

새로운 스위칭 함수를 이용한 브러시리스 직류 전동기의 가변 구조 위치 제어기 설계

* * * * *
 천희영 박귀태 고보형 이상락 송명현 여형기

* 고려대학교 전기공학과
 ** 순천대학교 전기공학과
 *** 한국 국방 연구원

The Design of Variable Structure Position Controller for Brushless DC Motor Using New Switching Function

* * * * *
 Hee-Young Chun Gwi-Tae Park Po-Hyoung Koh Sang-lak Lee
 Myung-Hyun Song Hyeong-Gee Yeo

* Dept. of Electrical Eng. Korea Univ.
 ** Dept. of Electrical Eng. Sunchun Univ.
 *** Korea Institute for Defense Analyses

Abstract

This paper discusses the application of VSCS(Variable Structure Control System) to position control of a trapezoidal type brushless DC motor. In order to simplify the overall control system and to improve the robustness, a new switching function which is composed of linear combination of only measurable state variables $Sr(x)$ and $Sr(x)$ is defined. The proposed new switching function is implemented using a digital signal processor(DSP). A general PWM amplifier is replaced by an ON-OFF pattern generator for the hardware simplification and digitalization. Experimental results are given to demonstrate the validity of the proposed control method.

1. 서 론

공장 기계 및 로봇 등, 각종 자동화 기기의 무보수화 요구에 따라 브러시리스 직류 전동기가 각광을 받기 시작했으며, 고성능화에 동반하여 특성 변동 및 외란, 또는 그밖의 요인이 성능에 미치는 영향을 무시할 수 없게 되었고 그것을 잘 억제하여야 할 상황에 이르렀다. 이로 인해 건실한(robust) 제어 기술이 주목을 받게 되었다.

슬라이딩 모드를 갖는 가변 구조 제어 계통(Variable Structure Control System : VSCS)은 제어를 행하는 전기간 동안에 연속치 부계통들을 상태 공간에서 정의되는 스위칭 평면에서 선택 로직에 의해 의도적으로 바꾸어 줌으로써 각각의 부계통에서는 얻을 수 없는 슬라이딩 모션이라는 독특한 동태를 얻어낸다. 이 슬라이딩 모드에서 VSCS는 계통 파라미터의 변동이나 외란에 대하여 거의 영향을 받지 않고 빠른 과도응답을 나타내는 등 여러가지 장점을 갖게 됨이 알려져 있다. 이러한 장점들로 인해서 VSCS는 계통 파라미터가 변화하거나 불확실한 경우에도 효과적으로 적용됨으로써 가장 건실한 제어기로 각광을 받고 있다.^{[1][2]}

이러한 VSCS도 단점을 가지고 있는데, 채터링과 reaching phase를 갖는 문제는 여러 연구 결과에 의해 뚜렷한 개선 방법이 제안된 바 있으나^{[3][4]} VSCS의 제어 입력을 결정하기 위한 스위칭 함수를 구성하는데 모든 상태값을 알아야 한다는 제약에 대해서는 간과되고 있는 실정이다.

White등이 위상 변수 표준형에 대해 측정 가능한 상태들로 구성된 감소 차수 스위칭 함수를 도입한 바 있으며^{[5][6]} Ismail이 비표준형에 대해 감소 차수 스위칭 문제를 검토한 바 있다.

본 연구는 비표준형에 대해 측정 가능한 상태로 구성된 함수 $Sr(x)$ 와 그 미분의 선형 결합으로 새로운 스위칭 함수를 구성하여 이 스위칭 함수에 의해 일정 부하 변동에 대한 건실한 성능을 유지시킬 위치 제어기 구성의 가능성을 타진하였다.

또한 VSCS의 입력이 본질적으로 불연속인 점을 이용하여 부하의 파라미터 변동에 대한 견고성에 아무런 기여를 하지 않는 PWM 구동방식을 ON-OFF 구동방식으로 변환하고, DSP(Digital Signal Processor)를 이용하여 브러시리스 직류 전동기 위치 제어를 실현하여 그 유용성을 확인하였다.

