제어 규칙표

Table 2 Rule Table($T=L$)

s	Cs	PB	ZO	NB
PB	+1	+1	+1	
PS	+1	0	0	
NS	0	0	-1	
NB	-1	-1	-1	

어전략을 생각할 수 있다.

① 스위칭 라인 부근에서 스위칭 경과시간 T 가
크면 스위칭을 한다.강인성을 유지

② 스위칭이 라인 부근에서 T 가 적으면 스위칭
을 하지 않는다.스위칭 주파수를 낮춤

이러한 제어전략에 적합한 제어규칙을 만들되
디지털 출력에 적합하도록 u 의 증분 Δu 에 대한
제어규칙표를 표1, 표2와 같이 정하였다.

위의 결과를 제어대상의 입력형태로 출력하기
위해서는 하나의 수치로 변환해야 한다. 이러한
과정을 비퍼지화라 하며 본 연구에서는 무게 중심
법(Center of Gravity)을 택했다. [11]

$$\Delta u^0 = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \omega_i}{\sum_{i=1}^n \omega_i} \tag{12}$$

식(12)에서 구한 Δu^0 는 -1에서 +1사이의 모든
값이 될 수 있으므로 스위칭 증폭기에서 3가지 레
벨의 출력지령 신호로 바꾸기 위하여 다음과 같이
변환한다.

$$\Delta u = \begin{cases} +1 & 0.5 < \Delta u^0 \\ 0 & -0.5 < \Delta u^0 < 0.5 \\ -1 & \Delta u^0 < -0.5 \end{cases} \tag{13}$$

4. 시뮬레이션

본 연구에 적용한 직류 전동기 정수는 표3과 같
다.

스위칭 평면으로부터 일정범위(δ) 내에서 스위
칭이 일어나도록 식(9)의 스위칭함수를 다음과 같
이 설정하였다.

$$S4 = [C_1(\theta^* - \theta) - C_2\omega_n - \dot{i}_n] / \delta \tag{14}$$

여기서 $\hat{I}_n(s) = \frac{s}{s+a} I_n(s)$, $C_1=1$, $C_2=23.72$, a
 $=135[\text{sec}^{-1}]$

표 3 전동기 정수

Table 3 DC Motor Parameters

L_a	0.06[H]	정격전류	3[A]
R_a	8[Ω]	정격전압	120[V]
K_t, t_e	0.627[V/s/rad]	정격속도	1800[rpm]
J	$2.45 \times 10^{-3}[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$	POWER	1/4[HP]
B	$2.5 \times 10^{-3}[\text{kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}]$		

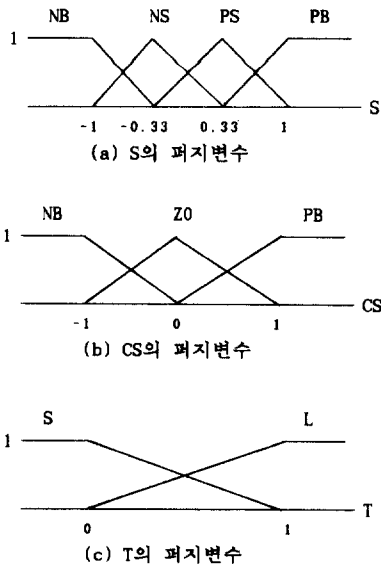


그림 3 퍼지변수
Fig. 3 Fuzzy Variables

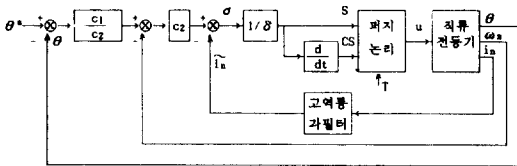


그림 4 퍼지 가변구조 위치제어시스템
Fig. 4 Fuzzy VSS Position Control System.

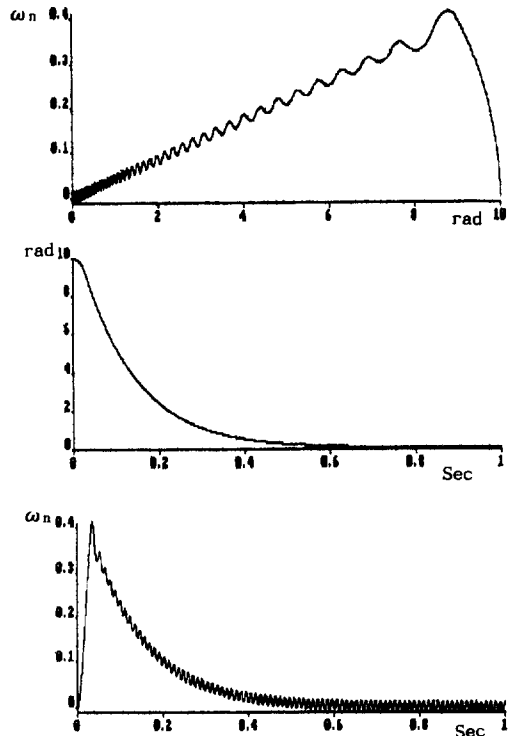


그림 5 S1함수에 의한 결과(정격부하)
(a) 위치-속도 위상도
(b) 위치편차 (c) 속도

Fig. 5 Results with S1 (Rated Load)
(a) Position-Velocity Phase Plane
(b) Position Error vs. time
(c) Velocity vs. time

