

가변구조 제어계통에 의한 직류 전동기의 위치제어기 설계

Design of Digital Position Controller for DC Motors Using Variable Structure Control System

朴 貴 泰* · 宋 明 現** · 姜 大 崙[§]
(Gwi-Tae Park · Myung-Hyun Song · Dae-Lyun Kang)

요 약

본 연구에서는 오늘날 크게 주목을 받고 있는 가변구조 제어계통의 이론을 이용하여 직류 서보모타의 위치제어기를 설계하였다. 마이크로컴퓨터를 제어소자로 사용하기 위해서 지금까지 연속치계통을 위한 가변구조 제어계통의 원리를 이산치계통에 적용할 수 있도록 확장시켰으며 이산치계통에서의 상태케이스스위칭곡선에 빨리 도달한 후 진동현상이 별로 없이 스위칭곡선을 따라 진행하도록 하는것이 바람직하기 때문에, 이를 위해서 Espana의 연속치제어계의 스위칭법칙을 이산치계통으로 확장하였다. 이 법칙은 기존의 스위칭구조에다 스위칭곡선을 포함한 그 근방에 새로운 스위칭영역을 설정하여 또 하나의 스위칭구조를 첨가시킨 것이다. 이 이론을 단일 입력을 갖는 2차계통에 대해서 전개하였으며 직류 서보모타의 위치제어에 적용한 결과 진동현상의 현저한 감소로 과도응답특성이 개선되었으며 또 우수한 견고성을 가지고 있음이 입증되었다.

Abstract- The theory of variable structure control system (VSS) is applied to the position control for DC servo-motors. In order to use the microcomputer as a control device, the principles of VSS for the continuous-time system are extended to the discrete-time system. A new switching law is proposed to achieve the reduction of chattering. It adds a new switching structure to the conventional switching structures. This switching region is set near and including the conventional switching curve. The new algorithm is obtained for single-input second order system, and applied to the position control of a DC servo-motor. Experimental results show that the transient behavior is improved due to the reduction of chattering and good robustness properties are demonstrated.

1. 서 론

최근 활발히 연구가 진행되고 있는 가변구조 제어계통(variable structure control system)은 슬라이딩 모드라는 독특한 동특성을 가지고 있어서 계통의 파라미터 변동이나 외란 등에 견고하다는 장점을 가지고 있고 또 물리적으로 실현이 간단하기 때문에 특히 로봇트 매니플레이터의 새로운 제어법으로 주목을 받고 있다.^{1)~6)}

*正 會 員 : 高麗大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
 **正 會 員 : 順天大 電氣工學科 專任講師
 §正 會 員 : 三星電機(株) 精密모터 研究室
 接 受 日 字 : 1988年 9 月 8 日
 1 次 修 正 : 1988年 12 月 7 日
 2 次 修 正 : 1989年 2 月 22 日

그러나 이 독특한 슬라이딩 모드를 얻기 위해서는 스위칭 법칙에 따라 제어입력의 이득을 스위칭 해주어야 하기 때문에 제어입력은 본질적으로 불연속이며 고주파성분을 포함하게 된다. 따라서 상태계적은 스위칭선을 따라 "sliding"하기 보다는 "chattering"하게 된다. 이와 같은 진동(chattering) 현상은 과도응답의 지연과 계통 고유의 고주파 동특성을 야기할 우려가 있고, 또 이때 수반되는 제어입력의 빠른 진동현상은 구동부에 기계적인 무리를 가하게 된다. 또한 계통이 슬라이딩 모드에 들어가기 전에는 파라미터 변화에 민감하기 때문에 이 슬라이딩 모드에 들어갈 때까지의 요구되는 시간, 즉 reaching phase를 줄여야 한다. 지금까지 Morgan, Slotine, Espana 및 Park 등이^{6~8} 이 진동현상을 감소시키고 또 reaching phase를 줄일 수 있는 새로운 방법을 제시했으나 이 방법들은 모두 연속치계통에 대한 것으로 마이크로 컴퓨터에 의한 디지털 제어를 설계할 때는 적용하기가 곤란하다.

따라서 본 연구에서는 마이크로 컴퓨터에 의한 디지털 제어를 실현하기 위해 연속치계통을 위한 가변구조 제어계통을 이산치계통에 적합하도록 수정했으며 진동현상의 감소와 reaching phase를 줄이기 위하여 Espana의 스위칭 법칙을 적용하였다. 이 이론을 이용해서 직류 서보모타의 디지털 위치 제어계통을 설계 제작하여 그 성능을 고찰하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2절에서는 이산치계통을 위한 이산가변구조 제어계통(discrete variable structure control system; DVSS)의 알고리즘과 Espana의 연속치 스위칭법칙을 이산치 제어계로 확장하며 3절에서는 이 이론을 이용해서 직류 서보모타의 디지털 위치제어를 설계하며 4절에서는 이 디지털 제어기의 하드웨어와 소프트웨어 구성에 대해서 기술한다. 또 5절에서는 이 디지털 위치제어계통의 실험을 통해 그 성능과 유용성을 검토하고, 마지막 6절에서 본 연구의 결과를 정리한다.