2. 가변구조 위치제어기

본 절에서는 먼저 종래의 스위칭 함수를 이용한 브러시리스 직류 전동기의 가변 구조 위치 제어기를 설명하고 이어서 측정 가능한 상태로 구성된 새로운 스위칭 함수에 의한 가변 구조 위치 제어기를 소개한다.

2-1. 종래의 가변구조 위치제어기

3상 4극 trapezoidal형 브러시리스 직류 전동기의 상태 방정식은 매 정류 순간의 과도 상태를 무시하면 직류 타여자 전동기와 같은 형식이 된다.

$$\frac{d}{dt} x = Ax + Bu + Fw. \quad (2.1)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} & \frac{K_t}{J} \\ 0 & -\frac{K_o}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

여기서, $x^T = [\theta, \omega - \theta, \omega, i]$ 이고, J 와 B 는 회전자의 관성 모멘트와 마찰 계수, K_t 와 K_o 는 토크 상수와 역기전력 상수, R 과 L 은 아마추어 권선의 저항과 인덕턴스이며 w 는 부하 토크 T_L 이다.

임의의 초기 상태 $x(t_0)$ 에서 상태들을 모두 0으로 가도록 제어할 때, 스위칭 함수 $\sigma(x)$ 는 다음과 같이 정의한다. 단, 모든 상태는 이용 가능하다고 가정한다.

$$\sigma(x) = P^T x. \quad (2.2)$$

단, $P^T = [p_1 \ p_2 \ p_3]$.

계통에서 상태 변수들의 궤적이 슬라이딩 초평면 (\$\sigma(x)=0\$)으로 향하도록 하려면 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\sigma(x) \cdot \frac{d}{dt} \sigma(x) < 0. \quad (2.3)$$

이 때, \$d\sigma(x)/dt\$를 구해보면 식 (2.1)로부터 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \sigma(x) &= PT \frac{d}{dt} x \\ &= PTAx + \frac{P_3}{L} u - \frac{P_2}{J} w. \end{aligned} \quad (2.4)$$

식 (2.4)를 식 (2.3)에 대입하면 다음 결과를 얻을 수 있다.

$$\sigma(x) \frac{d}{dt} \sigma(x) = \sigma(x) [PTAx - \frac{P_2}{J} w + \frac{P_3}{L} u] < 0. \quad (2.5)$$

따라서, 상태 궤적을 슬라이딩 초평면으로 향하게 하려면 다음과 같이 제어 입력을 결정하면 된다. 이 때, 제어 입력 \$u\$는 전력 TR 또는 MOSFET에 공급되는 최대 입력 전압으로 잡아주면 다음과 같다.

$$u = \begin{cases} V_m & \sigma(x) < 0 \\ -V_m & \sigma(x) > 0. \end{cases} \quad (2.6)$$

여기서, \$V_m\$은 공급 최대 입력 전압(일정 전압)이다.

식 (2.2)에서 스위칭 함수의 계수를 구하기 위해서는 슬라이딩 모드에서 \$\sigma(x) = PTx = 0\$을 만족하는 입력 즉, \$u_{eq}\$ 제어 입력을 넣을 때 외란을 무시한 계통에서 \$A_c\$행렬의 특성근을 복소 평면의 좌반면으로 보내는 PT를 설계하면 된다. 즉,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu_{eq} \\ &= Ax + B \{ -(PTB)^{-1} PTAx \} \\ &= \{ A - B(PTB)^{-1} PT \} Ax \\ &= A_c x. \end{aligned} \quad (2.7)$$

2.2 새로운 스위칭 함수에 대한 가변구조 위치 제어기

VSCS에서 제어 입력은 모든 상태 변수들로 구성된 전체 차수 스위칭 함수(full-order switching function)의 부호에 따라 교번적으로 변한다. 그러나, 실제 계통에서 보면 모든 상태 변수들이 다 측정 가능한 것은 아니므로 스위칭 함수의 정의는 VSCS 제어 계통에서 중요한 문제이다. 현재까지는 스위칭 함수를 얻기 위하여 측정 장치나 상태 추정기를 사용하고 있으나, 이러한 방법들은 전체 계통을 복잡하게 하고 연산 시간을 길게 하며, 계통 파라미터 변동에 민감한 영향을 받을 뿐 아니라, 부하에 따른 위치 편차를 수반함으로써 VSCS의 장점을 상쇄시킬 수 있다.

