

새로운 슬라이딩 면을 가지는 BLDC 전동기의 위치 제어에 관한 연구

論 文

48A-6-9

A Study on the Position Control of BLDC Motor with a New Sliding Surface

李大植* · 朴守植**

(Dae-Sik Lee · Soo-Sik Park)

Abstract - A robust position control method of the BLDC motor using a new sliding mode control strategy is presented. The main property of variable structure system(VSS) is that the system response is robust and insensitive to parameter variations and external disturbances in the sliding mode. When using the conventional VSS, generally the reaching phase problem occurs, which cause the system response to be sensitive to parameter variations and external disturbances. Furthermore, the speed of response is relatively slow because the switching surface is a linear function. In order to overcome these problems, VSS with nonlinear sliding surface eliminating reaching phase is proposed. The validity of the proposed scheme is shown by results of simulations and experiments for the BLDC motor with variable load.

Key Words : VSS, BLDC 전동기, 서보제어

1. 서 론

산업이 점점 발달함에 따라 단순 반복 혹은 힘든 일, 악조건 하의 일 그리고 위험한 작업등을 인간 대신 기계가 수행하게 되었다. 이에 따라 구동부가 안정하고 되도록 작으면서도 토오크가 상대적으로 큰 전동기가 요구되고 있다.

지금까지 이러한 역할을 직류 서보 전동기가 분담했으나, 보수 및 수명과 노이즈 발생문제 그리고 큰 출력비를 요구하는 등의 관계로 점차 브러시 없는 직류 전동기(Brushless DC motor, BLDC)로 대체되고 있다. 브러시 없는 직류 전동기의 가장 기본 되는 특징은 기존의 영구자석 직류 전동기와 동일한 속도-토오크 곡선을 갖는다는 것이다[1,2]. 이러한 특성을 지닌 브러시 없는 직류 전동기는 출력비가 상대적으로 크고 회전자의 관성이 작으며 저전압에서 동작이 용이하다. 또한, 정류 불꽃이 발생하지 않으므로 상대적으로 고압에 의한 고속회전도 가능하며, 전파 노이즈가 작다[3]. 반면에 제어가 어렵고 비용이 많이 드는 단점이 있는데 이는 시스템 특성이 비선형임에 주로 기인한다[2].

지금까지의 브러시 없는 직류 전동기는 주로 비례적분(PI) 제어를 이용하여 왔다. 그 주된 원인은 구현의 간편

성에 있으나, 이득의 설정이 비효율적이며 높은 성능을 요구하는 서보 응용에는 충분하지 않다. 이와 같은 문제를 해결하는 효과적이고 체계적인 제어 방식 중의 하나가 가변구조 제어(variable structure control) 방식이다[5]. 가변구조 제어는 시스템의 궤적이 스위칭 면에 도달하도록 시스템 구조를 변화시킴으로서 나타나는 불연속적 제어에 의해 특성화되는 비선형 시스템의 특수한 한 부류이다. 가변구조 시스템의 주된 장점은 파라미터 변화와 외란에 둔감하다는 것이다. 그러나 슬라이딩 면의 대부분이 상태 공간에 고정되고 주어진 초기 상태에 독립인 선형 혹은 비선형으로 설계된다. 그러므로 슬라이딩 면으로부터 면 초기 조건에 대해 리칭 페이스(reaching phase) 문제가 존재한다[6]. 리칭 페이스 동안 제어 대상 시스템은 파라미터 변화나 외란에 민감하므로 높은 성능의 출력을 얻기가 어렵다. [7]에서는 시변이고 회전하는 기울기를 가지는 슬라이딩 면을 제안하였으며, 초기조건을 페이스 평면상의 1사분면과 3사분면으로 설정하였다. 그러나 실 시스템에서 초기조건은 어느 곳이나 존재할 수 있다. 또한, [8]에서는 천이 하는 슬라이딩 면을 제안하였으나, 초기 조건을 슬라이딩 면 위에 존재하도록 슬라이딩 면을 설계하였다. 슬라이딩 면이 선형적 감소 속도를 가지고 원점으로 이동하므로 이동속도가 일정하며, 이로 인하여 이동 끝부분의 성능은 만족스럽지 못하다.