2. 가변구조 제어계통

최근 VSS에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며 그 중요 결과들은 참고 문헌(10, 11)에 기록되어 있다. 여기서 취급한 계통은 연속치계통이며 제어입력도 역시 연속적인 신호에 의해 만들어 진다.

그러나 이제 마이크로 컴퓨터의 폭넓은 응용으로 인하여 제어계통의 디지털화가 시도되고 있는 추세

가변구조 제어계통에 의한 직류 전동기의 위치제어기 설계

에 따라 가변구조 제어이론도 이에 맞게 수정될 필요가 있다. 따라서 본 절에서는 직류 서보모타의 위치제어에 적용할 수 있는 2차 계통의 DVSS를 위한 제어 알고리즘을 제시한다.

2.1 이산 가변구조 제어계통

다음과 같은 상태방정식으로 표현되는 외란의 영향이 지배적이지 않은 2차계통을 생각한다. 이때 파라미터의 상·하한치는 안다고 가정한다.

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) \quad (2.1)$$

여기서 $X \in R^2$ 는 상태벡터, $u \in R$ 는 제어입력이다. 또한 A, B 는 적절한 차원을 갖는 계통 파라미터 행렬들이다.

식(2.1)의 계통을 컴퓨터로 제어하기 위해 zero-order holder를 이용한 차분방정식으로 변환하면 다음과 같다.

$$X(kh+h) = GX(kh) + Fu(kh) \quad (2.2)$$

여기서

$$G = e^{Ah} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$F = \int_0^h e^{As} ds B = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}$$

이며 h 는 샘플링 간격을 나타낸다.

가변구조 제어입력은 모두 상태의 반환이 가능하지만 제어기를 간단히 하기 위하여 식(2.4)와 같이 구성하며 또 피이드백 이득 ϕ 는 식(2.5)와 같이 스위칭 되도록 한다.

$$u(t) = u(kh) = -\phi^T x_1(kh) \text{ for } kh \leq t < (k+1)h \quad (2.4)$$

$$\phi = \begin{cases} \alpha & \text{if } x_1(kh) \sigma(kh) > 0 \\ \beta & \text{if } x_1(kh) \sigma(kh) < 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

여기서

$$\sigma(kh) = cx_1(kh) + x_2(kh) = C^T X(kh) \quad (2.6)$$

이며 $\sigma(kh) = 0$ 의 경계를 스위칭곡선이라고 한다. 이산치계통에서는 상태계적에 스위칭선을 벗어났

다고 해도 이를 스위칭선으로 향하도록 하는 제어 입력이 곧바로 가해지지 않고 다음 샘플링 순간에 서야 가해지기 때문에 상대계적은 스위칭선을 따라 원점으로 진행하는 이상적인 슬라이딩 모드에 대해 실제로는 스위칭선상에서 매우 빠른 속도로 진동하면서 원점을 향하게 되는 준슬라이딩 모드(quasi-sliding mode)가 발생하며 이와같은 준슬라이딩 모드가 존재할 조건은 다음과 같다.¹²

$$\lim_{\sigma \rightarrow 0} \sigma(kh) \cdot \nabla \sigma(kh) \leq 0 \quad (2.7)$$

$$\nabla \sigma(kh) = \sigma(kh+h) - \sigma(kh) \quad (2.8)$$

식(2.5)~(2.8)을 식(2.2)의 계통에 적용하여 준슬라이딩 모드를 일으키는 제어이득 α, β 의 조건과 그 극한값 ψ^* 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} \alpha \geq \psi^* \geq \beta & \text{for } cf_1 + f_2 > 0 \\ \alpha \leq \psi^* \leq \beta & \text{for } cf_1 + f_2 < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\psi^* = \frac{1}{cf_1 + f_2} \{cg_{11} + g_{21} - c^2g_{12} - cg_{22}\} \quad (2.10)$$

계통이 일단 슬라이딩 모드에 들어가면 그 이후부터는 상대계적이 스위칭선을 따라가도록 피이드백 이득이 변화되므로 계통의 상대계적은 다음 식에 의해 결정된다.

$$\begin{cases} x_2(kh) = -cx_1(kh) \\ x_1(kh+h) = (g_{11} - cg_{12} - \psi^*f_1)x_1(kh) \end{cases} \quad (2.11)$$

따라서

$$|g_{11} - cg_{12} - \psi^*f_1| < 1 \quad (2.12)$$

을 만족하도록 C를 결정하면 상대계적은 원점을 향해 진행한다.

상대계적의 진동현상은 모델링 과정에서 무시된 작은 시정수로 인해 계통의 고유한 고주파 동특성을 여기할 우려가 있으며 이때 수반되는 제어입력의 빠른 반복 스위칭은 구동부에 기계적 무리를 가하게 된다. 따라서 이 문제를 해결하기 위해 새로운 스위칭 법칙을 채택하였다.

