

論文2001-38SC-2-1

채터링 저감특성을 갖는 정현파형 브러시리스 직류전동기 (BLDC Motor)의 적분 슬라이딩 모드 속도제어기 설계

(Design of a Integral Sliding Mode Speed Controller having Chattering Alleviation Characteristics for the Sinusoidal type Brushless DC Motor)

金世一*, 崔重暻**, 朴勝燁**

(Sei-Il Kim, Jung-Keyng Choi, and Seung-Yub Park)

요 약

본 논문에서는 정현파형 브러시리스 직류 전동기의 속도제어를 위해 두 개의 스위칭 라인에 의해 구성된 채터링 둔감영역을 갖는 가변구조 속도제어기를 설계한다. 슬라이딩 모드 과정중 과도상태에서 발생하는 고주파 채터링을 저주파로 한정시키기 위해 데드 존(Dead Zone) 함수의 도입을 제안하고, 정상상태에서의 채터링 감소 및 정상상태 오차를 제거하기 위해서는 제어입력에 시변이득을 적용한다. 제안된 데드 존 함수는 두 개의 스위칭 함수로 구성된 슬라이딩 영역을 표시하며 이 영역에 시스템의 상태가 존재 시 제어구조를 비례-적분 제어기로 변경하여 채터링이 발생하지 않으며 이 영역의 이탈 시간 가변구조제어를 적용하므로 채터링이 발생하게되어 과도상태의 고주파 채터링을 저주파로 감소시킬 수 있다. 설계된 속도 제어기에 대해 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 성능을 보인다.

Abstract

In this paper, a chattering alleviation VSS controller for the sinusoidal type BLDC motor is designed. Dead Zone function is proposed to change the chattering occurring in the transient state from high frequency to low frequency and time-varying gains are applied for the control input to eliminate the steady state excessive chattering in the conventional ISM. The proposed Dead Zone function represents the sliding layer composed of two switching surfaces and if a state vector exists in this layer, the chattering don't occur. Simulation and experimental results confirm the useful effects of the above algorithm.

I. 서 론

가변구조제어(Variable Structure Control) 이론은 크

기가 제한된 외란이나 한정된 내부 파라메타의 모델링 오차 및 비선형성에 대해서 강인한 제어 특성을 가지고 있어 브러시리스 직류 전동기뿐만 아니라 직류 전동기, 유도 전동기 등에 대한 적용이 활발히 연구되어 왔다^[1~5].

가변구조제어기의 구현을 위해서는 상태공간상에 먼저 상태벡터의 궤적이 슬라이딩 평면을 따라 원점에 수렴케 하는 슬라이딩 모드가 발생하도록 하기 위한 안정한 스위칭 평면을 설계한다. 이때 설계된 스위칭 평면으로 초기에 상태벡터가 도달하기 위한 도달기간

* 正會員, 國防品質管理所
(Defense Quality Assurance Agency)

** 正會員, 蒼遠大學校 電子工學科
(Dept. of Electric Engineering, Changwon Univ.)
接受日字:1999年5月27日, 수정완료일:2001年1月29日

(Reaching Phase)이 발생하게 된다.

도달기간을 지나 시스템의 상태가 설계된 스위칭 평면에 도달하면 피이드백 루프의 구조에 의해 스위칭 평면을 따라 시스템의 상태벡터가 슬라이딩 하도록 적용된다. 그렇기 때문에 시스템의 응답은 스위칭 평면의 기울기에 의존하게 되며 시스템의 파라메타 변화나 외부 외란에 대한 둔감한 특성을 얻을 수 있다^[6].

그러나, 이러한 특성은 무한대의 스위칭을 요구하지만 실제 시스템에서는 시간지연이 존재하기 때문에 무한대의 스위칭을 구현할 수 없으므로 유한적인 고주파의 채터링(Chattering)이 발생하게 된다. 이러한 고주파 채터링 현상은 시스템을 불안정하게 할 수도 있고 부가적인 이상 소음의 발생과 기계적인 마모현상 등을 유발하여 기구물의 수명을 단축할 수 있으므로 고주파 채터링을 감소시킬 필요가 있다.

이러한 채터링 현상을 줄이기 위한 노력으로, 작은 제어이득을 적용하는 방법은 이득의 크기가 너무 작아 강인성과 속응성이 보장되지 못하며, 외란의 크기가 제어신호 보다 크게 되면 슬라이딩 모드에서 이탈현상을 유발할 수 있다^[7].

그리고, 적응 채터링 감소방법은 예측기법을 사용하여야 하므로 실제로 속응성이 요구되는 전동기 구동에서는 구현하기가 매우 어렵다^[8].

또한, 히스테리시스 함수를 이용한 수정된 가변구조 제어기는 과도상태에서 채터링을 어느 정도 줄일 수 있으나 정상상태에서는 채터링 및 정상상태 오차가 발생하게 된다^[9].

본 논문에서는 가변구조제어 이론의 고유특성을 유지하면서 적분 슬라이딩 모드(Integral Sliding Mode)를 도입하여 과도상태의 도달기간을 제거하고 슬라이딩 과정중의 고주파 채터링을 저주파 채터링으로 한정시키며, 정상상태에서의 채터링 감소 및 정상상태 오차를 제거한 속도제어기를 설계하고자 한다.

과도상태의 채터링 주파수를 저주파로 한정시키기 위해 두 개의 스위칭 라인에 의해 구성된 슬라이딩 영역을 표시하는 데드 존(Dead Zone) 함수의 도입을 제안한다. 시스템의 상태가 이 슬라이딩 영역에 존재할 경우 제어기 구조를 비례-적분(PID)제어기로 변경하므로 가변구조시의 과도한 채터링 현상을 제거할 수 있다.

그리고, 정상상태의 채터링 감소 및 오차를 제거하기 위해서 기존 가변구조의 고정이득 성분 대신 시변이득 성분을 적용한다^[11].

또한, 개발된 속도제어 알고리즘을 냉각효과가 우수해 체적대 출력비가 크고 관성이 적어 사무용 및 컴퓨터용으로, 그리고 자동화용으로 많이 사용되는 정현파형 브러시리스 직류전동기에 적용하여 그 우수성을 입증하여 본다.

디지털 제어기로 사용된 프로세서는 빠른 실수연산 기능을 가진 DSP(TMS320C31)을 사용하였으며 전력변환부는 IPM을 이용하여 구성하였다. 그리고 전류검출을 위해 홀센서와 A/D변환기를 사용하였으며, 속도검출은 전동기의 회전자 축에 연결된 엔코더 신호를 4채 배하여 사용하였다.