최근 [9]등에서 확장된 슬라이딩 면의 함수를 제안하였다. 이는 지수 적으로 감소하는 함수에 의해 슬라이딩 면을 확장하여 리칭 페이스가 없는 선형의 동특성을 얻을 수 있다. 그리고 적분 항을 가진 확장된 슬라이딩 면을 이용하여 리칭 페이스를 제거한 논문들이 발표되고 있다[10-12]. 이와

* 正會員: 大邱大 情報通信工學部 制御計測專攻 副教授 · 工博

** 正會員: 大邱大 情報通信工學部 制御計測專攻 博士課程

接受日字: 1998年 2月 14日

最終完了: 1999年 3月 15日

같은 시스템은 궁극적으로 선형 동특성을 가진다. 선형의 동특성은 종종 안정된 시스템 응답과 파라미터 변화나 외란에 대해 견실성을 보장한다. 하지만 어떤 응용에서는 상대적으로 느린 응답 속도로 인하여 약조건의 동특성을 유발할 수도 있다.

본 논문에서는 기존의 슬라이딩 면의 고유한 특성으로 인하여 발생하는 상대적으로 느린 응답속도를 비선형 슬라이딩 면을 이용하여 개선하였으며, 리칭 페이스를 제거하기 위하여 확장된 슬라이딩 면을 이용하여 새로운 슬라이딩 면을 설계하였다. 이와 같은 슬라이딩 면을 가지는 제어기의 타당성을 살펴보기 위하여 BLDC전동기의 위치제어기를 구성하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션과 실 시스템에의 실험을 통하여 그 가능성을 보였다.

가변구조제어기는 불연속적인 제어입력에 의해 채터링(chattering)이 발생하는 단점이 있다. 이와 같은 채터링 입력은 실 시스템에 새로운 동특성을 유발하며 이는 원하지 않는 응답을 발생시킨다. 이를 보상하기 위하여 일반적으로 연속화 시킨 제어 입력을 사용한다. 본 논문에서는 포화함수를 사용하여 채터링 문제를 해결하였다.

2. 본 론

2.1 브러시 없는 직류 전동기 모델링

브러시 없는 직류 전동기는 구조적으로 일반 동기전동기와 동일하며 120° 간격으로 배치된 3상 고정자 권선과 영구자석으로 이루어진 회전자로 구성되어 있다. 브러시 없는 직류 전동기는 고정자에 3상 교류 전류를 인가하여 회전자속을 얻고 이 회전자속과 회전자의 영구 자석에서 발생하는 자속과의 상호 작용에 의하여 회전자에 토오크를 발생시키는 원리로 구동되며, 특히 벡터 제어에 의해 타여자식 직류 전동기와 유사한 토오크-속도 특성을 나타낸다[1].

브러시 없는 직류 전동기의 동적 모델은 동기회전좌표계(synchronously rotating reference frame)에서 다음과 같은 비선형 상태 방정식으로 나타낼 수 있다[2].

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

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

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

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[13].

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

X_1 = 전동기의 위치(Radian)

X_2 = 전동기의 속도(Radian/sec)

u = 전류명령(i_{qc})

$$A = \frac{B_m}{J_m}$$

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

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

2.2 가변구조제어기

가변구조 제어이론의 가장 중요한 특성은 스위칭 평면상에서 슬라이딩 모드를 형성하는데 있다. 시스템의 상태 변수들이 슬라이딩 모드에 있는 동안에는 시스템의 파라미터 변화나 외란에 둔감한 특성을 얻을 수 있게 된다. 이러한 가변구조제어의 장점은 대상 시스템의 정확한 모델링 없이 단지 파라미터 값의 변화 범위만을 알고도 정밀한 제어가 가능하다는 것이다[14].