2.2 새로운 스위칭법칙

본 연구에서 채택한 스위칭법칙은 Espana¹¹ 등이

연속치계통에 적용했던 방법을 이산치계통까지 확장한 것으로서 스위칭선근방에 한 영역을 설정한다. 그리하여 상대계적이 설정된 영역에 머무르는 한 피이드백 이득 ψ 는 계속해서 ψ^* 를 취하며, 상대계적이 이 영역을 벗어나면 다시 이 영역으로 되돌아 오도록 ψ 는 식(2.5)에 따라 스위칭한다. 이 영역을 ψ^* -zone이라 하며 다음과 같이 정의한다.

$$\psi^* \text{-zone}(\Delta) = \Gamma_\alpha(\Delta) \cup \Gamma_\beta(\Delta) \quad (2.13)$$

여기서

$$\Gamma_\alpha(\Delta) \triangleq \{X \in R^2 \mid C^T \Phi_\alpha(\zeta)X = 0, 0 \leq \zeta \leq \Delta\} \quad (2.14)$$

$$\Gamma_\beta(\Delta) \triangleq \{X \in R^2 \mid C^T \Phi_\beta(\zeta)X = 0, 0 \leq \zeta \leq \Delta\} \quad (2.15)$$

또한

$$\Phi_\alpha(\zeta) = e^{A\alpha\zeta} \quad (2.16)$$

이며 이것은 제어이득 ψ 가 α 를 취했을 때 페루우프 계통 식(2.1)의 상태전이행렬이다.

식(2.16)에서 알수 있듯이 $\Delta \rightarrow 0$ 이면 $\Phi(\Delta) \rightarrow I$ 이며 따라서 ψ^* -zone(Δ)는 Δ 에 따라 그 크기가 변한다. 상대계적 $X(kh)$ 가 ψ^* -zone(Δ)에 있는지 없는지는 다음 식으로 쉽게 판정할 수 있다.

$$\text{sign}\{C^T \Phi_\alpha(\Delta)X(kh)\} \neq \text{sign}\{C^T X(kh)\} \quad (2.17)$$

또는

$$\text{sign}\{C^T \Phi_\beta(\Delta)X(kh)\} \neq \text{sign}\{C^T X(kh)\} \quad (2.18)$$

이면

$$X(kh) \in \psi^* \text{-zone}(\Delta) \quad (2.19)$$

이다.

이상의 스위칭법칙을 정리하면 다음과 같다.

- 1) 상대계적 $X(kh)$ 을 측정한다.
- 2) $X(kh) \notin \psi^* \text{-zone}(\Delta)$ 이면 ψ 는 식(2.5)에 따라 그에 해당되는 값을 취한다.

3) $X(kh) \in \psi^\circ\text{-zone}(\Delta)$ 이면 ψ 는 ψ° 를 취한다.
이 관계를 그림으로 나타내면 그림 2.1과 같다.

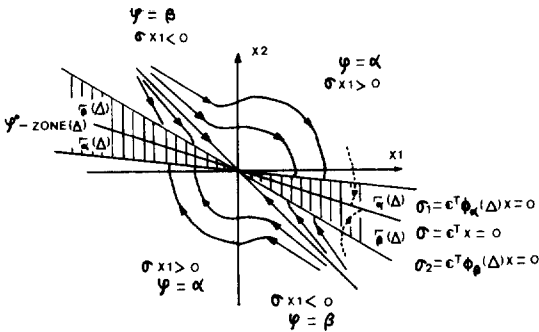


그림 2.1 2차 가변구조 제동의 새로운 스위칭 구조
Fig. 2.1 A new switching structure in a second order variable structure system.

3. 직류 서보전동기의 위치제어

3.1 직류 서보전동기

본 실험에 사용된 전동기는 피이드백 회사의 제품인 MS150키트이며 트랜지스터로 제어되는 2개의 분리된 계자코일을 갖는 직권 전동기로서 타코미터와 한 유닛을 이루고 있으며 이 전동기의 정격 및 파라미터들의 값은 표3.1, 표3.2와 같다.

이 전동기의 입력전압과 각변위사이의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_p}{s(1 + \tau s)} \quad (3.1)$$

여기서 $\tau = J \cdot R_a / (F \cdot R_a + K_b \cdot K_t)$,
 $K_p = K_t / (F \cdot R_a + K_b \cdot K_t)$
이다. (단 기호는 표3.2와 같다)

표 3.1 MS150 키트 직류 서보 전동기의 정격
Table 3.1 Specifications of DC servo-motor of MS150 Kit.