2장에서는 기존 슬라이딩 모드 제어기에 대한 소개와 과도상태의 고주파 채터링 제거방법에 대해 구체적으로 논의하고 채터링 저감 정현파형 브러시리스 직류전동기의 속도제어기를 설계한다. 그리고 3장에서는 실험을 위한 전체 서보시스템에 대해 소개하고 4장에서는 시뮬레이션 및 실험결과를 비교 검토한다.

II. 정현파형 BLDCM 속도제어기 설계

1. 기존 적분 슬라이딩 모드 제어기^[10]

브러시리스 직류 전동기의 속도제어를 위한 속도 오차 상태방정식은 다음과 같이 일차계통으로 정의된다.

$$\dot{x}(t) = a_{22}x(t) + a_{23}U(t) + f \quad (1)$$

여기서, $x(t) = w(t) - w_{ref}$, $a_{22} = -\frac{B}{J}$, $a_{23} = \frac{K_T}{J}$, $U(t)$ 는 가변제어입력이고, $f = a_{22}w_{ref} + TL$, $w(t)$ 는 현재속도, w_{ref} 는 속도명령, TL 은 부하이다. 여기서, f 는 표준정합조건을 만족하고 불확실한 성분을 포함하고 있으며 크기에 대한 상위경계치 f_{max} 는 $|f| < f_{max}$ 로 알려져 있다고 가정한다.

적분항이 첨가된 스위칭 평면 $S(t)$ 와 가변 제어입력 $U(t) (\in R^1)$ 는 다음과 같다.

$$S(t) = x(t) + c \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \quad (2)$$

$$U(t) = k_1x(t) + k_f \quad (3)$$

여기서 k_1 과 k_f 는 가변이득이다. 스위칭 평면에 대한 슬라이딩 모드 조건식을 만족하는 제어입력을 구성하기 위해 다음과 같은 Lyapunov 함수를 정의하고 이의

일차 미분값이 음의 한정이 되도록 하는 가변이득을 구한다.

$$V = \frac{1}{2}(S(t)^2) \quad (4)$$

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (5)$$

식(2)를 식(5)에 대입하면 식(8)과 같이 가변이득 k_1 및 k_f 를 구할 수 있다.

$$\dot{S}(t) = a_{22}x(t) + a_{23}U(t) + f + cx(t) \quad (6)$$

$$S\dot{S} = (a_{22} + c + a_{23}k_1)Sx + (f + a_{23}k_f)S \quad (7)$$

$$k_1 = \begin{cases} -\frac{(a_{22}+c)}{a_{23}} + g_1, & \text{if } Sx < 0 \\ -\frac{(a_{22}+c)}{a_{23}} - g_1, & \text{if } Sx > 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$k_f = \begin{cases} -\frac{f}{a_{23}} + g_f, & \text{if } S < 0 \\ -\frac{f}{a_{23}} - g_f, & \text{if } S > 0 \end{cases}$$

여기서 g_1 과 g_f 는 고정 이득성분이다.

그리고 위의 이득성분을 포함한 제어입력에 의해 발생하는 슬라이딩 모드의 안정성을 결정하기 위해 특성 방정식을 구한다. 이를 위해서는 실제 인가되는 가변 제어입력의 평균치를 취한 등가 제어입력을 이용하여야 한다. 등가 제어입력은 상태 벡터들이 이상적으로 스위칭 평면상에만 머물러 있다는 가정하에 지켜지는 식(9)로부터 식(10)과 같이 된다.

$$S = 0, \quad \dot{S} = 0 \quad (9)$$

$$U_{eq} = -\frac{1}{a_{23}}((a_{22} + c)x + f) \quad (10)$$

이 등가입력 U_{eq} 에 의해 페루프 방정식은 다음과 같이 이상적인 슬라이딩 모드 방정식이 된다.

$$\dot{x} = -cx \quad (11)$$

식(11)은 슬라이딩 모드를 나타내는 동특성으로 $S=0$ 이 만족될 때의 스위칭 함수 S 의 미분치와 같다. 여기서 c 을 양수로 선택하면 상태 x 는 원점으로 수렴하게 된다. 다음으로 적분 초기치를 선정하기 위해, $t=0$ 일 때 식(2)는 다음과 같이 표현된다.

$$x(0) + cI_0 = 0 \quad (12)$$

여기서 $x(0)$ 는 x 의 초기상태이며, I_0 는 다음과 같이

표현되는 적분 초기치이다.

$$I_0 = \int_{-\infty}^0 x(\tau) d\tau \quad (13)$$

식(13)에서 $t=0$ 일 때부터 슬라이딩 모드를 발생하기 위한 I_0 는 다음과 같이 된다.

$$I_0 = -\frac{x(0)}{c} \quad (14)$$

만약, 적분 초기치가 식(14)를 만족한다면 전 구간에서 적분 슬라이딩 모드가 발생하게 된다.

실제 시스템에서는 무한대의 가변 제어입력을 인가할 수 없으며 시간지연이 존재하게 되므로 스위칭 평면에 존재하기 위해 일정한 주기를 갖는 제어입력이 계속 인가되며, 시스템의 상태는 스위칭 평면의 위 또는 아래를 계속 스위칭 하게 되어 고주파 채터링이 발생하게 된다.

다음절에서는 시스템의 상태가 스위칭 평면에 머무르기 위해 발생하는 고주파 채터링을 저주파 채터링으로 감소시키는 방법에 대해 논의한다.

2. 채터링 저감 정현파형 BLDC 전동기 속도제어기 설계

상태공간상에 그림 1과 같이 두 개의 스위칭 평면 S_1 과 S_2 를 설정한다. 먼저, 가변구조의 과도상태의 도달시간을 제거한 적분 슬라이딩 모드를 만들기 위해 제어초기에 시스템의 상태를 스위칭 평면 S_1 또는 S_2 상에 위치시킨다. 그리고 시스템의 상태가 스위칭 평면 S_1 보다 위쪽($S_1S_2 > 0$) 이고 $|S_1| < |S_2|$ 인 영역에 위치할 경우 $\dot{S}_1S_1 < 0$ 을 만족하는 제어입력을 인가하고, 시스템의 상태가 스위칭 평면 S_2 보다 아래쪽($S_1S_2 > 0$) 이고 $|S_1| > |S_2|$ 인 영역에 위치할 경우 $\dot{S}_2S_2 < 0$ 을 만족하는 제어입력을 인가한다. 그러면 시스템의 상태는 항상 두 개의 스위칭 평면 안쪽($S_1S_2 < 0$ 인 영역)에 위치하게 된다. 시스템의 상태가 $S_1S_2 < 0$ 인 영역에 위치할 경우는 제어입력을 비례-적분형태로 인가하면 채터링 발생없이 원점으로 안정하게 수렴한다.