다음의 Canonical 형태로 표현된 SISO(single input single output) 시스템에 대하여 생각해 보자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1}, \quad i=1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= \sum_{i=1}^n a_i x_i + bu + f(t) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $x \in R^n$ 은 상태변수이고, $u \in R^m$ 은 제어 입력이며, $f(t) \in R^1$ 은 외란 그리고 a_i 와 b 는 플랜트의 변수이다.

식(4)를 간단히 행렬 방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{x} = Ax + Bu + F(t) \quad (5)$$

여기서,

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & 1 \\ a_1 & a_2 & \dots & a_n \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b \end{bmatrix}, F(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ f(t) \end{bmatrix}$$

로 나타내어진다.

가변구조제어기는 스위칭 면상에서 제어구조를 바꾸는 불연속적인 제어 입력으로 특징 지워진다. 제어 입력은 아래와 같은 형태로 주어진다.

$$u = \begin{cases} U^+(x, t), & \sigma(x) > 0 \\ U^-(x, t), & \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (6)$$

여기서 $\sigma(x)$ 는 다음의 식을 만족하는 스위칭 면이다.

$$\sigma(x) = C^T x = \sum_{i=0}^n C_i x_i, \quad C_i = \text{상수}, \quad C_n = 1 \quad (7)$$

식 (4)와 식 (7)로 표현되는 시스템이 식 (6)과 같은 불연속적인 제어 입력을 가지고 스위칭 면의 부호에 따라 시스템의 귀환 구조를 바꾸어 주기 때문에 이를 가변구조 시스템이라 한다. 이론적으로 스위칭 면상에서 무한대 스위칭이 발생하면, 상태 변수의 궤적은 스위칭 면상에 머물면서 미끄러져 내려가게 된다. 이 상태를 슬라이딩 모드라 하며 슬라이딩 모드는 스위칭 면($\sigma(x)=0$) 위를 시스템 상태 변수의 궤적이 움직일 때 발생된다.

스위칭 면 위에서 슬라이딩 모드가 형성될 조건은 다음과 같다.

$$\sigma \dot{\sigma} < 0 \quad (8)$$

이것을 슬라이딩 모드 존재 조건이라 하며, 위의 조건은 일반적으로 비선형 시스템에 대한 안정성을 판정하는데 유용한 방법인 Lyapunov 안정도를 만족하게 된다. 시스템의 상태 궤적의 움직임이 스위칭면 상에서 슬라이딩 모드를 형성하게 되면 시스템은 다음 식을 만족하게 된다.

$$\sigma(x) = 0 \quad (9)$$

$$\dot{\sigma}(x) = C^T \dot{x} = 0 \quad (10)$$

식 (10)은 스위칭면 상에서의 시스템 상태 변수의 움직임을 나타낸다. 결과적으로 시스템의 동특성은 다음과 같이 표현되어 진다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1}, \quad i=1, 2, \dots, n-2 \\ \dot{x}_{n-1} &= \sum_{i=0}^{n-1} C_i x_i \end{aligned} \quad (11)$$

슬라이딩 모드 존재 조건을 만족할 때 시스템 상태 변수의 궤적은 스위칭 면으로 규정된 동특성을 가지고 움직이게 되므로 시스템은 시스템 변수의 변화나 외란에 둔감한 특성을 가지게 된다. 슬라이딩 모드시, 식 (11)에서 볼 수 있듯이 시스템의 차수가 (n-1) 차로 줄어들게 된다. 이는 시스템의 상태 변수 궤적이 스위칭면 상에 있게 되기 때문에 생긴 결과이며 시스템의 동특성은 단지 슬라이딩 면의 행렬 C의 선택에 의존한다.