따라서, 이러한 문제를 해결하기 위하여 단지 측정 가능한 변수들만 이용하면서도, 모든 상태를 이용한 스위칭 함수를 갖는 계통의 특성과 무부하에서는 동일한 특성을 갖고, 부하시에는 위치 편차를 제거할 수 있는 새로운 스위칭 함수를 제안하였다. 더욱이, 제안한 스위칭 함수에 의하면 전체 상태를 이용한 스위칭 함수에 비해 부하에 대한 정보 없이도 측정 가능한 상태들의 정상 상태 편차를 없애주므로, 더욱 현실적인 제어기의 설계를 가능하게 함을 보였다.

식 (2.1)에서 \$x_1, x_2\$는 측정 가능하다고 보고 이 상태들로 구성되는 함수 \$Sr(x)\$를 다음과 같이 정의한다.

$$Sr(x) = Cr x_1 = [Cr_1 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}. \quad (2.8)$$

이제, 스위칭 함수 \$H(x)\$를 \$Sr(x)\$와 \$\dot{Sr}(x)\$의 선형 조합으로 정의한다. 즉,

$$H(x) = [h_1 \ h_2] \begin{bmatrix} Sr(x) \\ \dot{Sr}(x) \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

여기서, \$Sr(x), \dot{Sr}(x)\$ (\$= dSr(x)/dt\$)는 스칼라 함수, \$h_1, h_2\$는 상수이다. 식 (2.1)을 이용하여 식 (2.9)를 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H(x) &= h_1 Sr(x) + h_2 \dot{Sr}(x) \\ &= h_1 Cr_1 x_1 + \left(h_1 - Cr_1 h_2 - \frac{B}{J} h_2 \right) \\ &\quad + \frac{K_t}{J} h_2 x_3 - \frac{h_2}{J} T_L. \end{aligned} \quad (2.10)$$

새로운 스위칭 함수의 특성이 종래의 스위칭 함수의 특성과 같기 위해서는 식 (2.2)와 식 (2.11) 사이에 다음 관계가 성립하면 된다.

$$\begin{aligned} \sigma(x) &= H(x) + \frac{h_2}{J} T_L \\ &= h_1 Cr_1 x_1 + \left(h_1 - Cr_1 h_2 - \frac{B}{J} h_2 \right) x_2 + \frac{K_t}{J} h_2 x_3 \\ &= p_1 x_1 + p_2 x_2 + p_3 x_3. \end{aligned} \quad (2.11)$$

즉,

$$\begin{aligned} p_1 &= h_1 Cr_1, \\ p_2 &= h_1 - Cr_1 h_2 - \frac{B}{J} h_2, \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$p_3 = \frac{K_t}{J} h_2.$$

다시 말해서,

$$h_2 = \frac{J}{K_t} p_3.$$

$$\begin{aligned} h_1 &= \frac{1}{2} \left[\left(p_2 + \frac{B}{K_t} p_3 \right)^2 + 4 \frac{J}{K_t} p_1 p_3 \right] \\ Cr_1 &= \frac{p_1}{h_1}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

식 (2.13)에 의해 \$h_1, h_2, Cr_1\$을 결정하면 새로운 스위칭 함수 \$H\$를 결정할 수 있다. 그러나, 식 (2.11)에서와 같이 종래의 모든 상태를 이용한 스위칭 함수 \$\sigma(x)\$와 \$H(x)\$의 사이에는 \$T_L h_2 / J\$만큼의 차이가 존재하고 정확히 \$\sigma(x)\$와 일치시켜도 최종치 정리를 적용시켜 보면, 정상 상태 위치 편차가 남는다. 이 때, 정상 상태 위치 편차는 \$p_3 T_L / K_t\$ (\$= T_L h_2 / J\$)에 의한 영향이며 이 값이 바로 식 (2.11)에서 나타나는 값이다. 따라서, 식 (2.11)처럼 \$\sigma(x)\$와 일치시킬 필요없이 스위칭 함수를 \$H(x)\$로 하면, 즉,

$$\begin{aligned} H(x) &= \sigma(x) - \frac{h_2}{J} T_L \\ &= h_1 Sr(x) + h_2 \dot{Sr}(x) \end{aligned} \quad (2.14)$$