이상과 같이, 두개의 스위칭 평면 내부인 슬라이딩 영역내에서 시스템의 상태가 원점으로 수렴하는 동안 스위칭 평면 S_1 또는 S_2 에 도달 또는 이탈시만 스위칭이 발생하므로 기존 하나의 스위칭 평면을 사용할 때 발생하는 고주파 채터링 주파수를 저주파로 감소시

킬 수 있다.

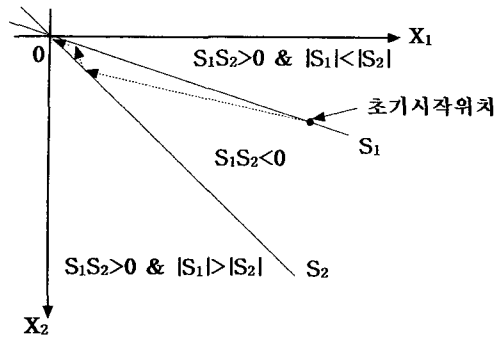


그림 1. 데드 존 함수로 표현된 상태공간상의 두 개의 스위칭평면을 사용한 과도상태 채터링 주파수 감소

그림 1에서 상태공간상에 임의로 설정된 스위칭 평면 S_1 과 S_2 와 이로부터 구성된 슬라이딩 영역을 다음과 같이 데드 존 함수 $DZ(t)$ 로 표시한다.

시스템 상태가 스위칭 평면 S_1 보다 위쪽($S_1S_2 > 0$ 이고 $|S_1| < |S_2|$ 인 영역)에 위치할 경우를 $DZ(t)=1$, 시스템의 상태가 스위칭 평면 S_2 보다 아래쪽($S_1S_2 < 0$ 이고 $|S_1| > |S_2|$ 인 영역)에 위치할 경우를 $DZ(t) = -1$, 그리고 시스템의 상태가 $S_1S_2 < 0$ 인 영역에 위치할 경우를 $DZ(t) = 0$ 으로 표현하고 $DZ(t)=1$ 또는 -1 일 경우는 제어기를 가변구조제어기로 설정하며, $DZ(t)=0$ 일 경우는 제어기를 비례-적분 제어기로 설정한다.

다음 식(15)와 그림 2는 데드 존 함수와 상태공간상의 스위칭 함수와의 관계를 표현한 것이다.

$$DZ(t) = \begin{cases} 1, & S_1S_2 > 0 \text{ and } |S_1| < |S_2| \\ 0, & S_1S_2 < 0 \\ -1, & S_1S_2 > 0 \text{ and } |S_1| > |S_2| \end{cases} \quad (15)$$

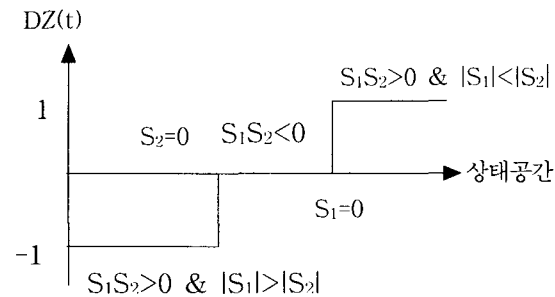


그림 2. 데드 존 함수 $DZ(t)$
Fig. 2. Dead Zone function $DZ(t)$.

이상의 개념을 토대로 채터링 저감 속도제어기를 설계한다. 먼저, 정현파형 브러시리스 직류전동기의 오차 상태방정식은 식(1)과 같으며, 세부 파라메타 값들은 표 1과 같다.

표 1. 브러시리스 직류 전동기 파라메타
Table 1. value of BLDCM Parameters.

파라메터	기호	값	Unit
Rotor Moment of Inertia	J	0.00004938	N-m-sec ²
Torque Constant	K_T	0.21462	N-m/A
DC Winding Resistance Line to Line	R	1.5	Ω
Electrical Time Constant	τ_e	0.0061	sec
Friction Coefficient	B	0.00006239	N-m-sec
Rated Voltage	V	75	V
Rated Current	I	4	A
Inductance Line to Line	L	0.0061	H
Rated Load	TL	0.008	N-m

저주파 채터링을 유도하기 위한 슬라이딩 영역은 다음과 같은 식(16)과 같은 스위칭 평면 \bar{S} 에 의해 설정된다.

$$\bar{S} = \bar{C} \cdot \bar{X} \quad (16)$$

여기서, $\bar{S} = [S_1, S_2]^T$, $\bar{C} = \begin{bmatrix} 1 & c_1 \\ 1 & c_2 \end{bmatrix}$, $\bar{X} = [x, \int x dt]^T$ 이다.

먼저, 과도상태의 도달시간을 제거하기 위해 적분 초기치를 조절하여 제어대상의 초기상태를 스위칭 평면 \bar{S} 에 위치시킨다. 적분 초기치 조절을 위해서 초기 제어대상의 상태가 스위칭 평면 S_1 상에 있다고 가정하면 식(16)으로부터 다음 식(17)과 같이 적분 초기치를 구할 수 있다^[10].

$$\begin{aligned} x(0) + c_1 I(0) &= 0, \\ \therefore I(0) &= -\frac{x(0)}{c_1} \end{aligned} \quad (17)$$

그리고 가변구조제어입력의 가변이득성분 k_1, k_f 는 다음과 같이 데드존 함수 $DZ(t)$ 에 따라 결정한다.

$DZ(t)=1$ 일 경우

제어기간중 외란 등에 의해 시스템의 상태가 상태공

간상의 스위칭 평면 S_1 을 이탈할 경우인 $DZ(t)=1$ 일 때 시스템의 상태를 슬라이딩 영역으로 향하게 하기 위해 슬라이딩 모드조건 $\dot{S}_1 S_1 < 0$ 으로부터 다음 식(18)과 같이 가변이득 k_1 과 k_f 를 구할 수 있다.

$$k_1 = \begin{cases} -\frac{(a_{22}+c_1)}{a_{23}} + g_1 \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_1 x < 0 \\ -\frac{(a_{22}+c_1)}{a_{23}} - g_1 \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_1 x > 0 \end{cases} \quad (18)$$

$$k_f = \begin{cases} -\frac{f}{a_{23}} + g_f \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_1 < 0 \\ -\frac{f}{a_{23}} - g_f \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_1 > 0 \end{cases}$$

여기서 g_1 과 g_f 는 고정이득 성분이며, $\beta \frac{|x|}{a_{23}}$ 는 시변이득 성분으로 시스템의 상태가 원점에 가까워질 수록 줄어들기 때문에 제어입력의 크기가 줄어들어 정상상태에서의 과도한 입력에 의한 기계적인 채터링을 감소시킬 수 있다^[11,12].