Normal voltage	24(V)	Maxjimum speed	4,500(rpm)
Normal current	1.3(A)	Normal output	15(W)

3.2 가변구조 위치제어계통

식(3.1)로 주어지는 전달함수를 갖는 전동기의

가변구조 제어계통에 의한 직류 전동기의 위치제어기 설계

표 3.2 MS150 키트 직류 서보 전동기의 파라미터

Table 3.2 Parameters of DC servo-motor of MS-150 Kit.

Parameters	Values
Armature resistance (Ra)	3.2(Ω)
Armature inductance (La)	8.6×10 ⁻³ (H)
Rotor inertia of motor (J)	3×10 ⁻⁵ (kg·m ²)
Viscos fritional coefficient (F)	17×10 ⁻⁶ (N·m·sec)
Back emf constant (Kb)	100×10 ⁻³ (v·sec/rad)
Torque constant (Kt)	3.3×10 ⁻³ (N·m/A)
Potentiometer gain (a)	0.796(v/rad)
Tachometer gain (b)	0.026(v·sec/rad)
Speed constant (Kp)	22.92(rad/v·sec)

위치제어계통을 구성하기 위해 상태방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a/b \\ 0 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \cdot K_p / \tau \end{bmatrix} u(t) \quad (3.2)$$

여기서

$$x_1 = a(\theta - \theta_{ref}), \quad x_2 = b \cdot \omega \quad (3.3)$$

이며 a, b는 각각 포텐서미터와 타코미터의 이득이며 θ 및 ω 는 각각 각변위와 각속도를 나타낸다.

이 상태방정식을 식(2.2) 및 (2.3)을 이용하여 이산치계통으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x_1(kh+h) \\ x_2(kh+h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & |1 - \exp(-h/\tau)| a \cdot \tau / b \\ 0 & \exp(-h/\tau) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kh) \\ x_2(kh) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a \cdot K_p h - \tau \cdot a \cdot K_p |1 - \exp(-h/\tau)| \\ b \cdot K_p |1 - \exp(-h/\tau)| \end{bmatrix} u(kh) \quad (3.4)$$

식(3.4)와 식(2.10)을 이용해서 ψ° 값을 구하면 다음과 같다.

$$\psi^\circ = \frac{c - c^* a \cdot \tau |1 - \exp(-h/\tau)| / b - caK_p h - ca\tau K_p |1 - \exp(-h/\tau)|}{b \cdot K_p |1 - \exp(-h/\tau)|} + \frac{c \cdot \exp(-h/\tau)}{b \cdot K_p |1 - \exp(-h/\tau)|} \quad (3.5)$$

이제 2 절의 방법을 이용해서 설계한 직류 서보 전동기의 가변구조 위치제어계통을 나타내면 그림 3.1과 같다.

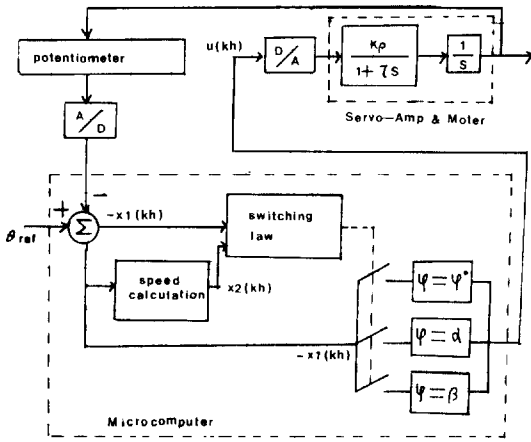


그림 3.1 이산가변구조 계통에 의한 직류서보 전동기의 위치제어기의 블록선도

Fig. 3.1 Block diagram of position controller for DC servo-motor with discrete variable structure system.

4. 제어계통의 구성

4.1 하드웨어 구성

본 실험에서는 APPLE II 시스템을 이용하여 제어계통을 구성하였으며 그림 4.1에 전체 제어계통을 나타내었다.

제어계통의 동작은 다음과 같다. 전동기 회전축에 직결한 포텐서미터 양단에 +5 (V) 전압을 인가하고 각변위에 비례하는 전압을 8-bit A/D변환기를 통해 주기적으로 CPU로 읽어들이는다. CPU는 각 샘플링 순간의 각변위와 키보드를 통해 받아들인 기준 각변위를 비교하여 위치오차 신호를 발생시키고, 새로운 스위칭 법칙에 따라 구해진 제어입력을 12-bit D/A변환기를 거쳐 서보 증폭기로 내보낸다.