로 하면 정상 상태 위치 편차를 줄일 수 있다. 스위칭 평면 부근에서, 즉 \$H(x)=0\$에 대해 식 (2.14)를 라플라스 변환하면 다음과 같다.

$$h_1 Sr(x(s)) + s h_2 Sr(x(s)) - h_2 Sr(x(0)) = 0. \quad (2.15)$$

$$Sr(x(s)) = \frac{h_2}{h_1 + s h_2} Sr(x(0)). \quad (2.16)$$

식 (2.16)에 최종치 정리를 적용시키면 식 (2.17)을 얻는다.

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} Sr(x(t)) &= \lim_{s \rightarrow 0} s Sr(x(s)) \\ &= \frac{s h_2}{h_1 + s h_2} Sr(x(0)) = 0. \end{aligned} \quad (2.17)$$

식 (2.1)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} S_r(x(t)) &= c_{r1} x_1 + x_2 \\ &= c_{r1} x_1 - \dot{x}_1 = 0. \end{aligned} \quad (2.18)$$

따라서 식(2.18)은 제차 미분 방정식이므로 $c_{r1} > 0$ 이면 $t \rightarrow \infty$ 일 때, $x_1(t) = 0$ 을 얻는다. 또한, $x_2 = -dx_1/dt = 0$ 및 식 (2.14)로부터 $x_1 = 0, x_2 = 0$ 일 때, $x_3 = h_2 T_L / p_3 J$ 를 얻는다. 즉, 스위칭 함수 H를 이용하면 임의의 일정 부하에 대하여 부하에 대한 정보가 전혀 없어도 정상 상태 위치 편차를 영으로 보낼 수 있음을 알 수 있다. 이 때, 제어 입력은 다음의 스위칭 로직에 의해 결정하면 된다.

$$u = \begin{cases} u^+ & H(x) < 0 \\ u^- & H(x) > 0. \end{cases} \quad (2.19)$$

이 때, u^+, u^- 는 각각 공급 최대 전압으로 한다. 이상의 제어 계통의 블록도를 그림 1에 보였다.

3. 서보 시스템의 구현

본 절에서는 새로운 스위칭 함수 알고리즘의 유용성을 보이고자 서보 시스템을 구현하였다. 서보 시스템은 현재 그 역할이 급격히 증대되고 있는 브러시리스 직류 전동기 (Brushless DC motor)에 대하여 DSP를 이용하여 위치 제어를 구성하였다. 이 DSP(Digital Signal Processor)로는 TMS32020을 이용하여 연산 속도를 증가시켜 샘플링 시간을 0.5 msec로 잡았고, 19.101 하드웨어를 단순화시키고 digital화 하기 위하여 구동부를 위한 PWM (pulse width modulation) 증폭기를 ON-OFF 패턴 발생기로 대체시켰다.

서보 시스템을 위한 브러시리스 직류 전동기 위치 제어기의 설계, 하드웨어 구성 및 소프트웨어 구성에 대하여 설명한다.

3.1 브러시리스 직류 전동기의 위치 제어기 설계

앞 절의 VSCS 제어 이론에 의해 2원 전기 (주) 제품 IW210304 브러시리스 직류 전동기의 가변 구조 위치 제어기를 설계하였다. 표 1의 전동기 파라미터를 이용하여 슬라이딩 모드가 안정하기 위해서는 식 (2.7)의 A_c 행렬의 특성근이 S평면의 좌반면에 존재해야 하므로 특성근은 각각 0, -16.036, -195.838로 하였으며, 식 (2.7)에 의해 식 (2.2)의 스위칭 함수 계수 행렬 $P^T = [15 \ 1 \ 1.5]$ 로 결정된다. 즉, 스위칭 함수 $\sigma(x)$ 는 식 (3.1)과 같다.

$$\sigma(x) = 15 x_1 + x_2 + 1.5 x_3. \quad (3.1)$$

이 때, 식 (2.5)의 슬라이딩 모드 존재 조건을 만족하는 제어 입력은 다음과 같다.