가변구조제어 이론의 접근법에는 다음과 같은 두 가지의 주된 단점들이 나타난다. 첫째는 리칭 페이스에 대한 문제이다. 기존 슬라이딩 면의 대부분은 상태 공간에 고정되고, 주어진 초기 상태에 독립인 선형 혹은 비선형 조합으로 설계된다. 그러므로 시스템 상태가 슬라이딩 면에 도달할 때

까지의 과도 상태, 즉 리칭 페이스가 존재한다[6]. 리칭 페이스 동안, 제어 대상 시스템은 파라미터 변화나 외란에 민감하고, 더욱이 높은 성능의 출력을 얻기가 어렵다. 둘째는 채터링에 대한 문제이다. 불연속적인 제어 입력으로 인해 시스템의 궤적이 스위칭 면을 따라 움직이게 되므로 시스템의 동특성은 미리 설정된 스위칭 면에 의해 규정된다. 그러나 스위칭 면 위에서 제어 구조의 불연속적인 변화는 제어 입력의 불연속적인 변화를 초래하며, 이로 인하여 채터링이 발생한다. 이는 제어 대상 시스템을 모델링할 때 무시된 고주파수 성분의 동특성이 여기 될 수 있다.

초기 조건으로부터 슬라이딩 면에 도달할 때까지의 리칭 페이스를 극복하기 위하여, Harashima 등[7]은 시변이고 회전하는 기울기를 가지는 슬라이딩 면을 제안하였으며, 초기 조건을 페이스 평면상의 1사분면과 3사분면으로 설정하였다. 그러나 실 시스템에서 초기조건은 어느 곳이나 존재할 수 있다. 또한, Park 등[8]은 천이하는 슬라이딩 면을 제안하였으나, 슬라이딩 면이 선형적 감소 속도를 가지고 원점으로 이동하므로 이동속도가 일정하다. 그러므로, 궤적 끝부분의 성능은 만족할 만하지 못하다. 적분항을 가진 확장된 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어가 몇몇 논문에서 제안하고 있다[10-12]. 이는 적절하지 않은 초기조건과 실 시스템에의 응용시, 적분기에 누적된 오차에 의해 적분누적 현상이 발생하고, 오버슈터가 발생할 수도 있다. 최근 [9]등에서는 확장된 슬라이딩 면의 함수를 제안하였다. 이는 지수적으로 감소하는 함수에 의해 슬라이딩 면을 확장하여 리칭 페이스 없이 선형의 동특성을 얻을 수 있으며 적분항을 가지는 가변구조제어의 응답과 유사하다. 그러나 적분항을 가지는 확장된 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어는 궁극적으로 선형의 동특성을 가진다. 선형의 동특성은 종종 안정된 시스템 응답과 파라미터 변화나 외란에 대해 견실성을 보장한다. 하지만 여러 응용에서 상대적으로 느린 응답 속도로 원하지 않는 성능을 유발할 수도 있다.

본 논문에서는 선형 슬라이딩 면의 단점을 보완하기 위하여 비선형 슬라이딩 면을 사용한다. 고차의 시스템인 경우는 선형 슬라이딩 면을 사용했을 때 보다 비선형 방정식에 의한 계산량의 과다로 때론 비현실적일 수 있으나, 저차의 시스템에의 응용에 있어서는 선형 슬라이딩 면으로는 얻을 수 없는 좋은 성능을 얻을 수 있다.

식 (4)의 Canonical 형태로 표현된 SISO 시스템에 대해서 생각해 보자. 적절히 선택된 제어 입력 u 에 대하여 주어진 스위칭 면에서 슬라이딩 모드가 존재한다고 할 때, 슬라이딩 모드에서의 시스템 동특성은 식 (9)와 (10)의 방정식을 따른다.

