

적응 퍼지 가변구조 알고리즘을 사용한 전동기 위치제어기 설계

Design of an Adaptive Fuzzy VSC for BLDC Motor Position Control

박광현 · 이 훈 · 이대식 *

Kwang-Hyun Park · Hun Lee · Dae-Sik Lee

* 대구대학교 정보통신공학부

요 약

가변구조제어는 외란과 시스템의 변수 변화에 대해 강인한 특성을 가지며, 그 상한값만 안다면 체계적이고도 쉽게 제어를 설계할 수 있는 특성이 있다. 그러나 외란과 시스템의 변수 변화의 상한값을 알기란 그렇게 쉽지만은 않다. 이에 반해 퍼지제어기는 외란과 변수 변화에 대한 정확한 정보가 없는데도 불구하고 제어기 설계에 있어서 효과적인 방법을 제공한다. 따라서 퍼지제어기와 가변구조제어기가 가지는 장점들을 결합하는 연구가 진행되어져 왔다. 일반적으로 가변구조제어기는 리칭페이저가 존재하며, 이 구간에서는 강인성을 보장할 수가 없다. 본 논문에서는 적응 알고리즘을 사용한 전 구간이 강인한 리칭페이저가 존재하지 않는 적응퍼지가변구조제어기를 설계하였다. 제안된 제어 알고리즘을 사용하여 BLDC 전동기의 위치제어기를 설계하였으며, 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

Abstract

The main property of VSC is that the system response is robust and insensitive to parameter variations and external disturbances in the sliding mode if their bounds are known to the designer of the system control. But sometimes these bounds may not be easily obtained. However, fuzzy control provides an effective way to design the controller of the system with the disturbances and parameter variations. Therefore, combination of the best feature of fuzzy control and sliding mode control is considered. When using the conventional VSC, generally the reaching phase problem occurs, which cause the system response to be sensitive to parameter variations and external disturbances. In order to overcome these problems, a robust position control method of the BLDC motor using an adaptive fuzzy VSC without reaching phase is presented.

Key Words : 퍼지논리, 가변구조제어, 적응 알고리즘, 전동기위치제어기

1. 서 론

가변구조 제어 시스템(VSS)은 비선형 제어의 특수한 부류에 속한다. 이 제어 시스템은 플랜트를 제어하는 동안 그 구조가 변화하므로 다른 제어 시스템들과는 분명히 다르다. 일반적으로, 가변구조 제어 시스템의 구조는 정의된 규칙에 의해서 유연히, 또는 고의에 의해 변화하게 된다. 가변구조 제어는 제어 대상 시스템의 동특성이 설계자에 의해 미리 설정된 스위칭 면(switching surface)을 추종하도록 불연속적으로 제어 구조를 변화시켜 준다. 가변구조 제어 이론에 기초하여 개발된 제어 법칙은 궤적이 시스템의 평면상에 이미 결정되어 있는 스위칭 면을 교차할 때마다 제어 입력을 변화시킨다. 이 불연속적인 제어 입력으로 인해 시스템의 궤적이

스위칭 면을 따라 움직이게 되므로 시스템의 동특성은 미리 설정된 스위칭 면에 의해 규정되며, 이로 인해 시스템은 시스템 변수의 변화나 외란에 대해 강인한 특성을 보인다 [1]-[2]. 반면에, 스위칭 면위에서 제어 구조의 불연속적인 변화는 제어 입력이 불연속적으로 변화하게 되며, 이로 인하여 발생하는 채터링(chattering)으로 인해 제어 대상 시스템을 모델링할 때 무시된 고주파수 성분의 동특성이 여기 될 수 있는 단점이 있다.

퍼지 이론은 Zadeh에 의해 1965년 논문[3]이 소개 되고 난 이후로 지금까지 많이 발전되어 왔다. 일반적으로 시스템이 잘못 정의되었거나 너무 복잡한 수학적 모델일 경우 퍼지 제어가 효과적인 방법을 제공한다. 퍼지 제어에 기초를 둔 제어기는 자동제어 방법에서 언어적인 제어방법으로 변환한다. 퍼지 제어기의 설계는 수학적 모델의 종합이나 해석에 의존하지 않는다. 모든 제어 규칙은 전문 지식이나 전문가의 경험에 의해 구성된다.

이와 같은 퍼지이론의 장점들을 가변 구조 제어에 적용한 여러 방법들이 제시 되어 왔다. Kawaji와 Matsunaga[4]는 가변구조제어를 바탕으로 서보 모터에 대한 퍼지 규칙들의

접수일자 : 2002년 11월 9일

완료일자 : 2002년 2월 1일

이 논문은 2002년도 대구대학교 학술 연구비 지원에 의한 논문임

생성 방법을 제안하였다. Glower와 Munighan[5]은 퍼지 가변구조제어기를 제안하였고 이 퍼지 제어기에 대한 안정성을 각각 증명하였다. Kung[6] 등은 D-FSMC 알고리즘을 제안하여 퍼지 규칙의 수를 현저히 낮추었다. Lin과 Chiu[7]은 가변구조 제어와 퍼지 추론 기법과 적응 알고리즘의 장점들을 결합하였다. Lin과 Chen[8]은 비선형 불확실한 MIMO 시스템으로 적응퍼지가변구조제어 알고리즘을 확장하였다.