DZ(t)=-1일 경우

시스템의 상태가 상태공간상의 스위칭 평면 S_2 를 이탈할 경우인 $DZ(t)=-1$ 일 때 시스템의 상태를 슬라이딩 영역으로 향하게 하기 위해 슬라이딩 모드조건 $\dot{S}_2 S_2 < 0$ 으로부터 다음 식(19)과 같이 가변이득 k_1 과 k_f 를 구할 수 있다.

$$k_1 = \begin{cases} -\frac{(a_{22}+c_2)}{a_{23}} + g_1 \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_2 x < 0 \\ -\frac{(a_{22}+c_2)}{a_{23}} - g_1 \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_2 x > 0 \end{cases} \quad (19)$$

$$k_f = \begin{cases} -\frac{f}{a_{23}} + g_f \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_2 < 0 \\ -\frac{f}{a_{23}} - g_f \beta \frac{|x|}{a_{23}}, & \text{if } S_2 > 0 \end{cases}$$

DZ(t)=0인 경우

시스템의 상태가 $DZ(t)=0$ 인 슬라이딩 영역 내에 위치할 경우 안정하게 원점으로 수렴하기 위해서는, 다음 식(20)의 비례-적분 제어입력을 식(1)에 인가하여 라플라스 변환한 후 상태오차 $x(s)$ 에 관한 식(21)을 구한다.

$$U(t) = k_1 x(t) + k_f \int x(t) dt \quad (20)$$

$$x(s) = \frac{s(x(0) + f(s))}{s^2 - (a_{22} + a_{23}k_1)s - a_{23}k_f}, \quad x(0) : \text{속도오차 초기치} \quad (21)$$

여기서 s 는 라플라스 연산자이다.

식(21)의 안정성을 보장하기 위해서 $x(s)$ 의 분모의 근들이 다음 식(22)와 같이 λ_1, λ_2 라 가정하고 극점배치 방법에 의해 λ_1, λ_2 가 s 평면상의 좌반면에 위치하도록 설정한다.

$$s^2 - (a_{22} + a_{23}k_1)s - a_{23}k_f = (s + \lambda_1)(s + \lambda_2) \quad (22)$$

여기서 $\lambda_1 > 0, \lambda_2 > 0$ 이다.

그러므로 식(22)의 조건에 의해 식(21)의 분모의 모든 계수가 양수이고 극점이 모두 좌반면에 존재하므로 최종치 정리에 의해 상태 $x(s)$ 는 식(23)과 같이 0으로 수렴함을 알 수 있다.

$$x(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s x(s) = 0 \quad (23)$$

가변이득 성분 k_1 및 k_f 는 식(22)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$k_1 = -\frac{a_{22} + \lambda_1 + \lambda_2}{a_{23}}, \quad (\lambda_1, \lambda_2 > 0) \quad (24)$$

$$k_f = -\frac{\lambda_1 \lambda_2}{a_{23}} \quad (25)$$

식(24) 및 식(25)에서 λ_1, λ_2 를 복소평면상의 좌반면에 위치하도록 적절히 선정하면 오버슈트없이 안정하게 원점으로 수렴하도록 할 수 있다.

이상과 같이 메드 존 함수 $DZ(t)$ 의 값에 따라 제어입력의 형태를 변경하여 인가하면 과도상태의 고주파 채터링을 저주파로 감소시키고 정상상태 채터링이 감소한 브러시리스 직류 전동기의 속도제어기를 설계할 수 있다.

III. 서보 시스템

본 연구에서 제어대상으로 선정된 전동기는 일본 Yaskawa사 제품으로서 Slotless 3상 8극형 고정자와 8극 영구 자석형 회전자를 갖는 정격전압(Rated Voltage) 200V, 정격전류(Rated Current) 2A, 200W급 정현파형 BLDC 전동기이며, 그림 3은 제안된 채터링 저감 슬라이딩 모드 제어기를 포함한 전체 서보 시스템을 보인다.

주 프로세서는 고속 및 다량 연산에 있어서 최적의 프로세서인 DSP(Digital Signal Processor)TMS320C31

를 사용하였으며 전력 변환부의 집적화를 통해서 인버터의 신뢰성 향상과 고주파 스위칭을 실현하기 위해서 IPM (Intelligent Power Modules)을 사용하여 전력 변환부를 구성하였다. 전체 시스템은 크게 시스템 제어부, 전류 검출부, 모니터링부, 전력 변환부, 전동기의 정류부(Commutation), 속도 검출부로 구성하였다.

시스템 제어부에는 설계된 제어 알고리즘을 수행하는 주 프로세서로 Texas Instrument사의 DSP인 TMS320C31을 사용하였다. DSP는 그 특성이 일반적인 로직 처리용 마이크로 프로세서와는 달리 처리 속도가 빠르고, 부동소수점 연산이 고속으로 가능하기 때문에 디지털 신호 처리뿐만 아니라 제어 분야에서도 그 응용이 확장되고 있는 칩이다. 본 논문에서는 IBM586과 DSP 시스템간에 병렬 데이터 라인과 부트로드 라인으로 프로그램과 실험 데이터를 전송한다.

전류 검출부에서는 전동기의 u, v 상전류를 홀-센서를 통하여 검출하고 검출된 전류량은 12bit의 분해능 및 38μs의 4채널 변환시간을 갖는 AD변환기 AD7874에 입력되어 디지털 값으로 변환된다. 이때 u, v 상 전류값의 합으로부터 w 상 전류를 알아낼 수 있다

모니터링부는 전동기 운전도중의 각 상태량들을 실시간 모니터링 하기 위하여 주변회로가 간단하고, 2채널 입출력의 기능 및 12bit 분해능을 갖는 AD7247을 이용한 DA변환 회로를 설계하였다.

전력변환부는 Mitsubishi사의 PM15CSJ060 IPM을 이용하여 구성하였다. 특성을 간단히 요약하면 첫째, 600V, 15A 전류센스 15kHz IGBT형 인버터이며 둘째, 모놀리틱 게이트와 보호로직이 내장되어 있으며 셋째, 과전류, 단락회로, 과열, 저전압에 대한 상태표시와 검출 보호 기능이 있으며 넷째, 가청 노이즈가 없는 0.7KW급 인버터 응용이 가능하다. 그리고 데드타임 (Dead Time)은 4μs로 설정하였다.

IPM 구동을 위해 IPM 내부에 내장된 각각의 IGBT 게이트 단자에 PWM 펄스 신호를 인가해야 하며, 변조 방식에 따라 펄스 발생 회로는 달라지게 된다. 본 연구에서는 공간벡터 변조 방식(SVM)에 의해 소프트웨어 방식으로 게이트 신호를 발생시키기 때문에 GAL16V8을 이용하여 간단히 각 상에 대한 PWM 펄스 패턴을 만들어 하드웨어를 대폭 간소화 시켰다.