한편 전동기축과 포텐서미터간의 커플링 소자와 회전원판의 관성 및 점성마찰에 기인하는 데드밴드가 시계방향회전의 경우 4.5(V), 반시계방향회전의 경우 4.6(V) 정도로 비교적 높기 때문에 이에 대한 보상책으로 2대의 8-bit D/A변환기로서 약 3.5

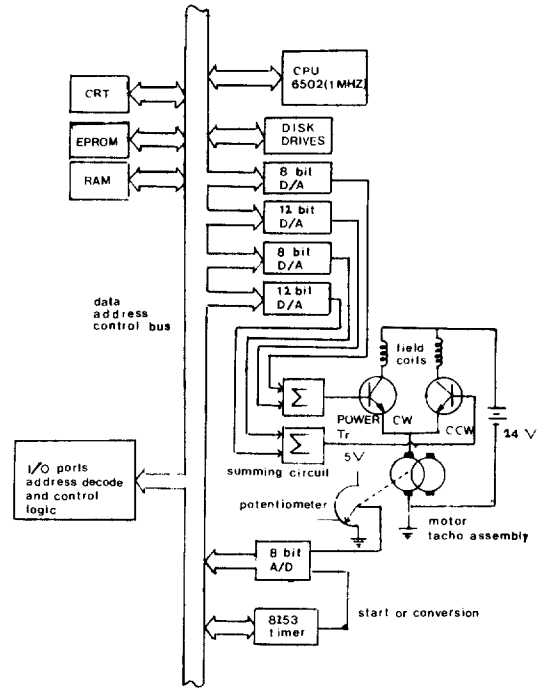


그림 4.1 전체제어계통의 블록선도

Fig. 4.1 Overall control system block diagram.

(V)의 바이어스 전압을 인가하고 가산기를 거쳐서 서보 증폭기에 연결하였다. 본 실험을 위해 사용된 변환기는 8-bit A/D 0809, 12-bit D/A 1220, 8-bit D/A 0808이며 A/D변환시간은 약 100 (μ sec), 또 D/A변환시간은 약 500 (nsec) 정도이다.

4.2 소프트웨어 구성

본 실험에서는 A/D변환기로 부터 EOC(end of conversion) 신호를 검색하기 위해 하나의 입력포트를 지정하여 그 내용을 읽어들이어 검사하는 Polling Routine을 사용하였고 주프로그램은 BASIC언어로 작성한 다음 실시간 제어를 위해 APPLE II의 utility program인 TASC 컴파일러를 이용하여 컴파일링하여 실행하도록 했다. 또한 각속도를 나타내는 상대변수 x2(kh)는 하드웨어를 간단히 하기위해 각 변위의 샘플링 시간당의 변화율로서 컴퓨터내에서 계산하여 사용하였다. 위치제어 알고리즘의 신호흐름도를 그림 4.2에 나타냈다.

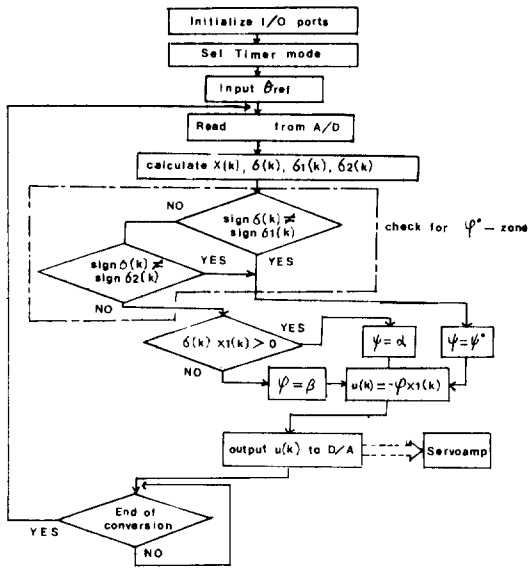


그림 4.2 이산치가변구조 제어 알고리즘의 신호흐름 선도
 Fig. 4.2 Flow chart of discrete variable structure control algorithm.

5. 실험 및 결과검토

5.1 컴퓨터 시뮬레이션

2절 및 3절에서 설계한 제어시스템의 성능을 검토하기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 실시했다. 특히 새로운 스위칭 법칙을 적용했을때 상태궤적의 진동현상이 줄어드는가를 확인하였다.

전동기의 파라미터는 표3.2를 이용했으며 그의 시뮬레이션에 사용한 파라미터는 다음과 같다.

샘플링간격 : $h=38(\text{msec})$

스위칭선의 계수 : $c=0.075$

피드백 이득 : $\alpha=0.3, \beta=-0.3, \psi^*=0.05126$

초기조건 : $x_1(0)=-1.96, x_2(0)=0$

그림5.1은 상태궤적의 결과로 a)는 진동의 감소를 고려하지 않은 식(2.5)의 스위칭 법칙을 사용한 것이며 b)는 2.2절에서 채택한 스위칭 법칙을 사용한 것이다. 결과에서 보듯이 ψ^* -zone(Δ) 영역을 도입함으로써 상태궤적의 진동이 크게 줄어들었음을 알 수 있다. 또한 Δ 값을 크게 잡을수록 진동현상은 줄어드나 상태궤적이 스위칭선에서 크게 벗어남을 확인하였다.