지금까지의 브러쉬 없는 직류 전동기는 주로 비례적분제어기를 이용하여 왔다. 그 주된 원인은 구현의 간편성에 있으나, 이득의 설정이 비효율적이며 높은 성능을 요구하는 서보 응용에는 충분하지 않다. 이와 같은 문제를 해결하는 효과적이고 체계적인 제어 방식 중의 하나가 가변구조제어방식이다. 그러나 일반적으로 슬라이딩 면의 대부분이 상태 공간에 고정되고 주어진 초기 상태에 독립인 선형 혹은 비선형으로 설계된다. 그러므로 슬라이딩 면으로부터 먼 초기 조건에 대해 리칭 페이저 문제가 존재한다. 리칭 페이저 동안 제어 대상 시스템은 파라미터 변화나 외란에 민감하므로 높은 성능의 출력을 얻기가 어렵다.

본 논문에서는 제어 대상 시스템의 동작 조건이 바뀌게 되는 동안 리칭 페이저가 존재하지 않는 전 구간 외란과 파라미터 변화를 효과적으로 추종하기 위해 지속적으로 감소하는 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어에 퍼지 제어기의 알고리즘을 사용한다. 또한 퍼지 제어기가 각종 상태 변화에 대한 적응 능력을 효과적으로 보완하기 위해서 적응제어 이론을 추가함으로써 견실한 브러쉬 없는 직류 전동기의 위치제어기를 설계한다. 제안한 알고리즘은 실 시스템의 실험을 통하여 타당성을 살펴본다.

2. 브러쉬 없는 직류 전동기

브러쉬 없는 직류 전동기는 구조적으로 일반 동기전동기와 동일하며 120° 간격으로 배치된 3상 고정자 권선과 영구자석으로 이루어진 회전자로 구성되어 있다. 브러쉬 없는 직류 전동기는 고정자에 3상 교류 전류를 인가하여 회전자속을 얻고 이 회전자속과 회전자의 영구 자석에서 발생하는 자속과의 상호 작용에 의하여 회전자에 토크를 발생시키는 원리로 구동되며, 특히 백터 제어에 의해 타여자식 직류 전동기와 유사한 토크-속도 특성을 나타낸다[9].

브러쉬 없는 직류 전동기의 동적 모델은 동기회전좌표계(Synchronously rotating reference frame)에서 다음과 같은 비선형 상태 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{\Psi_F}{L_q} \\ \frac{\omega_r L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_q} & 0 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\Psi_F}{J_m} & 0 & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{qs}}{L_q} \\ \frac{v_{ds}}{L_d} \\ -\frac{P}{2J_m} T_L \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

브러쉬 없는 직류 전동기는 일반적으로 백터제어 개념을 가진 전류제어형 PWM인버터에 의해 구동되며, 이 경우 식 (1)은 다음과 같은 선형방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\Psi_F}{L_q} \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\Psi_F}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{qs}}{L_q} \\ -\frac{P}{2J_m} T_L \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

식 (2)와 같이 선형화된 상태방정식에서 전기적 시정수가 기계적 시정수보다 훨씬 작아 전기적 응답이 기계적 응답보다 훨씬 빨리 나타나고 전류 제어에 의해서 실제 전류가 전류 명령을 잘 따라간다면($i_{qs} \approx i_{qc}$), 전기적 동특성을 무시하여 다음과 같은 DC 전동기로 등가화 시킬 수 있다[9].

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -F \end{bmatrix} \quad (3)$$

X_1 = 전동기의 위치(Radian)

X_2 = 전동기의 속도(Radian/sec)

u = 전류명령(i_{qc}) $B = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right)^2 \frac{\Psi_F}{J_m}$

$A = \frac{B_m}{J_m}$ $F = \frac{P}{J_m} T_L$

3. 가변구조제어기

3.1 가변구조제어기 설계

가변구조제어기를 설계하기 위해서는 우선 스위칭 면 $s(x)$ 가 정의되어야 한다. 일반적으로 스위칭 면은 다음과 같이 정의가 된다.

$$s(x) = C^T x = \sum_{i=1}^n c_i x_i, \quad c_i = \text{상수}, \quad c_n = 1 \quad (4)$$

가변구조제어기는 스위칭 면상에서 제어구조를 바꾸는 불연속적인 제어 입력을 가진다. 아래와 같이 제어입력이 스위칭 면의 부호에 따라 시스템의 궤한 구조를 바꾸어 주기 때문에 가변구조 제어라 불리어진다.

$$u = \begin{cases} U^+(x, t) & \text{for } s(x) > 0 \\ U^-(x, t) & \text{for } s(x) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

이론적으로 스위칭 면상에서 무한대의 스위칭이 일어나면 상태변수의 궤적은 스위칭 평면 $s(x)=0$ 위에 머물면서 그 위를 따라 시스템은 이동하게 된다. 이 상태를 슬라이딩 모드라 한다. 만일 제어입력이 다음과 같은 조건

$$ss < 0 \quad (6)$$

을 만족하면 스위칭 면 위에서 슬라이딩 모드가 형성된다. 이것을 슬라이딩 모드 존재 조건이라 한다.