전동기의 정류부(Commutation)는 엔코더 C상에서 전동기의 기계각 90° 변화주기로 6개의 다른 모양의 펄스열이 발생되도록 만들어졌으므로 이 6개의 펄스열을 디코더를 통해 분리하여 0.0031rad 분해능으로 절대 위치를 판별한다.

속도 검출부에서는 엔코더에서 발생하는 1회전당 2048펄스를 4배 배 회로를 구성하여 펄스의 수를 4배로 늘렸으며 이신호를 16bit 카운터로 검출하여 DSP에서의 속도 계산에 사용하였다.

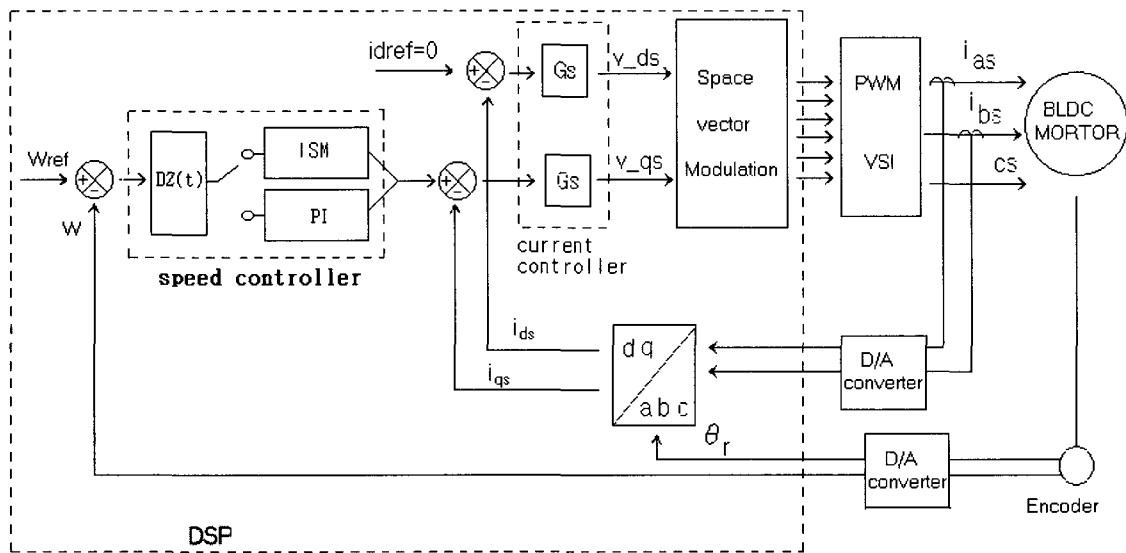


그림 3. BLDC 전동기의 전체 속도제어 시스템 블록도
Fig. 3. System block diagram of BLDCM speed controller.

본 장에서는 기존 슬라이딩 모드 제어기와 제안된 제어기의 특성을 비교한다. 먼저, 제안된 제어기의 시물레이션 결과를 논의하고, 기존 제어기와 제안된 제어기의 실험결과를 비교한다. 지령치는 $50\pi(\text{rad/sec})$ 로 시물레이션 및 실험을 수행하였으며 시물레이션과 실험시의 샘플링 시간은 속도 샘플링은 1 msec이고 전류 샘플링은 0.1ms로 하였다. 다음 표 2는 제어기의 파라미터를 나타낸다.

표 2. 제어기 파라미터
table 2. value of controller parameters.

구 분		c1	c2	g1	gf	β	λ_1	λ_2
기존 ISMC	시물레이션	5	-	0.003	0.03	-	-	-
	실험	35	-	0.003	0.03	-	-	-
제안 ISMC	시물레이션	5	7	0.003	0.03	0.5	2	7
	실험	30	40	0.003	0.03	0.5	2	7

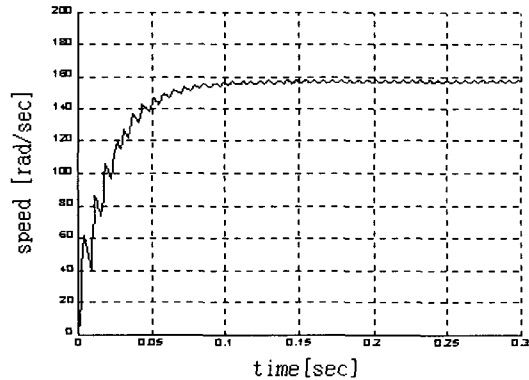
그림 4는 기존 ISM제어기의 시물레이션 결과로 (a) 속도응답의 경우 과도상태에서 채터링 현상이 심하게 보임을 알 수 있다. (b)는 속도오차로 정상상태에서 원점으로 수렴하나 채터링이 심하게 발생함을 알 수 있다. (c)는 스위칭 평면을 상태공간상에 도시한 것으로 시스템의 상태가 스위칭평면을 따라 심하게 채터링 하면서 원점으로 슬라이딩함을 알 수 있다. (d)는 스위칭 함수 값을 표시한 것으로 시스템의 상태가 스위칭 평면에 도달 시 스위칭 함수 값이 0이 되어 슬라이딩 모드가 잘 발생함을 알 수 있다. (e)는 입력전류 특성으로 과도한 입력의 변화가 발생함을 알 수 있다.

그림 5는 기존 슬라이딩 모드 제어기의 실험결과이다. (a)는 속도응답으로 과도상태시 고주파 채터링 현상이 발생하며 정상상태에서도 채터링이 발생함을 알 수 있다. (b)는 정상상태에서의 속도오차를 확대한 것으로 채터링이 심하게 발생함을 알 수 있다. (c)는 상태공간상의 시스템 상태궤적으로 스위칭 평면의 위 아래로 채터링이 심하게 발생하며 원점으로 수렴함을 알 수 있다. (d)는 스위칭 함수 값을 표시한 것으로 시스템의 상태가 스위칭 평면에 도달 시 스위칭 함수 값이 0이 되어 슬라이딩 모드가 잘 발생함을 알 수 있다. (e)는 입력전류 특성으로 전류의 스위칭이 크게 발생하고 있음을 알 수 있다.

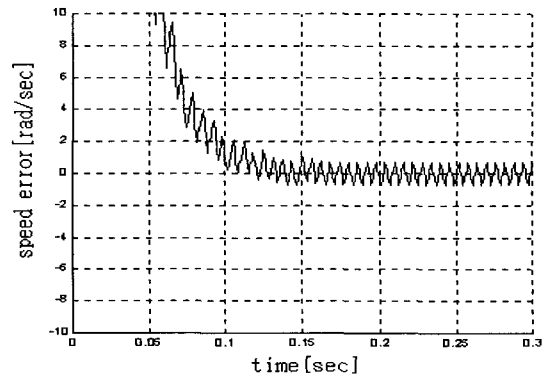
그림 6은 제안된 제어기의 시물레이션 결과이다. (a)는 속도응답으로 과도상태에서 채터링 현상이 거의 보이지 않는다. (b)는 정상상태에서의 속도오차를 확대한

것으로 채터링이 발생하지 않음을 알 수 있다. (c)는 스위칭 평면을 상태공간상에 도시한 것으로 시스템의 상태가 슬라이딩 영역에서 원점으로 잘 수렴함을 알 수 있다. (d)는 스위칭 함수 값을 표시한 것으로 시스템의 상태가 스위칭 평면에 도달 시 스위칭 함수 값이 0이 되어 잘 수렴함을 알 수 있다. (e)는 입력전류 특성으로 과도한 입력의 변화가 없음을 알 수 있다.