상태 공간에서의 비선형 스위칭 면을 다음과 같이 두자.

$$\sigma(x) = \sigma_L(x) + \sigma_{NL}(x) \quad (12)$$

여기서 $\sigma_L(x)$ 항은 $\sigma(x)$ 의 선형 부분이고, 이것은 극 배치 방법이나 고유구조할당 방법 혹은 기하학적 접근 방법을 사용하여 설계할 수 있다. 상태 공간에서의 선형 스위칭 면은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_L(x) = \sum_{i=1}^n c_i x_i \quad (13)$$

여기서 c_i 는 정수, 그리고 $c_n=1$ 이다. 이 방정식은

Hurwitz 조건을 만족시킨다.

$\sigma_{NL}(x)$ 항은 $\sigma(x)$ 의 비선형 부분이고 이 항은 점근적 안정도를 만족하는 다중 다항식으로 구성되어 있다[15]. 이 항들은 과도상태의 성능을 향상시키기 위해 사용된다. 설계 방법은 다음과 같다.

단계 1: 식(12)와 (13)으로부터, 스위칭면 위에서 동특성 방정식은 다음과 같이 얻어진다.

$$\dot{z}_i = \Phi z_i + \Gamma \sigma_{NL_i}(z) \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (14)$$

단, $z_i \in R^p$ 이고, p 는 $(n - m)$ 보다 작거나 같은 양의 정수이며,

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ h_1 & h_2 & h_3 & \dots & h_p \end{bmatrix}$$

$h_i = c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{in}$ 의 함수, $i = 1, 2, \dots, p$

$$\Gamma = [0, 0, \dots, 1]^T$$

단계 2: 식(14)는 비선형 함수 $\sigma_{NL_i}(z)$ 를 갖는 단일 입력 단일 출력 시스템이다. 이것은 상태 벡터 z_i 와 σ_{NL_i} 제어를 갖는 비선형 피이드백 시스템으로 생각할 수 있다. 따라서 Sandor[16] 등으로부터, 다음과 같은 다중 다항식 형태를 얻을 수 있다.

$$\sigma_{NL_i}(z) = -\frac{1}{2} \Gamma^T \nabla_z \psi(z) \quad (15)$$

단, $\langle \nabla_z \psi(z), \Phi z \rangle = -\xi(z)$ 이며, $\xi(\cdot)$ 는 2보다 큰 짝수의 차수를 가지는 양의 한정 동차 함수(positive definite homogeneous function)이다. $\psi(\cdot)$ 의 명백한 형태는 부록에 주어져 있다.

단계 3: 부록으로부터 i 번째 비선형 스위칭면의 비선형 부분은 다음과 같이 다중 다항식의 형태를 가진다.

$$\sigma_{NL_i}(z) = \sum_{j=1}^q d_{ij} \prod_{k=1}^p z_k^{p_{jk}} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (16)$$

여기서 d_{ij} 는 원하는 상수이고, $\sum_{k=1}^p p_{jk} = q$ 이다. q 는 비선형항의 갯수이며, $q = \frac{p(p+1)(p+2)}{6}$ 이다.

식 (12), (13)과 (16)으로부터, 비선형 스위칭면의 i 번째 원소는 다음과 같다.

$$\sigma_i(x) = \sum_{i=1}^n c_i x_i + \sum_{j=1}^q d_{ij} \prod_{k=1}^p z_k^{p_{jk}} \quad (17)$$

여기서 첫 번째 항은 Hurwitz 기준을 만족하는 선형 시변 함수이다. 그리고 과도상태의 성능을 향상시키기 위한 비선형 부분은 다중 다항식의 형태이며 두 번째 항에 있다. 비선형 스위칭면은 페루프의 점근적 안정도를 만족시킨다. 그러므로 비선형 스위칭면을 갖는 가변구조제어 시스템은 점근적으로 안정하다. 그러나 식 (17)의 경우, 슬라이딩면으로부터 먼 초기 조건에 대해 리칭 페이스 문제가 존재한다. 리칭 페이스 동안 제어 대상 시스템은 파라미터 변화나 외란에 민감하고, 더욱이 높은 성능의 출력을 얻기가 어렵다. 그래서 리칭 페이스를 제거하기 위하여 스위칭면을 다음과 같이 새로이 정의한다.