3.2 리칭페이저를 제거한 슬라이딩면 설계

기존 슬라이딩 면은 상태공간에 고정되어 시스템 상태가 초기 상태에서 슬라이딩 면에 도달할 때까지의 과도 상태, 즉 리칭 페이저가 존재한다. 리칭 페이저 동안 제어 대상 시스템은 변수 변화나 외란에 민감하고 높은 성능의 출력을 얻기 어렵다. 본 논문에서는 지속적으로 감소하는 함수를 이용하여 리칭페이저가 없는 새로운 슬라이딩 면을 설계한다.

다음과 같은 단일 입력 n차 비선형 시스템을 고려하자.

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (7)$$

여기서 $u(t)$ 는 제어입력이고, $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ 는 상태 벡터이며, 함수 $f(x, t)$ 는 알 수 없는 함수이나 상한 값을 알 수 있다고 가정한다. 그리고 제어이득 $g(x, t)$ 도 알 수 없는 함수이지만 다음과 같은 제한된 상수 범위를 가진다.

$$f(x, t) \leq F_{\max}, \quad 0 < G_{\min} \leq g(x, t) \leq G_{\max} \quad (8)$$

$f(x, t)$ 와 $g(x, t)$ 는 둘 다 x 에서 연속이라고 가정한다. 제어 문제는 x 가 원하는 궤적 $x_d = [x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)}]^T$ 를 추적하도록 하는 제어입력 $u(t)$ 를 찾는 것이다. 제어입력은 다음과 같은 형태를 가진다.

$$u(t) = \begin{cases} u^+ & \text{for } s(\tilde{x}, t) > 0 \\ u^- & \text{for } s(\tilde{x}, t) < 0 \end{cases} \quad (9)$$

여기서 $\tilde{x} = x - x_d$ 는 추종오차이다. $s(\tilde{x}, t) = 0$ 은 스위칭 면으로 다음과 같은 형태를 가진다.

$$s(\tilde{x}, t) = C\tilde{x} \quad (10)$$

이때 $C = [c_1, c_2, \dots, c_n]$ 이고 $c_n = 1$ 이다. 스위칭 면상에서 슬라이딩 모드의 존재 조건은 다음과 같다.

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 = ss' \leq -\eta s^2, \quad \eta > 0 \quad (11)$$

본 논문에서는 리칭 페이지를 제거하기 위해 지수항이 추가된 다음과 같은 슬라이딩 면을 정의한다.

$$s_{new}(\tilde{x}, t) = s(\tilde{x}, t) - s(\tilde{x}_0)e^{-\lambda t}, \quad \lambda > 0 \quad (12)$$

식 (12)에서 $s_{new}(\tilde{x}, t)$ 를 시간에 대하여 미분하면

$$\dot{s}_{new} = \sum_{i=1}^{n-1} c_i \dot{x}^{(i)} + (x^{(n)} - x_d^{(n)}) + \lambda s(\tilde{x}_0)e^{-\lambda t} \quad (13)$$

식 (7)과 식 (13)로부터 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\dot{s}_{new} = f(x, t) + g(x, t)u(t) - x_d^{(n)} + \sum_{i=1}^{n-1} c_i \dot{x}^{(i)} + \lambda s(\tilde{x}_0)e^{-\lambda t} \quad (14)$$

슬라이딩 모드에서 등가 제어입력 u_{eq} 는 $\dot{s}_{new}(\tilde{x}, t) = 0$ 으로부터 다음과 같다.

$$u_{eq} = g^{-1} \left(-f + x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-1} c_i \dot{x}^{(i)} - \lambda s(\tilde{x}_0)e^{-\lambda t} \right) \quad (15)$$

그러나 $f(x, t)$ 과 $g(x, t)$ 의 값을 정확히 알 수 없으므로 다음과 같이 추정된 값을 사용한다.

$$\hat{u}_{eq} = \hat{g}^{-1} (-\hat{f} + u_{known}) \quad (16)$$

여기서, $\hat{f} = f - \Delta f$, $\hat{g} = g - \Delta g$ 이다. 그리고 u_{known} 은 알려진 값으로 시스템의 변수와 외부 외란으로부터 독립적인 항이다. 즉,

$$u_{known} = x_d^{(n)} - \sum_{i=1}^{n-1} c_i \dot{x}^{(i)} - \lambda s(\tilde{x}_0)e^{-\lambda t} \quad (17)$$

이제 제어입력을 다음과 같이 두자.