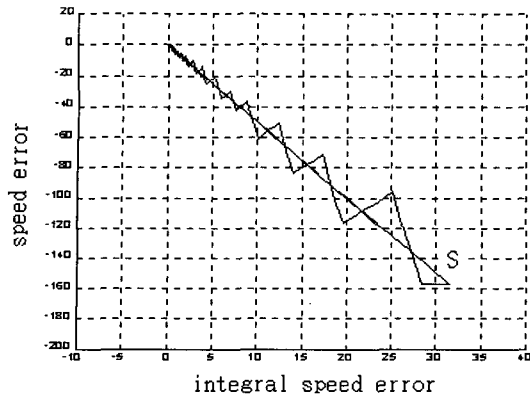
그림 7은 제안된 슬라이딩 모드 제어기의 실험결과이다 (a)는 속도응답으로 과도상태시 저주파 채터링 현상이 발생하여 기존 제어기보다 채터링이 감소됨을 알 수 있다. (b)는 정상상태에서의 속도오차를 확대한 것으로 기존 제어기보다 채터링이 감소됨을 알 수 있다. (c)는 상태공간상의 시스템 상태궤적으로 스위칭평면 S_1 과 S_2 로 구성된 슬라이딩 영역을 따라 원점으로 잘 수렴함을 알 수 있다. (d)는 스위칭 함수 값을 표시한 것으로 시스템의 상태가 스위칭 평면에 도달 시 스위칭 함수 값이 0이 되어 잘 수렴함을 알 수 있다. (e)는 입력전류 특성으로 전류의 스위칭이 크게 발생하지 않음을 알 수 있다.



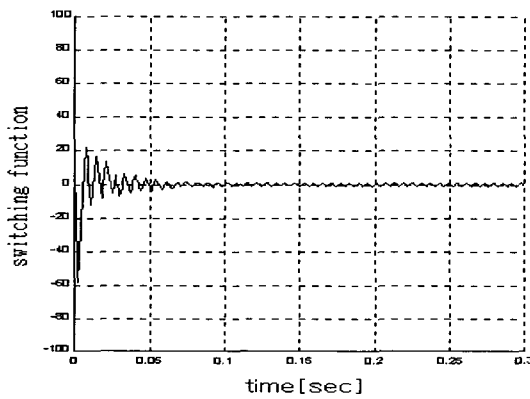
(a) 기존 ISMC 속도응답(시물레이션)



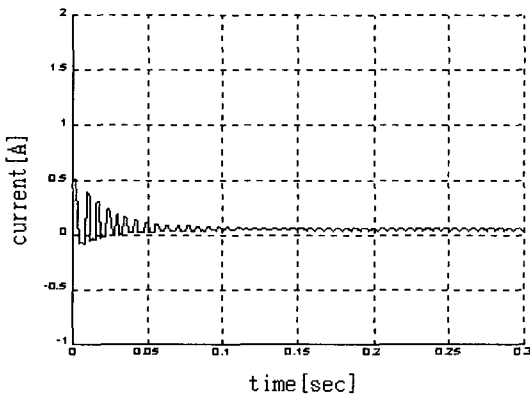
(b) 기존 ISMC 속도오차(시물레이션)



(c) 기존 ISMC 스위칭평면(시뮬레이션)



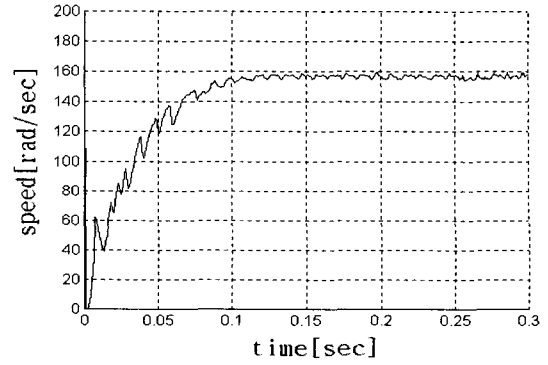
(d) 기존 ISMC 스위칭함수(시뮬레이션)



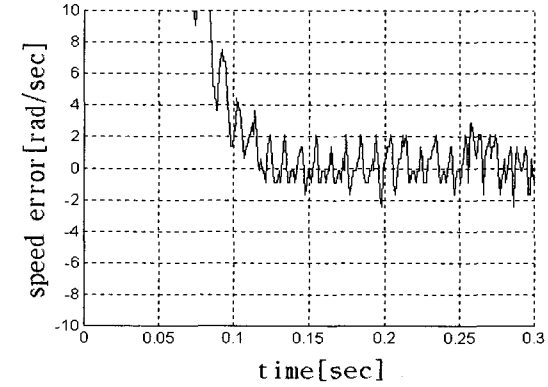
(e) 기존 ISMC 입력전류(시뮬레이션)

그림 4. 지령치 50π (rad/sec)일 때 기존 ISMC 시뮬레이션 결과

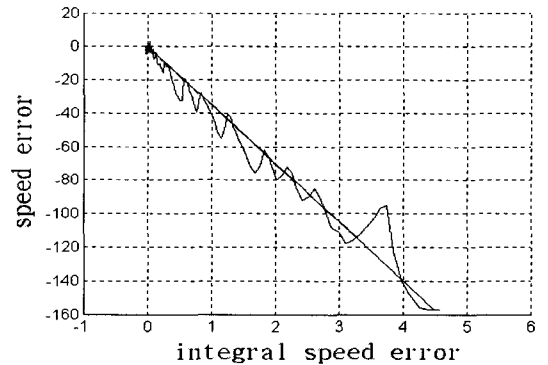
Fig. 4. Simulation results of conventional ISMC when command is 50π (rad/sec).