그림5.2는 제어입력을 비교한 것으로 ψ^* -zone설

가변구조 제어시스템에 의한 직류 전동기의 위치제어기 설계

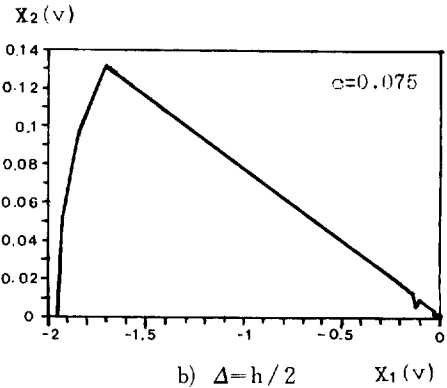
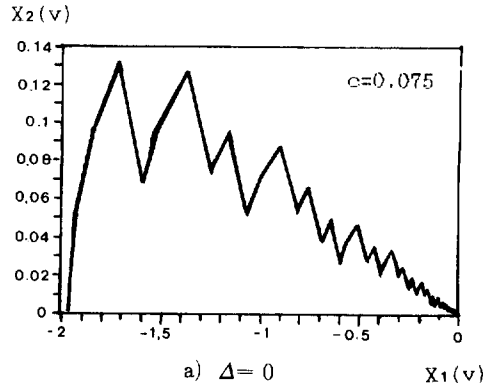


그림 5.1 상태 궤적의 시뮬레이션 결과

($h=38\text{msec}, \alpha=0.3, \beta=-0.3,$

$\psi^*=0.05126, X_1(0)=-1.96, X_2(0)=0$)

Fig. 5.1 Simulation results of state trajectories

($h=38\text{msec}, \alpha=0.3, \beta=-0.3,$

$\psi^*=0.05126, X_1(0)=-1.96, X_2(0)=0.$)

정므로 제어입력의 진동현상도 크게 줄어들었음을 알 수 있으며 영역내에서 연속입력에 가까움을 알 수 있다.

5.2 가변구조 위치제어시스템 실험

앞절에서 설계한 가변구조 제어시스템의 성능을 검토하기 위해서 피드백 회사제품인 MS150키트 직류 서보전동기의 위치제어에 적용하여 보았다. 실험결과를 타코미터의 출력과 포텐서미터의 출력전압을 X-Y플로터에 연결하여 상태궤적 및 각변위의 계단응답을 기록하였다.

2.2절의 스위칭 법칙을 적용하여 진동현상이 감소되는가를 확인하기 위하여 시뮬레이션과 같은 조건으로 실험하였으며 ψ^* -zone(Δ)의 범위를 결정하

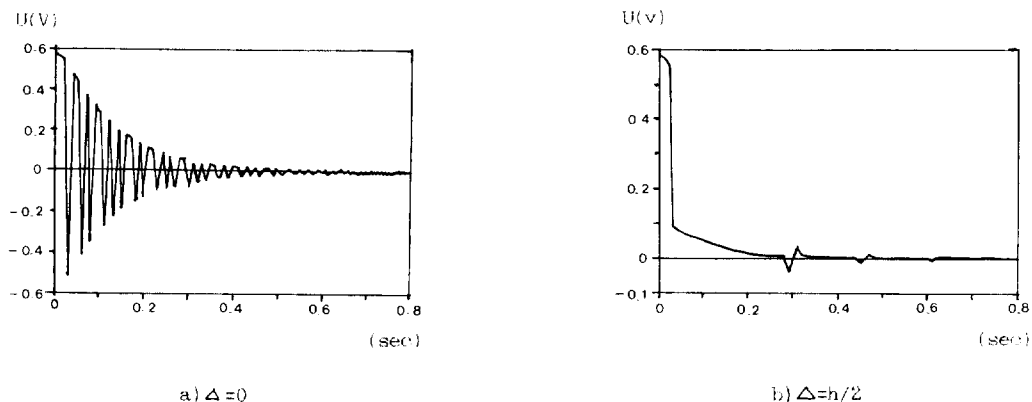


그림 5.2 진동 감소를 고려하지 않은 경우와 고려한 경우의 제어 입력의 시뮬레이션 결과 (시뮬레이션 조건은 그림 5.1과 같음)

Fig. 5.2 Simulation results of control input variable with and without chattering reduction (same simulation conditions as in Fig.5.1.)

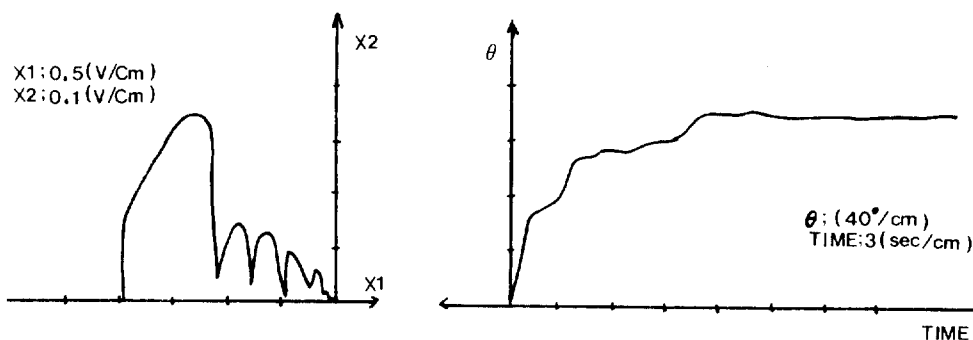


그림 5.3 진동감소를 고려하지 않은때의 상태궤적 및 각변위의 실험결과 ($h=38msec, \alpha=0.3, \beta=-0.3, c=0.075, \theta_{ref}=140^\circ$)