$$u = \hat{u}_{eq} + u_N + u_S \quad (18)$$

여기서 u_N 은 시스템 불확실성을 보상하기 위하여 이용되며 다음과 같다.

$$u_N = -K_N \text{sgn}(s_{new}) \quad (19)$$

그리고 u_S 는 $s_{new}(\tilde{x}, t)$ 의 동적 응답을 결정하며 다음과 같이 둔다.

$$u_S = -K_S s_{new} \quad (20)$$

식 (18)을 식 (14)에 대입하면 $s_{new}(\tilde{x}, t)$ 의 도함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{s}_{new} = f - g \hat{g}^{-1} \hat{f} + (g \hat{g}^{-1} - 1)u_{known} - gK_N \text{sgn}(s_{new}) - gK_S s_{new} \quad (21)$$

제어이득을 구하기 위하여 슬라이딩 모드 존재 조건으로부터

$$\begin{aligned} s_{new} \dot{s}_{new} &= s_{new} (f - g \hat{g}^{-1} \hat{f} + (g \hat{g}^{-1} - 1)u_{known} \\ &\quad - gK_N \text{sgn}(s_{new}) - gK_S s_{new}) \\ &= s_{new} (f - g \hat{g}^{-1} \hat{f} + (g \hat{g}^{-1} - 1)u_{known} \\ &\quad - gK_N \text{sgn}(s_{new})) - gK_S s_{new}^2 \\ &< 0 \end{aligned} \quad (22)$$

이 만족되어야 하며, 제어이득은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$K_N > \frac{F_{\max}}{G_{\min}} - \frac{\hat{f}}{\hat{g}} + \left(\frac{1}{\hat{g}} - \frac{1}{G_{\max}} \right) u_{known} \quad (23)$$

$$K_S > \frac{\eta}{G_{\min}}, \quad \eta > 0 \quad (24)$$

4. 적응 퍼지 가변구조제어기 설계

일반적으로 슬라이딩 모드 제어에서는 파라메타의 변화나 외란에 의한 불확실성의 경계 값이 있고, 설계자는 그 경계 값을 알고 있다고 가정한다. 그러나 때로는 불확실성에 대한 상하한 값들은 시스템 구조의 복잡성 때문에 쉽게 얻을 수는 없다. 더욱이 외란의 크기는 쉽게 추정할 수 없다. 그러므로 큰 불확실성의 경계 값을 가지는 시스템에 대한 슬라이딩 모드 제어에 드는 실행 비용은 증가하게 된다. 한편 퍼지 추론 기법은 시스템 불확실성의 상위 값을 추정하도록 구성할 수 있다. 퍼지 슬라이딩 모드 제어에서 퍼지 추론 기법은 시스템 불확실성의 상위 값을 추정하기 위해 사용되어진다. 식(23)에서 상수 K_N 을 K_f 로 바꾸면 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$u(t) = \hat{u}_{eq} + u_s - K_f \text{sgn}(s) \quad (25)$$

여기서 K_f 는 시스템의 불확실성을 보상하기 위해 퍼지 추론 기법에 의해 설계되어진다. 퍼지 추론에서 사용 되어진 퍼지 집합은 다음과 같은 언어 변수를 사용한다.

- N : negative
- P : positive
- NB : negative big
- NS : negative small
- PS : positive small
- PB : positive big
- Z : zero
- NH : negative huge
- NM : negative medium
- ZE : zero
- PM : positive medium
- PH : positive huge

2개의 입력과 9개의 제어규칙으로 구성된 단일 출력 퍼지 제어기에서 K_f 를 추정하기 위한 퍼지 추론 규칙은 표1과 같다.

표 1. 퍼지 규칙 테이블
Table 1. The fuzzy rule table

	s	N	Z	P
\dot{s}				
	P	PM	NS	NH
	Z	PB	ZE	NB
	N	PH	PS	NH

스위칭면 s , \dot{s} 와 시스템의 불확실성을 포함하고 있는 K_f 의 소속함수는 그림 1과 같다.

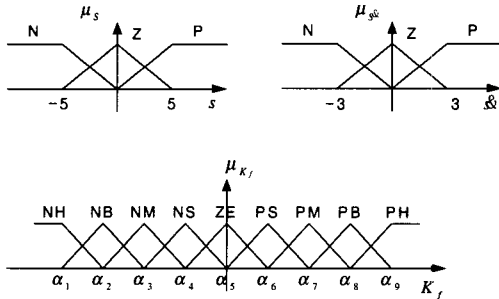


그림 1. 퍼지 집합의 소속함수
Fig. 1. Membership function of fuzzy set

i 번째 규칙의 적합도 w_i 는 아래로부터 결정된다.