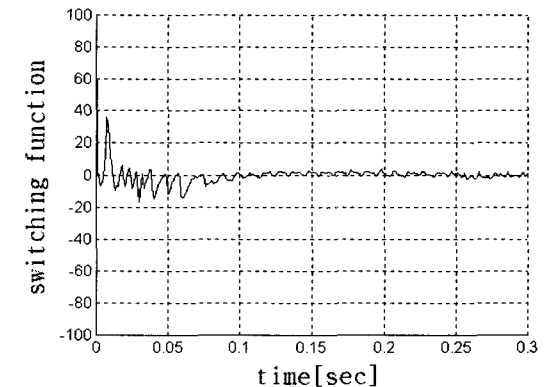
(a) 기존 ISM 속도응답(실험)



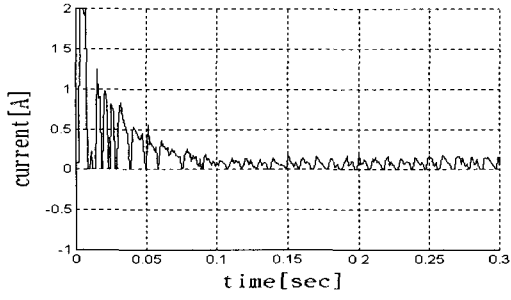
(b) 기존 ISMC 속도오차(실험)



(c) 기존 ISMC 스위칭평면(실험)



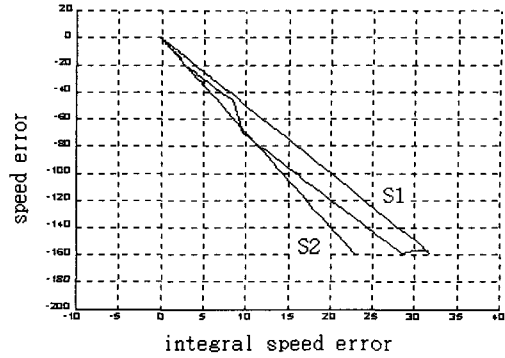
(d) 기존 ISMC 스위칭함수(실험)



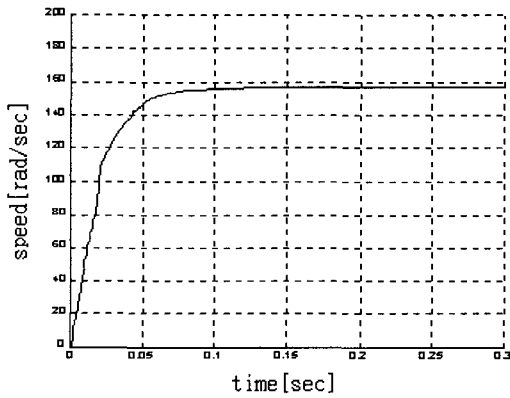
(e) 기존 ISMC 입력전류(실험)

그림 5. 지령치 50π (rad/sec)일 때 기존 ISMC 실험 결과

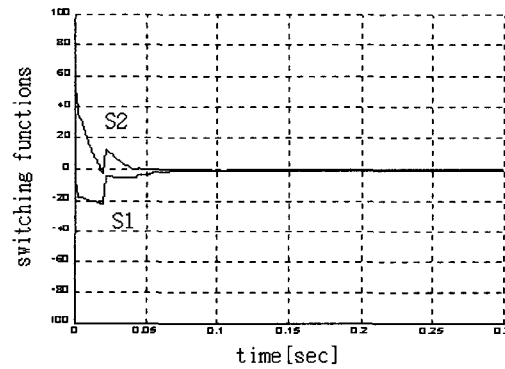
Fig. 5. Experimental results of conventional ISMC when command is 50π (rad/sec).



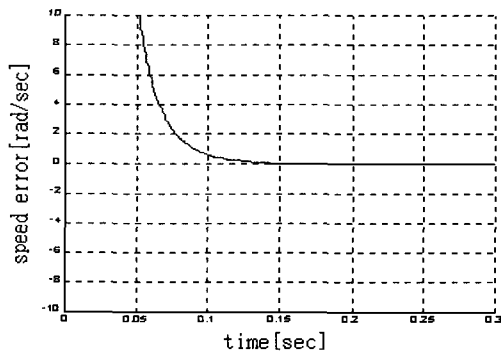
(c) 제안된 ISMC 스위칭평면(시뮬레이션)



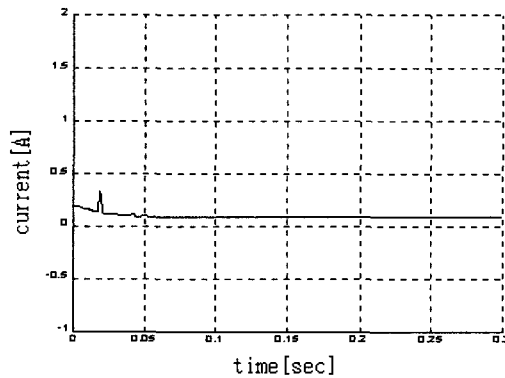
(a) 제안된 ISMC 속도응답(시뮬레이션)



(d) 제안된 ISMC 스위칭함수(시뮬레이션)



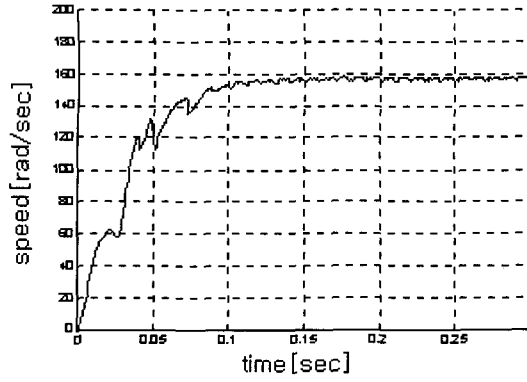
(b) 제안된 ISMC 속도오차(시뮬레이션)



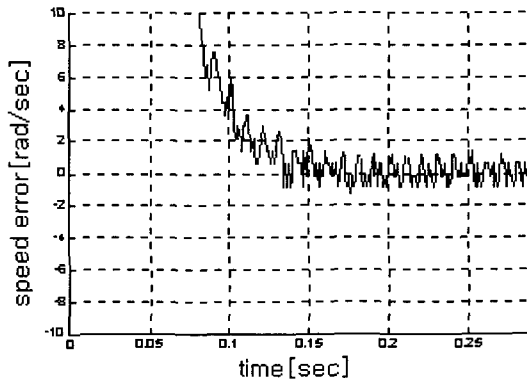
(e) 제안된 ISMC 입력전류(시뮬레이션)

그림 6. 지령치 50π (rad/sec)일 때 제안된 ISMC 시뮬레이션 결과

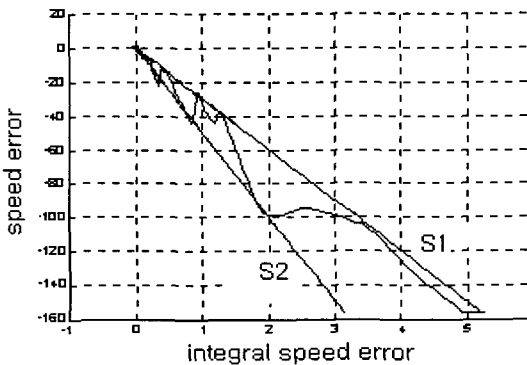
Fig. 6. Simulation results of proposed ISMC when command is 50π (rad/sec).