Fig. 5.3 Experimental results of state trajectory and angular position without chattering reduction ($h=38 msec, \alpha=0.3, \beta=-0.3, c=0.075$ and $\theta_{ref}=140^\circ$)

는 Δ 를 $0, h/4, h/2, h$ 로 변화시켜 보았고 그중 $\Delta=0, \Delta=h/2$ 의 결과를 그림 5.3, 5.4에 나타냈다. 이때 기준 각변위는 140° 의 계단 각변위이다. Δ 를 크게 할수록 진동현상이 현저히 감소하며 reaching phase가 줄어들어 과도응답도 개선됨을 확인하였다. 그러나 $\Delta=h, \Delta=2h$ 로 증가함에 따라 진동현상은 줄어들으나 상태궤적이 원점에 도달하는 속도가 느려지고 또 워전히 원점까지 도달하지 못하고 중간에 멈추게 되어 큰 정상상태 오차를 유발하였다. 진동현상과 정상상태를 고려할 때 Δ 를 샘플링간격 h 보다 작은 값을 갖도록 선정하는 것이 바람직하였다. 시

뮬레이션과 실험결과의 차이점은 하드웨어를 간단히 하기 위해 그림 4.1처럼 구성함으로써 위치값만을 읽어 속도를 환산한데서 오는 오차, X-Y 플로터의 관성문제 및 모델화 되지 않은 동태방정식의 영향이 크기 때문으로 보인다.

외란이 계통에 유입되는 상황에서 진동현상의 감소를 고찰하기 위해 각변위의 정현파적인 외란 발생치를 그림 5.5처럼 구성해서 실험한 결과를 그림 5.6에 나타냈다. 외란에 대해 비교적 둔감한 특성을 나타내고 있으며 Δ 값을 키울수록 진동현상은 감소하지만 정상상태 오차는 증가함을 알 수 있

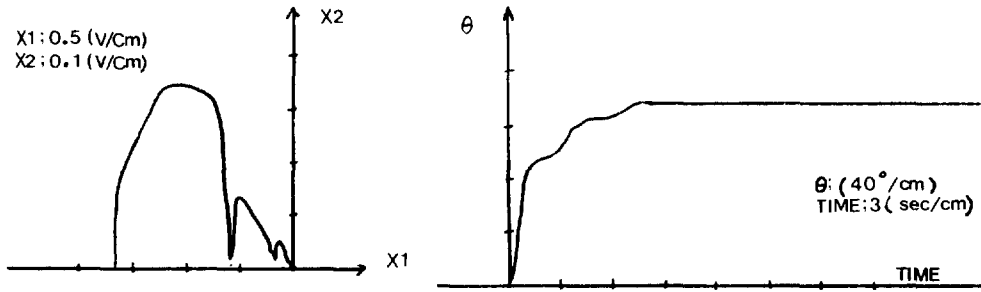


그림 5.4 진동강소를 고려한 경우의 상태궤적 및 각변위. $\Delta = h/2$ (실험조건은 그림 5.3 와 동일함)

Fig. 5.4 State trajectory and angular position with chattering reduction, $\Delta = h/2$ (same experimental conditions as in Fig.5.3.)

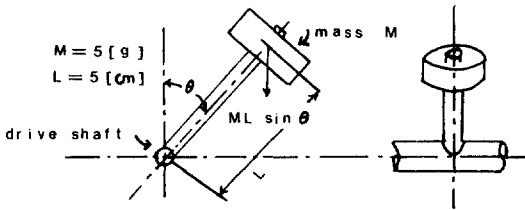


그림 5.5 외란발생장치

Fig. 5.5 Mechanical device for the generation of disturbance.

다. 최적의 Δ 값은 진동현상 감소와 정상상태 오차를 고려하여 결정하는데 대략 Δ 가 h 보다 작은 범위가 양호한 특성을 나타내며 현재까지는 시행착오를 거쳐 적당한 값을 선정하고 있으나 앞으로 좀더 체계적인 연구가 필요하다고 본다.

6. 결론

본 연구에서는 지금까지 연속치제통을 위해 전개된 제어이론을 마이크로 컴퓨터의 이용을 위한 디지털제통에도 적용할 수 있도록 이산가변구조 제어 알고리즘을 정립하였으며 상태궤적의 진동현상을 감소시키고 또 reaching phase를 줄이기 위해 Espana가 제시한 연속치제어계의 스위칭 법칙을 이산치제어계로 확장하였으며 이를 이용해서 피드백사의 MS150키트의 직류 서보전동기의 위치제어기를 설계하여 그 유용성을 입증하였다.