$$w_i = \min(\mu_s^i(s), \mu_{\dot{s}}^i(\dot{s})) \quad (26)$$

퍼지제어의 퍼지 추론결과는 제어입력 전체집합에 정의된 퍼지집합으로 출력된다. 출력부 전체집합에서 정의된 퍼지제어 조작량을 명확한 비퍼지 제어 조작량으로 변화 시켜주는 작업을 비퍼지화라 하는데 본 논문에서는 퍼지 출력 K_f 를 아래와 같이 무게중심 비퍼지화 방법에 의해 계산한다.

$$K_f = \frac{\sum_{i=1}^m w_i \alpha_i}{\sum_{i=1}^m w_i} = \frac{[\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_m][w_1 w_2 \dots w_m]^T}{\sum_{i=1}^m w_i} = \alpha W^T \quad (27)$$

여기서 $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m]$ 은 조절 가능한 변수 벡터이다. α_i 는 K_f^i 의 멤버십 함수의 중앙이다. $W = [w_1 w_2 \dots w_m] / \sum_{i=1}^m w_i$ 는 적합도 벡터이다.

식(21)을 만족하는 K_f 의 최적의 값은 아래와 같다.

$$K_f^* = g^{-1}f - \hat{g}^{-1}\hat{f} + (\hat{g}^{-1} - g^{-1})u_{known} \quad (28)$$

그러나 K_f^* 의 최적 값은 변수 변화와 외란들로 인해 정확하게 얻을 수 없다. 여기서 최소 제어 효과가 있는 아래와 같은 \hat{K}_f 가 존재한다고 가정하자. 이것은 슬라이딩 존재 조건인 식(11)을 만족하는 \hat{K}_f 이며, 이 값은 적응법칙에 의해 추정된다. 즉,

$$\hat{K}_f - K_f^* = \epsilon \cdot s \quad (29)$$

여기서 ϵ 은 작은 양의 상수 값이다. $\hat{\alpha}$ 를 슬라이딩 모드 제어의 최소 효과를 나타내는 최적 벡터로서 정의하면 최소 제어효과를 가져오는 \hat{K}_f 은 아래와 같다.

$$\hat{K}_f = \hat{\alpha} W^T \quad (30)$$

그리고 조절 가능한 파라메타 오차 벡터를 아래와 같이 두자.

$$\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha} \quad (31)$$

Lyapunov 함수 후보를 아래와 같이 선택한다.

$$V = \frac{1}{2} \left(s^2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \tilde{\alpha}^T \right) \quad (32)$$

여기서 γ 는 양의 상수 값이다. 시간에 대하여 Lyapunov 함수 후보를 미분하면 아래와 같다.

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}}^T \quad (33)$$

식 (14), 식 (18)~(20) 그리고 식 (28)~(29)를 식 (33)에 대입하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s(f + g(\hat{u}_{eq} - K_f \operatorname{sgn}(s) - K_s s) - u_{known}) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}}^T \\ &= s(f + g\hat{u}_{eq} - gK_s s - u_{known}) - gK_f^* |s| \\ &\quad + g(K_f^* - K_f) |s| + \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}}^T \\ &= s(f + g\hat{u}_{eq} - gK_s s - u_{known}) - gK_f^* |s| \\ &\quad + g(\hat{K}_f - K_f - \epsilon |s|) |s| + \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}}^T \\ &\leq s(f + g\hat{u}_{eq} - gK_s s - u_{known}) - gK_f^* |s| \\ &\quad + \left(G_{\max} W |s| - \frac{1}{\gamma} \tilde{\alpha} \right) \tilde{\alpha}^T - G_{\min} \epsilon |s|^2 \end{aligned} \quad (34)$$

만약 적응 법칙이 아래와 같이 정의되면

$$\dot{\tilde{\alpha}}^T = \gamma G_{\max} |s| W^T \quad (35)$$

식(33)은 아래와 같이 된다.

$$\dot{V} \leq -G_{\min} \epsilon |s|^2 - gK_s |s|^2 \leq -\eta |s|^2 < 0 \quad (36)$$

단, K_s 는 다음의 식을 만족하여야 한다.

$$K_s \geq \frac{\eta}{G_{\min}} - \frac{G_{\max}}{G_{\min}} \epsilon \quad (37)$$

5. 실 시스템의 구성

5.1 전체 시스템의 구성

전체 시스템 구성은 그림 2와 같고 크게 위치제어기, 인터페이스 보드, 전동기 구동부 그리고 엔코더 신호 검출부로 이루어진다.

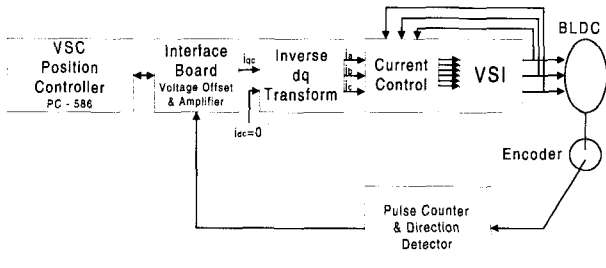


그림 2. 전체 시스템의 구성도
Fig. 2. Block diagram of system

5.2 인터페이스 보드

인터페이스 보드는 구동부와 엔코더 신호 검출부, 그리고 위치 제어기인 PC-586을 연결하기 위해 사용되었으며, ACL-812 Data Acquisition Card가 사용되었다. 위치제어기에 의해 계산되어진 디지털 전류 명령을 아날로그 값으로 변환하기 위한 12bit D/A converter 및 오프셋 보정회로 그리고 엔코더 신호를 감지하기 위한 13bit Digital Input Port로 이루어져 있다.