$$\sigma(x) \frac{d}{dt} \sigma(x) = \sigma(x) \left[P^T A x + \frac{P^3}{L} u - \frac{1}{J} T_L \right] < 0. \quad (3.2)$$

만일 $\sigma(x) > 0$ 이면,

$$u < - \frac{L}{p_3} \left[P^T A x - \frac{1}{J} T_L \right]$$

이므로 $u = -200$ [V]이면 충분히 작은 값으로 볼 수 있다. 또한, $\sigma(x) < 0$ 일 때, $u = 200$ [V] 이면 충분히 큰 값으로 볼 수 있으므로 식 (3.3)으로 다시 쓸 수 있다.

$$u = \begin{cases} 200 & \sigma(x) < 0 \\ -200 & \sigma(x) > 0. \end{cases} \quad (3.3)$$

여기서, 200은 전력 TR에 공급되는 최대 전압이다.

식 (3.1)의 스위칭 함수와 같은 무부하 특성 및 부하에 의한 정상 상태 편차를 줄이기 위한 새로운 스위칭 함수 $H(x)$ 는 식 (2.13)에 의해 다음과 같이 구할

수 있다.

$$\begin{aligned} h_1 &= 1.046 \\ h_2 &= 0.00273 \\ C_{r1} &= 14.3405. \end{aligned} \quad (3.4)$$

또한, 제어 입력은 식 (3.5)와 같이 쓸 수 있다.

$$u = \begin{cases} 200 & H(x) < 0 \\ -200 & H(x) > 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

이상의 전동기 규격 및 설계된 제어 파라미터를 표 1에 요약하였다.

3.2 하드웨어 및 소프트웨어의 구성

3상 4극의 trapezoidal형 브러시리스 직류 전동기의 위치 제어를 위하여 DSP(TMS32020, TI)를 써서 그림 2와 같은 제어기를 구성했다. 회전자 속도는 광학 엔코더와 12 bit 카운터로 검출되며 4채널 회로가 첨가되었다. 위치 정보는 속도 정보를 누적하여 계산된다.

고정자 권선의 정류를 결정하기 위한 위치 검출기는 1회전당 1번 나오는 2상 신호로 카운터 회로를 reset하도록 설계했다.

구동부의 인버터는 전력용 스위칭 트랜지스터 모듈 (SanRex QF20AA60)을 이용하여 스위칭하도록 설계했다.

위치 제어를 위한 프로그램의 순서도를 그림 3에 보였다. 먼저, 엔코더 펄스 (1000 ppr)를 4채널하여 검출한 카운터의 출력, 즉, 속도 x_2 와 이 속도를 누적시켜서 위치 x_1 을 구한다. 이 x_1, x_2 상태에서부터 감속 차수 스위칭 함수 $H(x) = h_1 S_r + h_2 \dot{S}_r$ 을 구하면 제어 입력을 결정할 수 있다. 이 때, 위치 검출 회로는 절대 위치를 측정함으로써 고정자 권선의 정류를 모차 없이 수행할 수 있다. 정류 로직에 의해 고정자 권선 구동기에 출력 신호를 인가한다.

4. 결과 및 검토

본 절에서는 앞에서 설계한 제어기의 유용성을 보이기 위한 설계종의 적용 결과를 보였다. 종래의 스위칭 함수 방법과 비교하기 위하여 홀 센서와 12 bit AD 변환기 (ADC574)를 이용하여 전류를 측정하였다.

그림 4와 그림 5는 각각 종래의 스위칭 함수를 이용한 경우와 새로운 스위칭 함수를 이용한 경우의 결과로 목표 위치 12π [rad]에 대해 기어함에 아암을 결합한 경우이다. 속도 변화는 거의 유사하고 입력은 종래의 스위칭 함수의 경우가 더욱 빠른 스위칭을 하고 있음을 명암으로 알 수 있으며, 전류 특성은 슬라이딩 모드까지의 입력 변화가 유사하므로 거의 같으나 스위칭 평면에 도달 후 종래의 스위칭 함수의 경우가 변화 폭이 작게 나타났다. 위치 편차의 경우 거의 유사한 특성을 보이고 있으나 그림 6에서와 같이 종래의 스위칭 함수 경우는 무부하, 기어함, 그리고 기어함에 아암을 부착한 경우, 위치 편차가 뚜렷이 나타나는데 비해, 그림 7에서와 같이 새로운 스위칭 함수의 경우는 과도 상태는 차이가 나타나지만 정상 상태 편차는 훨씬 줄어들고 있음을 알 수 있다. 즉, 부하 변동에 대해 보다 더 건실성이 유지됨을 확인할 수 있다.