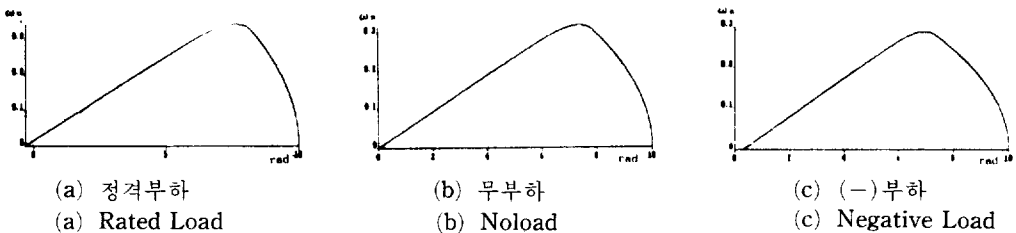


그림 6 S2의 함수에 의한 결과 (위치-속도 위상도)
Fig. 6 Results with S2 (Position-Velocity Phase Plane)

$\delta=0.1$ 이고, ω_n 은 정규화 속도, i_n 은 정규화 전류를 나타낸다. 식(14)을 사용한 제어시스템 전체를 블록도로 나타내면 그림4와 같다.

제어시스템의 성능을 비교하기 위하여 앞에서 설명한 스위칭함수 S1~S4에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다.

먼저 S1의 형태로 구성한 스위칭함수에 의한 결과를 그림5에 보인다. 스위칭함수가 위치와 속도의 함수로서 제어전압 변경에 대한 응답이 기계적 시정수로 동작하게 되므로 속도가 진동하는 것을 그림5(a, c)에서 확인할 수 있다.

S2의 형태로 구성한 스위칭함수에 의한 위치-속

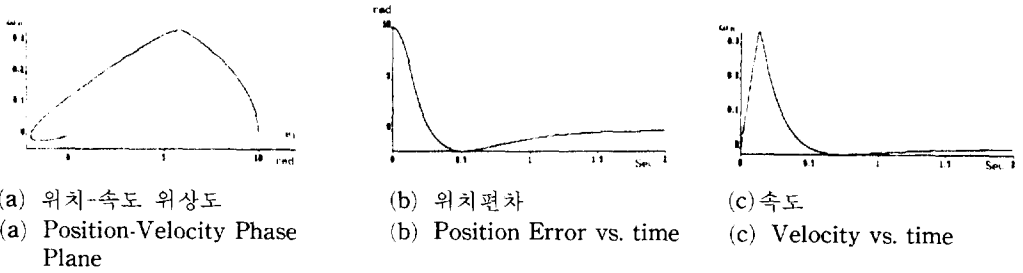


그림 7 S3의 함수에 의한 결과(정격부하)
Fig. 7 Results with S3(Rated Load)