5.3 전동기 구동부

전력단은 AC 전력원으로부터 DC Link 전압을 만들기 위한 정류(Rectification)부분, 스위칭을 위한 인버터 부분 그리고 게이트 구동회로(Gate drive circuit)로 구성된다. 60Hz 220V 전원이 브리지 다이오드를 거쳐 인버터에는 DC Link 전압을 인가한다. 인버터의 스위칭 소자로는 입력 게이트는 MOSFET이고 주 전류는 트랜지스터로 흐르게 함으로써 MOSFET에 비해 전력 용량을 높이고 트랜지스터에 비해서는 스위칭 주파수를 높인 IGBT(Insulated gate bipolar transistor)를 사용하였다.

5.4 엔코드 신호 검출부

전동기의 위치 제어를 위해서는 회전자의 절대위치 검출이 반드시 필요하다. 엔코더는 구조가 간단하고 사용이 편리하기 때문에 본 시스템에서는 위치 검출용 센서로 엔코더를 사용하였다. 전동기 구동부에 의한 노이즈의 영향을 줄이기 위해 Opto-Coupler를 통해 엔코더의 신호를 받아들이고, 검출된 신호를 4배 배하여 엔코더의 분해능을 증가시켰다. 또한 A상 B상 신호의 위상을 비교하여 회전자의 회전방향을 검출하도록 그림 3과 같이 회로를 구성 하였다.

6. 실험 결과

실험에 사용된 BLDC 전동기의 사양은 표 2와 같다.

실험은 그림 4에서 보는 바와 같은 0.663Kg의 부하를 사용하여 행하였다. 회전자가 최초 0°에 정지해 있을 때 처음 1초 동안은 90°가 되도록 입력을 가하고 다음 1초 동안은

-90°회전하게끔 제어입력을 인가하여 제어기의 위치응답 특성 및 제어입력의 크기를 측정하였다.

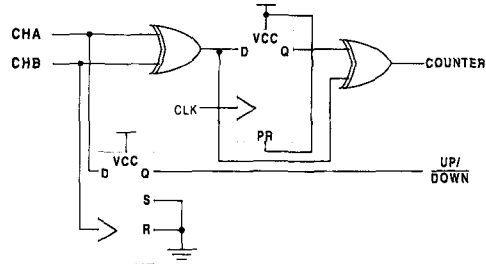


그림 3. 엔코드 신호 검출 회로
Fig. 3. Encoder signal detection circuit

표 2. 전동기 사양
Table 2. Motor specifications

항 목	크 기	단 위
정격 출력	750	Watts
정격 전압	220	Volts
정격 속도	3000	rpm
정격 전류	4.4	A
고정자 저항(DC 등가)	3	ohm
고정자 인덕턴스(DC 등가)	39	mH
토크 상수	0.590	Nm/A
회전자 관성 모멘트	0.671	Nmsec ² × 10 ⁻⁴
점성 마찰 계수	0.2237	Nmsec
마찰 토크	2.39	Nm

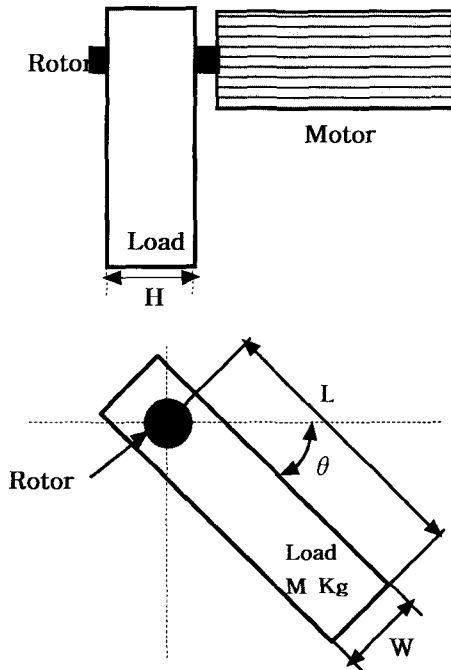


그림 4. 실험용 부하
Fig. 4. Experimental load

리칭 페이지가 없는 슬라이딩 면은 $C=[10, 1]$ 으로 설

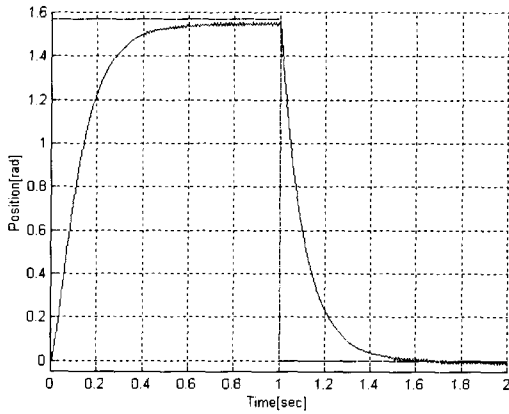
정하고, $\lambda=30$ 으로 하였다. 추정된 등가 제어 입력은 $u_{eq}=0.0027x_2-0.0017s(\hat{x}_0)e^{-30t}$ 로 결정된다.