그림 8은 스위칭 주파수를 알아 보기 위하여 0.6초에서 0.7초 사이의 입력 변화를 확대시켜 보았다. 예상대로 종래의 스위칭 함수의 경우가 제한한 경우보다 스위칭 주파수가 높고 이로 인해 전류의 변화폭이 작게 나타남을 알 수 있다. 즉, 스위칭 함수에 전류를 포함시킨 경우 만큼 새로운 스위칭 함수는 입력을 빠르게 변화시킬 수 없었다.

5. 결 론

본 연구는 모든 상태들로 구성된 스위칭 함수 대신에 측정 가능한 상태만을 이용한 함수 $S_r(x)$ 와 그 미분의

선형 결합으로 된 새로운 스위칭 함수의 적용 가능성을 검토하였다. DSP와 ON-OFF 패턴을 이용하여 브러시리스 전동기의 위치 제어에 적용한 결과를 다음과 같이 요약할 수 있다.

- 1) 새로운 스위칭 함수에 의한 제어기는 종래의 스위칭 함수와 동일한 무부하 특성을 얻을 수 있으며, 부하 변동시에는 보다 더 건실한 특성을 가지고 있었다.
- 2) $Sr(x)$ 와 그 미분의 선형 결합으로 된 새로운 스위칭 함수는 부하에 대한 정보 없이도 위치 편차를 없앨 수 있는 견고성을 보였다.
- 3) 제어기를 간략화시키고 저렴하게 할 수 있었다.
- 4) 전류의 변화를 줄이기 위하여 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있는 방법이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] V. I. Utkin, Sliding Modes and Their Applications in Variable System, MIR Publisher, Moscow, 1978
- [2] U. Itkis, Control System of Variable Structure, John Willy and Sons, 1976
- [3] F. Harashina, H.Hashimoto, "Variable Structure Strategy in Motion Control", Conference on Applied Motion Control, pp.191-198, 1986
- [4] 천희영, 박귀태, 송명현, 주기호, "가변 구조 제어계의 Reaching Phase 및 Chattering 현상의 제거에 관한 연구", 전기학회 논문지, vol.36, no.1, pp.52-57, 1987
- [5] B. A. White, "Reduced-order switching functions in variable-structure control systems", IEE Proc. Vol.130, pt.D No.2 March, 1983
- [6] B. A. White, R. J. Patton, S. Mudge, P. P. Aslim, "Reduced-order variable structure control of the Lateral motion of an aircraft", IEEE Proc. of 25th Conf. on Decision and Control, 1986
- [7] N. E. Gough, Z. M. Ismail, R.E.King, "Analysis of variable structure control systems with sliding modes", INT. J. System Sci. , Vol.15, No.4, pp.401-409, 1984
- [8] P.Pillay and R.Krishnan, "Control Characteristics and Speed Controller Design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE 1987 PESC, pp.598-606, 1987
- [9] TMS32020 User's Guide, Texas Instruments, 1985
- [10] Digital Signal Processing Applications with the TMS 32020 Family, Texas Instruments, 1986

표 1. 시스템 파라미터

Motor Parameters	Control Parameters
$R_a = 10.55 [\Omega]$	$c_1 = 15.0$
$L_a = 0.26375 [H]$	$c_2 = 1.0$
$J = 7.96 \times 10^{-4} [N \cdot m \cdot sec^2]$	$c_3 = 1.5$
$B = 1.99 \times 10^{-3} [N \cdot m \cdot sec]$	$h_1 = 1.0460$
$K_t = 0.437 [N \cdot m/A]$	$h_2 = 0.0027$
$K_e = 0.437 [V \cdot sec/rad]$	$c_r = 14.3402$