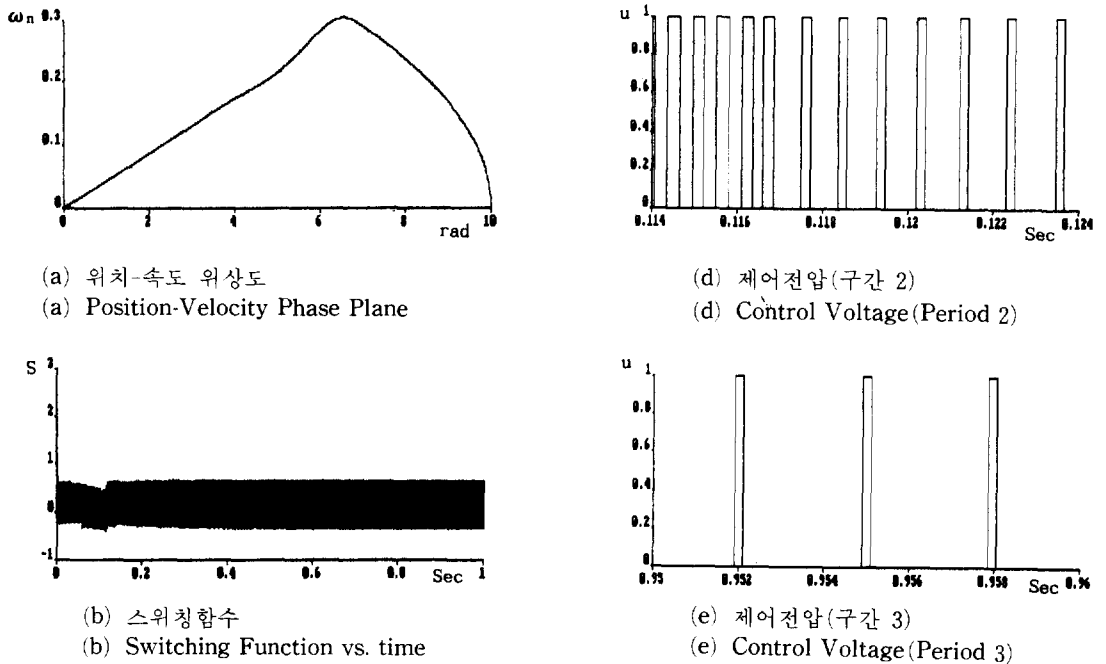


그림 8 S4함수에 의한 결과(정격부하)
Fig. 8 Results with S4(Rated Load)

도 위상도를 부하의 크기(정격부하, 무부하, (-) 부하)에 따라 그림6에 나타냈다. 그림6(b)에서 나타나듯이 무부하의 경우에는 위치 오차가 영으로

수렴하지만 부하상태에서는 그림6(a, c)에서와 같이 위치의 최종 오차가 발생하는 특성을 갖으므로서 부하보상이 반드시 필요하게 된다.

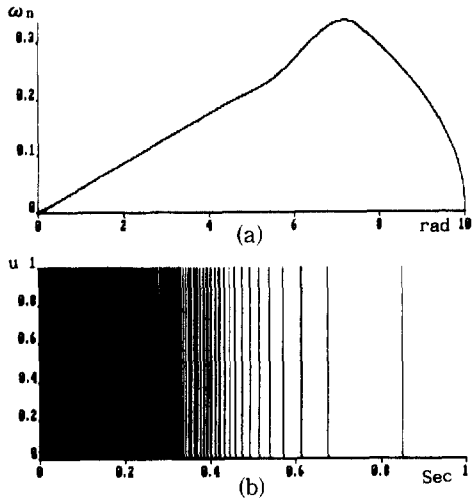


그림 9 S4 함수에 의한 결과(무부하)
 (a) 위치-속도 위상도 (b) 제어전압
Fig. 9 Results with S4(No Load)
 (a) Position-Velocity Phase Plane
 (b) Control Voltage

S3의 스위칭함수는 S2의 함수에서 위치 잔류오차를 줄이기 위한 목적으로 위치 적분항을 추가한 일반적인 방법인데 그림7에서 보여 주듯이 과도 상태에서 위치 적분항 때문에 속도 및 위치가 과도 오버슈트를 거친 후에 원점으로 수렴하게 되므로 오버슈트가 문제가 되는 시스템에서는 사용이 곤란하게 된다.

즉 이상의 방법에 의한 스위칭함수 (S1, S2, S3)는 언급한 결과와 같이 각각 문제점을 가지고 있다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서 제시한 식(9)의 스위칭함수 S4에 의한 결과를 그림 8, 9, 10에 보였다. 그림8은 정적부하 상태에서의 결과이다. 그림8(a)는 속도-위치 위상도로서 식(11)에서의 정상오차가 영으로 되는 것과 같이 속도 및 위치는 원점으로 수렴함을 알 수 있다. 그림8(b)는 식(14)로 주어지는 스위칭함수의 크기로서 (+)1과 (-)1사이에서 유지되는 것을 보여준다. 그림8(c, d, e)는 서로 시간이 다른 구간에서 스위칭 전압파형으로 스위치 상태가 최소 유지시간은 지나야 바뀌므로 스위칭의 최고 주파수도 제한을 받게 되는 것을 알 수 있다. 그림9는 무부하 상태에서 얻은 위치-속도 위상도와 전 구간에서 제어전압 파형을 나타내었다. 그림10은 (-)부하 상태에서 얻은 결과로서 그림10(a)에서와 같이 항상 속도 및 위치가 원점으로 수렴하게 된다. 스위