식 (23)와 식(24)의 이득상수 값은 각각 $K_N=7.5$, $K_S=5$ 로 설정하였다.

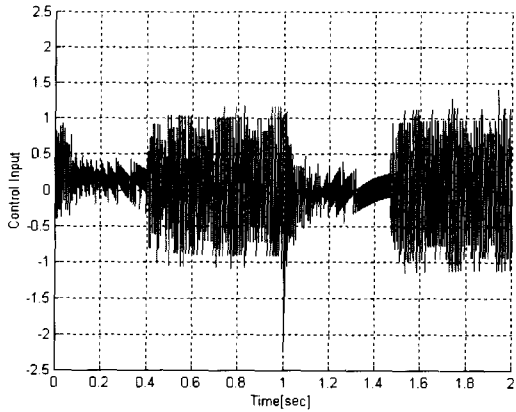
퍼지 가변구조 제어기에서는 시스템 불확실성의 상위 값을 추정하기 위해 K_f 가 사용되었으며, $\alpha=[-10, -8, -6, -4, 0, 4, 6, 8, 10]$ 로 초기값을 설정하였다. 적응규칙에서 $\gamma=0.01$ 로 두었다.

그림 5는 리칭 페이저가 없는 슬라이딩면을 갖는 가변구조 제어기에 대한 실험 결과이다. (a)에서 관찰되듯이 약간의 정상상태 오차가 있고 (b)에서와 같이 비교적 큰 제어입력을 가진다.

그림 6은 퍼지 가변구조제어기에 대한 실험 결과이다. 그림 7은 적응 퍼지 가변구조제어기에 대한 실험 결과이다. 그림 7-(a)에서 보는 바와 같이 정상상태오차가 거의 존재하지 않으며, 그림 7-(b)와 같이 최적의 제어입력으로 보다 나은 응답특성을 가지는 것을 관찰할 수 있다.