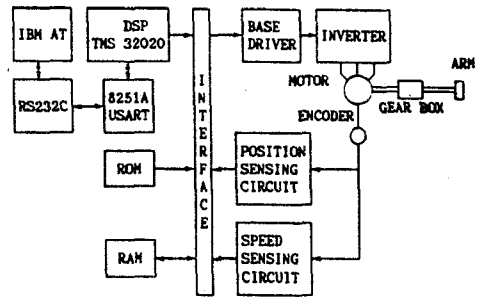


그림 2 제어 계통의 블록 선도

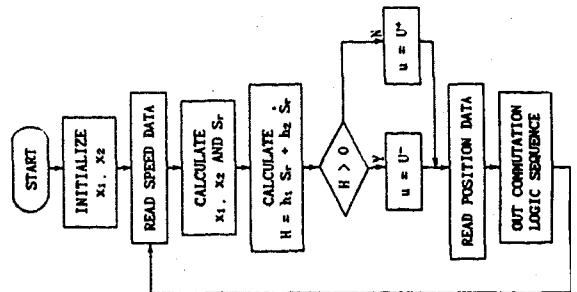
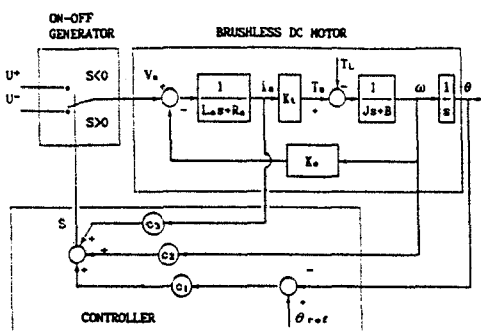
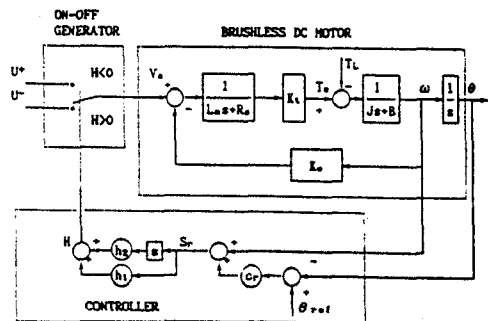


그림 3 프로그램 순서도



(a) 종래의 스위칭 함수 VSCS



(b) 제안한 스위칭 함수 VSCS

그림 1 위치 제어 계통의 블록선도

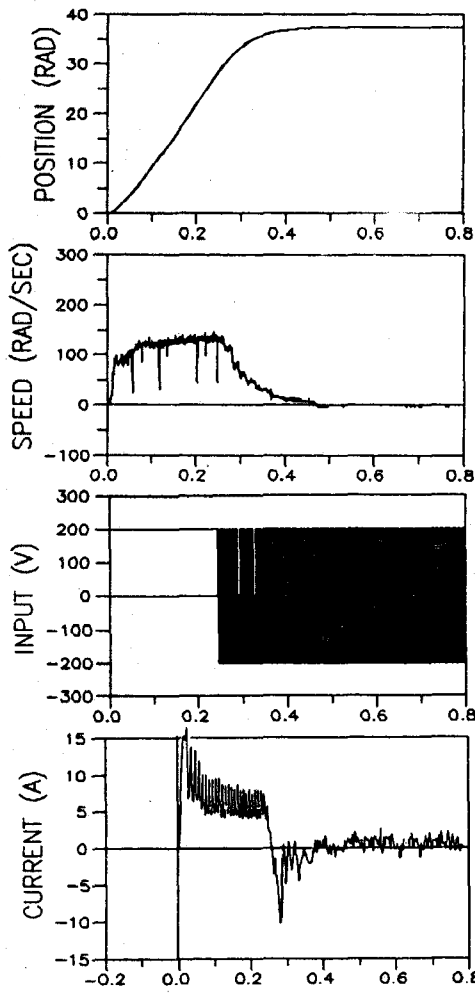


그림 4 종래의 스위칭 함수 VSCS의 실험 결과 ($\theta_{ref}=12\pi$ [rad]이고 기어함에 아암을 걸합한 상태)