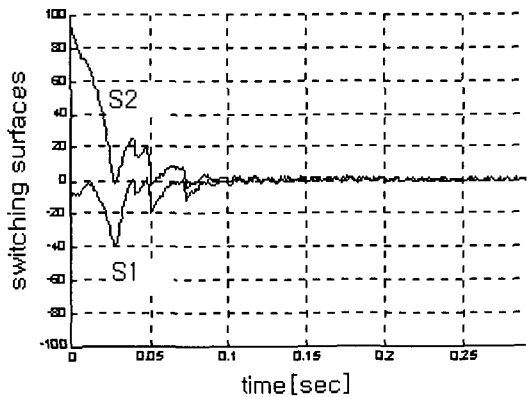
(a) 제안된 ISMC 속도응답(실험)



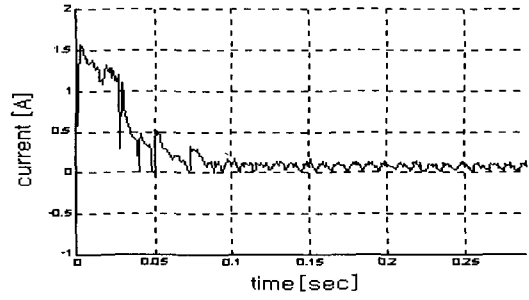
(b) 제안된 ISMC 속도오차(실험)



(c) 제안된 ISMC 스위칭평면(실험)



(d) 제안된 ISMC 스위칭함수(실험)



(e) 제안된 ISMC 입력전류(실험)

그림 7. 지령치 50π (rad/sec)일 때 제안된 ISMC 실험 결과

Fig. 7. Experimental results of proposed ISMC when command is 50π (rad/sec).

V. 결론

본 논문에서는 과도상태의 도달시간을 제거하고 과도상태에서 발생하는 고주파 채터링을 저주파 채터링으로 한정시키며 정상상태에서의 채터링 감소 및 오차를 제거한 채터링 저감특성을 갖는 정현파형 브러시리스 직류전동기용 속도제어기를 설계하였다. 과도상태의 고주파 채터링을 저주파로 한정시키기 위해 데드 존 함수로 표현된 슬라이딩 영역의 도입을 제안하였고, 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 성능을 입증하였다. 그리고 기존 슬라이딩 모드제어기의 실험결과와 비교하여 제안된 제어기의 타당성을 입증하였다. 기존 슬라이딩 모드제어기에 비해 과도상태에서의 채터링 주파수를 상당히 감소시킨 저주파로 한정시켰으며, 정상상태에서의 채터링도 기존 제어기에 비해 상당히 감소됨을 알 수 있었다.

참고 문헌

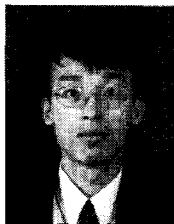
[1] H.Hashimoto, T.Nakayama, "Practical Variable Structure Approach for Brushless Servo Motor Control - Practical Implementation of DSP", *PESC '88 Record*, pp.207-213, Apr. 1988

[2] P.K. Namdam and P.C. Sen, "Sliding mode speed control of a self-controlled synchronous motor based on state estimation and digital differentiation", *IPEC*, pp.291-295, 1989

[3] A. Glumineau, M. Hamy, C. Lanier, C. H.

- Moog, "Robust control of a brushless servo motor via sliding mode techniques", *INT. J. Control*, vol.58. no.5, pp.979-990, 1993.
- [4] B.K.Bode, "Sliding Mode Control of Induction Motor", *Conf. Record of IEEE-IAS Ann. Meeting*, pp.479-486, 1985.
- [5] F.J. Chang, H. J. Liao et al, "Position control of DC Motors via variable structure system control: A chattering alleviation approach", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.37, No.6, pp.425-459, 1990
- [6] Vadim Utkin, Jingxin Shi, "Integral Sliding Mode in Systems Operating under Uncertainty Conditions", *Proceedings of the 35th Conference On Decision and Control Kobe, Japan*, pp.4591-4596, 1996
- [7] Itkis, U, "Control systems of Variable Structure", Wiley, New York, 1976
- [8] Chang, F.J., S.H.Twu, and S. Chang, "Adaptive chattering alleviation of variable structure systems control", *IEE Proceeding D*, 137, 31-39
- [9] KUO-KAI SHYU, YAO-WEN TSAI and CHEE-FAI YUNG, "A Modified Variable Structure Controller", *Automatica*, Vol. 28, No.6, pp1209-1213, 1992
- [10] 최중경, "가변 구조 제어 이론의 확장 및 그 응용에 관한 연구", 고려대학교 박사학위논문, 1992
- [11] 최중경, 박승엽, 김종선, 김세일, "Trapezoidal형 브러시리스 전동기의 속도 제어를 위한 시변 이득을 갖는 견실한 슬라이딩 모드 제어기의 설계", *한국자동제어학술회의*, vol.2, pp.848-853, 1994
- [12] 김세일, "슬라이딩 모드 제어 이론을 적용한 Trapezoidal형 브러시리스 직류전동기의 견실한 위치 제어기의 설계", *창원대학교 석사학위논문*, 1995

저 자 소 개



金世一(正會員)

1990년 2월 아주대학교 전자공학과 공학사. 창원대학교 산업대학원 전자공학과 공학석사. 1997년 3월 ~ 2000년 2월 창원대학교 전자공학과 공학박사 수료. 1990년 3월 ~ 현재 국방품질관리소 연구원. 관심연구분

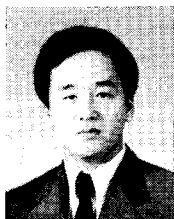
야 : 서보기제어, 가변구조제어, 적응제어



朴勝燁(正會員)

1981년 2월 고려대학교 전기공학과 공학사. 1984년 2월 고려대학교 전기공학과 공학석사. 1988년 2월 고려대학교 전기공학과 공학박사. 1988년 3월~현재 창원대학교 전자공학

과 교수. 관심연구분야 : 적응제어, 고장검출진단, 인공지능 응용



崔重暲(正會員)

1986년 2월 고려대학교 전기공학과 공학사. 1988년 2월 고려대학교 전기공학과 공학석사. 1992년 2월 고려대학교 전기공학과 공학박사. 1992년 3월~현재 창원대학교 전자공학

과 교수. 관심연구분야 : 서보기제어, 가변구조제어, 자동동조제어