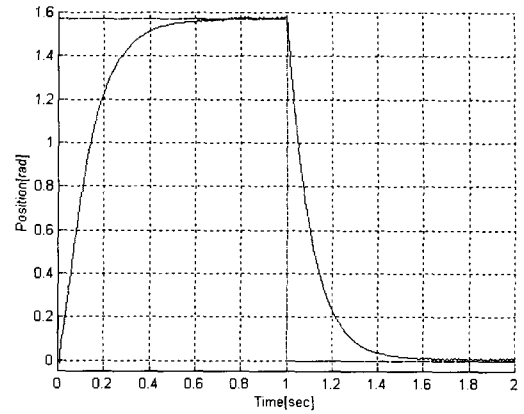
(a) 위치 응답
(a) Position response



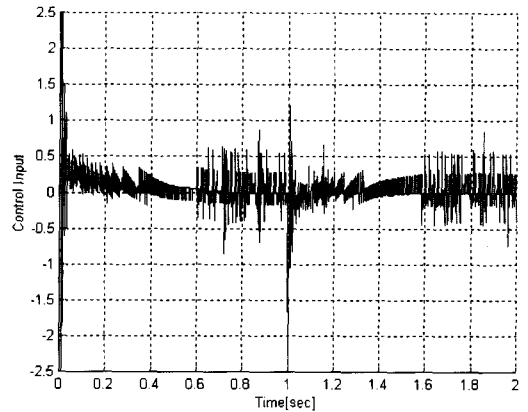
(b) 제어 입력
(b) Control input

그림 5. 리칭 페이저가 없는 슬라이딩 면을 갖는 가변구조 제어기의 실험 결과

Fig. 5. Experimental results of VSC without reaching phase



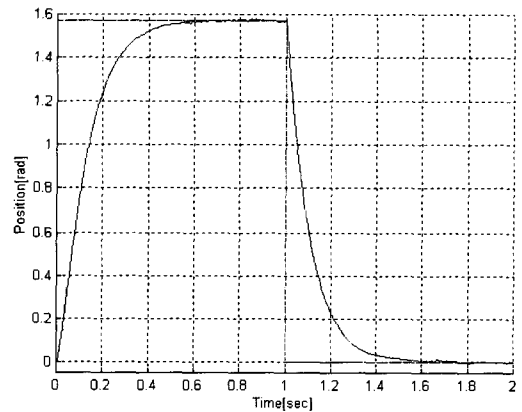
(a) 위치 응답
(a) Position response



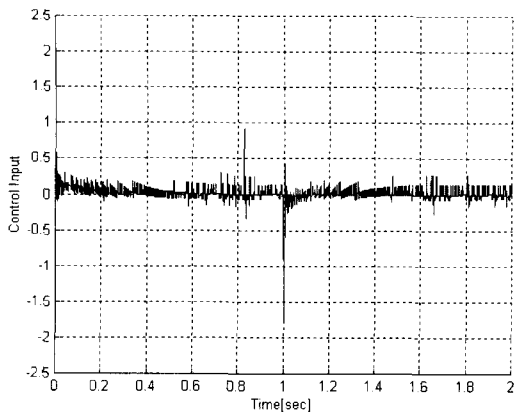
(b) 제어 입력
(b) Control input

그림 6. 리칭 페이저가 없는 슬라이딩 면을 갖는 퍼지 가변구조제어기의 실험 결과

Fig. 6. Experimental results of fuzzy VSC without reaching phase



(a) 위치 응답
(a) Position response



(b) 제어 입력
(b) Control input

그림 7. 리칭 페이지가 없는 슬라이딩 면을 갖는 적응 퍼지 가변구조제어기의 실험 결과

Fig. 7. Experimental results of adaptive fuzzy VSC without reaching phase

7. 결 론

본 논문에서는 BLDC 전동기의 정밀 위치 제어기를 설계하기 위하여 과도응답 특성을 미리 결정할 수 있고 외란에 강인한 특성을 보이는 가변구조제어의 장점과 퍼지제어기의 장점들을 적응 알고리즘을 이용하여 결합하였다. 기존의 가변구조제어기는 리칭 페이지의 문제로 초기상태에서 파라미터의 변화나 외란에 민감한 특성을 보였으나, 리칭 페이지를 제거함으로써 어떤 초기상태에서도 강인한 특성을 가질 수 있게 하였다. 또한 적응 퍼지 추론기법을 사용함으로써 외란과 파라메타 변화를 효과적으로 추종하여 최적의 제어효과를 낼 수 있게 하였다. 또한, 제안된 제어기법을 사용하여 채터링이 감소됨을 볼 수 있었다. BLDC 전동기에의 응용을 통하여 제안된 제어 알고리즘의 타당성을 살펴보았다.

참 고 문 헌

[1] R. A. Decarlo, S. H. Zak and G. P. Matthews, "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: a Tutorial," *Proc. IEEE*, Vol.76, No.3, pp.212~232, 1988.

[2] V. I. Utkin, "Variable Structure Systems: Present and Future," *Autom. Remote. Control*, Vol.12, pp.1105~1120, 1983.

[3] L. A. Zadeh, "Fuzzy Sets," *Inform. Control*, Vol.8, pp.338~353, 1965.

[4] S. Kawaji and N. Matsunaga, "Generation of Fuzzy Rules for Servomotor," in *Proc. IEEE Inter. Wkshp. Intelligent Motion Contr.*, Istanbul, Turkey, pp.77~82, 1990.

[5] J. S. Glower and J. Munighan, "Designing Fuzzy Controllers from a Variable Structures Stand Point," *IEEE Trans. On Fuzzy Systems*, Vol.5,

No.1, Feb. 1997.

[6] C. C. Kung, T. Y. Kao, and T. H. Chen, "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller Design," *Proceeding of Fuzzy Systems*, 2002.

[7] F. J. Lin and S. L. Chiu, "Adaptive Fuzzy Sliding mode Control for PM Synchronous Servo Motor Drives," *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol.145, No.1, Jan. 1998.

[8] W. S. Lu and C. S. Chen, "Robust adaptive sliding mode control using fuzzy modelling for a class of uncertain MIMO nonlinear systems," *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, Vol.149, No.3, May 2002.

[9] P. C. Krause, *Analysis of electric machinery*, McGraw-Hill, 1984.

저 자 소 개



박광현(Kwang-Hyun Park)

1998년 2월 : 대구대 정보통신공학부(학사)
현재 : 대구대 정보통신공학부 석사과정

관심분야 : 전력전자 응용, 퍼지 제어,
가변구조, 컴퓨터응용제어시스템
E-mail : pkh196@korea.com



이 훈(Hun Lee)

1998년 2월 : 대구대 정보통신공학부(학사)
2002년 2월 : 대구대 정보통신공학부(석사)

관심분야 : 전력전자 응용, 퍼지 제어, 자동
화시스템 개발, 컴퓨터 응용 제
어 시스템

E-mail : lh2620@hanmail.net



이대식(Dae-Sik Lee)

1982년 2월 : 경북대 전자공학과(학사)
1984년 2월 : KAIST 전기 전자공학과
(공학석사)

1991년 2월 : KAIST 전기 전자공학과
(공학박사)

2001년-2002년 : Penn State University
방문교수

현재 : 대구대학교 정보통신공학부 부교수

관심분야 : 가변구조제어, 지능제어, 적응제어
E-mail : dslee@daegu.ac.kr