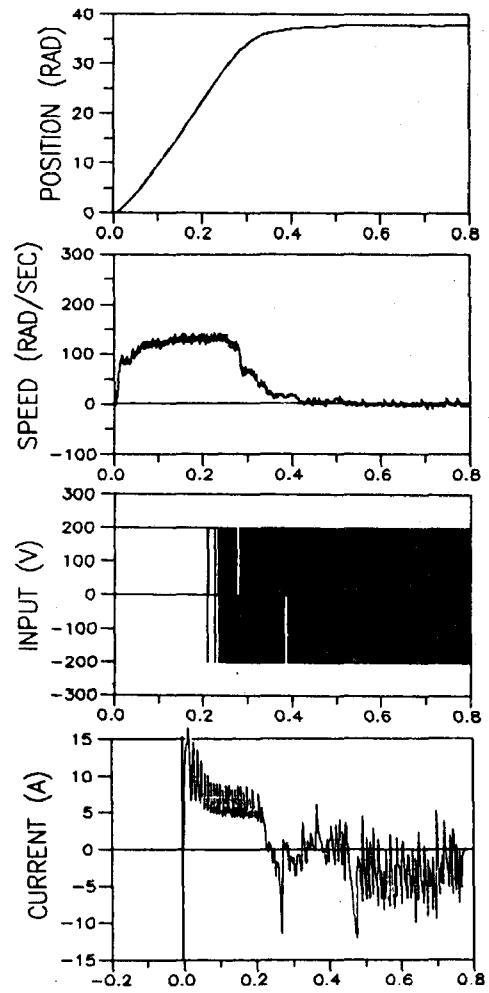


그림 5 제안한 스위칭 함수 VSCS의 실험 결과 ($\theta_{ref}=12\pi$ [rad]이고 기어함에 아암을 걸합한 상태)

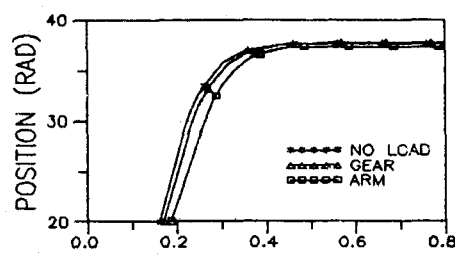


그림 6 종래의 스위칭 함수 VSCS의 위치응답 ($\theta_{ref}=12\pi$)

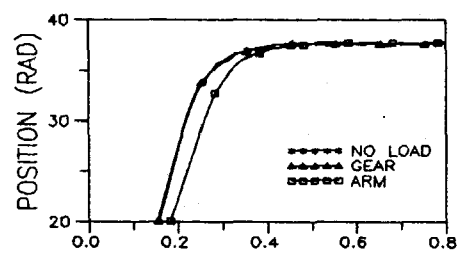
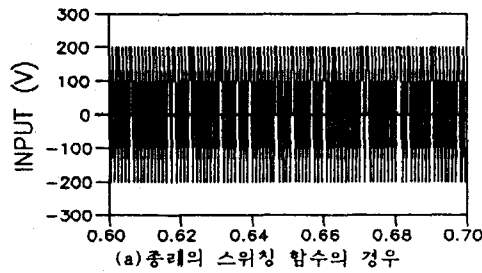
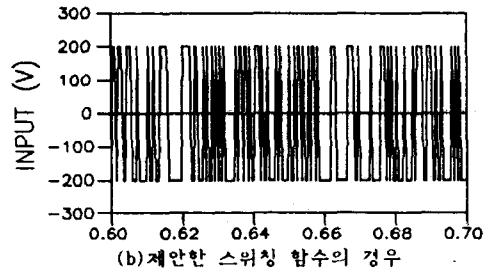


그림 7 제안한 스위칭 함수 VSCS의 위치응답 ($\theta_{ref}=12\pi$)



(a) 종래의 스위칭 함수의 경우



(b) 제안한 스위칭 함수의 경우

그림 8 스위칭 함수의 변동에 따른 제어 입력 (0.6sec~0.7sec)