본 연구의 주요 결과를 정리하면 다음과 같다.

(1) 2 차제통의 디지털제어제통을 위한 이산가변

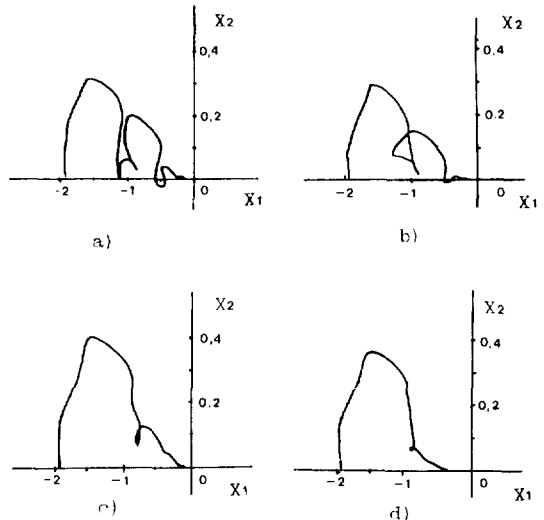


그림 5.6 외란이 존재하는 경우 상태궤적의 실험결과들(실험조건은 그림 5.3와 같음)

a) $\Delta = 0$, b) $\Delta = h/4$, c) $\Delta = h/2$, d) $\Delta = h$

Fig. 5.6 Experimental results of state trajectory in the presence of disturbance (same Experimental condition as in Fig.5.3)

a) $\Delta = 0$, b) $\Delta = h/4$,

c) $\Delta = h/2$, d) $\Delta = h$

구조 제어이론을 제시했다.

(2) 상태궤적 및 제어입력의 진동현상을 감소시키고 또 reaching phase를 줄이기 위해 이산치제어계로 확장한 스위칭 법칙은 바람직한 특성을 준다. 그러나 Δ 를 키울수록 정상상태 오차에 대해 별도의 대책이 필요하므로 적절한 선정이 필요하다.

(3) 계통에 외란이 있을 경우에도 진동현상은 크게 줄어들어 이 제어계통이 외란에 대해서 견고함을 확인하였다.

앞으로 고차계통으로의 확장과 외란문제시 정상상태 오차, Δ 의 선정문제에 대해 지속적인 연구가 필요하다고 본다.

(본 연구 수행을 위한 한국과학재단의 연구비 지원에 감사드립니다.)

참 고 문 헌

- 1) Kasuhiro Kosuge, et al, "Variable Structure Control of Robot Arm" 15th ISIR, pp. 633-640, 1985.
- 2) Harashima et al., "Tracking Control of Robot Manipulator using Sliding Mode," 15th ISIR, pp. 657-664, 1985.
- 3) Masato Hiroi et al, "Microprocessor-based Decoupled Control of Manipulator using Modified Model-following Method with Sliding Mode," IEEE Trans. IE 33, no.2, pp. 110-113, 1986.
- 4) Hashimoto et al, "Practical Robust Control of Robot Arm using Variable Structure System," Proc. 1986 IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation vol. 1, pp. 532-539.
- 5) Harashima et al, "Noninteracting Control of Robotic Manipulator with Sliding Mode," IECON 84, pp. 399-404, 1984.
- 6) R.G. Morgan et al, "A Decentralized Variable Structure Control Algorithm for Robot Manipulator," IEEE J. of Robotics and Automation, vol RA-1, no. 1, March 1985.
- 7) J.J. Slotine et al, "Tracking Control of Nonlinear Systems using Sliding Surface," Int. J. System Sci., vol.15, no.4, pp. 401-409, 1983.
- 8) M.D. Espana et al, "Variable Structure Systems with Chattering Reduction," Automatica, vol.20, no.1, pp. 133-134, 1984.
- 9) G.T.Park et al, "A Study of Method for Removing Reaching Phase and Chattering Phenomenon in Variable Structure Control Systems," The Trans. of KIEE vol.36, no.1, pp. 52-57, 1987.
- 10) V.I.Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," IEEE, Trans. On Automatic Control, vol. AC-22, no.2, pp. 212-222, 1977.
- 11) V.I.Utkin, "Variable Structure Systems: Present and Future," Automat. Remote Control, vol.45, pp. 1105-1120, 1984.
- 12) C.Milosavljevic, "General Conditions for The Existence of A Quasi-sliding Mode on The Switching Hyperplane in Discrete Variable Structure Systems," Automat. Remote Control, vol.46, pp.307-314, 1985.
- 13) "Modular Servosystem MS150" Feedback Instruments Ltd., MS150-EdA, 0378, pp.41-43.