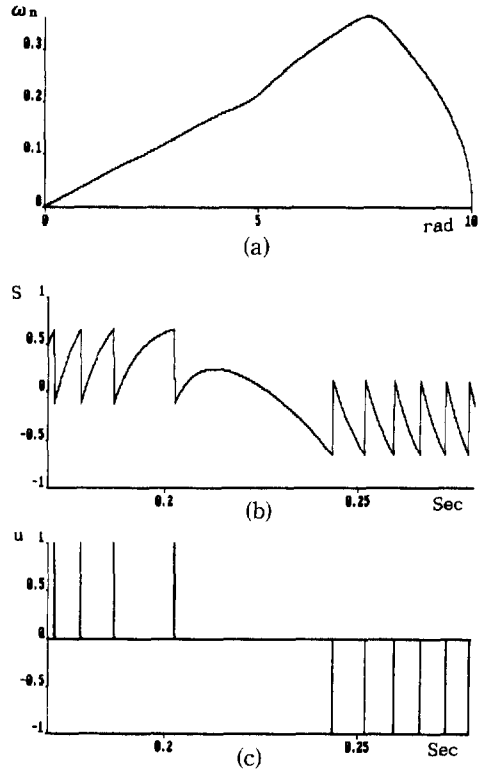


그림 10 S4 함수에 의한 결과((-)부하)
 (a) 위치-속도 위상도
 (b) 스위칭함수
 (c) 제어전압(구간 1)
Fig. 10 Results with S4(Negative Load)
 (a) Position-Velocity Phase Plane
 (b) Switching Function vs. time
 (c) Control Voltage(Period 1)

칭전압이 (+)에서 (-)로 변경되는 구간에서 스위칭함수와 그 때의 전압을 그림 10(b, c)에 나타냈다.

5. 結 論

외란에 강인한 특성을 갖는 가변구조시스템과 퍼지로직을 결합하여 직류전동기 위치제어에 적용한 새로운 형태의 제어를 제시하였다.

일반적인 스위칭함수에서 문제가 되는 잔류오차를 없앨 수 있는 스위칭함수를 사용함으로써 잔류오차를 없게하고 과도특성을 개선할 수 있음을 보여 주었다. 퍼지로직을 사용하여 직접 출력전압을 얻을 수 있도록 구성함으로써 기존의 PWM을 사용하지 않아도 되는 구조가 되게 하였다. 스위

칭이 유지되는 시간을 퍼지변수로 잡으므로써 스위칭 주기를 제어하여 가변구조에서 발생하는 초고속 스위칭으로 인한 스위칭소자의 보호 효과를 얻을 수 있음을 시뮬레이션 결과 나타냈다.

참 고 문 헌

[1] F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo, "MOSFET Converterfed Position Servo System with Sliding Mode Control," IEEE, Power Elec, Spec Conf. pp. 73~79, 1983.

[2] O. Kaynak, H. Hoyer, "Adaptive Pole Placement for Robotic Manipulators with Predictive Action," IECON, pp. 149~157, 1987.

[3] L.B. Wee, K.W. Lim, T.S. Low and M.F. Rahman, "A Variable Structure Strategy for Motion Control," IECON, pp. 167~174, 1987.

[4] Y. Dote, "Digital Signal Processor (DSP) based Variable Structure Control with Observer for Robot Manipulator," IECON, pp. 159~165, 1987.

[5] J.Y. Hung, R.M. Nelms, "Using a Boundary Layer Technique to Reduce Chatter in sliding Mode Controller," APEC Power Elec, pp. 195~201, 1991.

[6] H. Hashimoto, K. Maruyama, Y. Arai and F. Harashima, "Practical Realization of VSS Controller for Robotic Arm," IECON, pp. 34~40, 1986.

[7] H.J. Zimmermann, "Fuzzy Set Theory and Its Application," Boston-Dordrecht-Lancaster, 1984.

[8] H. Hashimoto, "Variable Structure Strategy for Motion Control System,.....Application to Electric Machine,," IECON, pp. 159~165, 1987.

[9] A. Savanovic, R. Benitez, H. Hashimoto, F. Harashima, "VSS Approach to DC Drives Control," PESC, pp. 235~242, April, 1988.

[10] J.J. Slotine, S.S. Sastry, "Tracking Control of Non Linear System Using Sliding Surface with Application to Robot Manipulators," INT. J. Control, Vol. 38, No. 2, pp. 456~492, 1983.

[11] 박민용, 최항식 역, 퍼지제어시스템, 대영사, 1990, pp. 76~92.

[12] B.C. Kuo, Automatic Control System, 1987, pp. 150~160.

저 자 소 개



이상래(李相來)

1948년 8월 2일생. 1967년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1979년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 아주대 대학원 전자공학과 박사과정 및 대전공업대 전자과 부교수.



이광원(李光遠)

1946년 3월 27일생. 1969년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 한국 과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1978년 전기기술사. 현재 아주대 공대 제어공학과 부교수.