$$\sigma_{new}(x) = \sigma_i(x) - \sigma(x_0) e^{-\lambda t}, \quad \lambda > 0 \quad (18)$$

식 (18)은 리칭 페이스가 없는 슬라이딩면이다. 슬라이딩 이론으로부터, 슬라이딩 변수가 슬라이딩 모드에 들어가면, 시스템의 궤적은 스위칭면을 따라 움직이며, 또한 스위칭면을 벗어나지 않는다. 이를 근거로 얻어진 식 (18)의 새로운 제어기는 비선형 스위칭면을 가짐으로써 응답 특성이 상대적으로 빠르며, 모든 시간 동안에 걸쳐 강인한 특성을 가진다. 식 (4)에 대하여 제어 입력 u 를 다음과 같이 두자.

$$u = \left(\sum_{i=1}^n \phi_i |x_i| + \sum_{j=1}^q \psi_j \prod_{k=1}^p x_k^{p_{jk}} + k_f \right) \text{sgn}(\sigma_{new}) - \frac{\lambda}{b_{nom}} \sigma(x_0) e^{-\lambda t} \quad (19)$$

여기서 s 는 식 (16)의 미분방정식에 의해 주어진 비선형항의 갯수이다. 제어 입력의 형태는 파라미터의 불확실성을 보상할 상태변수에 의존하는 부분, 외란을 보상할 슬라이딩 함수 값의 부호에 상수 이득을 곱한 부분 그리고 리칭 페이스를 제거하기 위한 부분을 포함하고 있다. 그러면,

$$\dot{x}_n = - \sum_{i=1}^n a_i x_i + b \left[\left(\sum_{i=1}^n \phi_i |x_i| + \sum_{j=1}^q \psi_j \prod_{k=1}^p x_k^{p_{jk}} + k_f \right) \text{sgn}(\sigma_{new}) \right] - \frac{b}{b_{nom}} \lambda \sigma(x_0) e^{-\lambda t} - f \quad (20)$$

이다.

슬라이딩 모드 존재 조건을 만족하기 위해

$$\begin{aligned} \sigma \dot{\sigma} &= \sigma \cdot \frac{d}{dt} \left\{ c_i x_i + \sum_{j=1}^q d_{ij} \prod_{k=1}^p z_k^{p_{jk}} - \sigma(x_0) e^{-\lambda t} \right\} \\ &= \sigma \left(\sum_{i=1}^n c_i \dot{x}_i + \sum_{j=1}^q d_{ij} \prod_{k=1}^p \dot{z}_k^{p_{jk}} + \lambda \sigma(x_0) e^{-\lambda t} \right) \\ &= \sigma \left(\dot{x}_n + \sum_{i=2}^n c_{i-1} x_i + \sum_{j=1}^q h_j \prod_{k=1}^p x_k^{p_{jk}} + \lambda \sigma(x_0) e^{-\lambda t} \right) \\ &= \sigma \sum_{i=1}^n (-a_i + c_{i-1} + b \phi_i \text{sgn}(x_i \cdot \sigma_{new})) |x_i| \\ &\quad + \sigma \sum_{j=1}^q (h_j + b \psi_j \text{sgn}(\sigma_{new} \cdot \prod_{k=1}^p x_k^{p_{jk}})) \prod_{k=1}^p x_k^{p_{jk}} \\ &\quad + \sigma (b k_f \text{sgn}(\sigma_{new}) + (1 - \frac{b}{b_{nom}}) \lambda \sigma(x_0) e^{-\lambda t} - f) \\ &< 0 \end{aligned} \quad (21)$$

이 되어야 한다. 식 (21)로부터 ϕ_i, ψ_j, k_f 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_i &< - \max \left| \frac{a_i - c_{i-1}}{b} \right| \quad i = 1, \dots, n \quad c_0 = 0, \\ \psi_j &< - \max \left| - \frac{h_j}{b} \right|, \quad j = 1, \dots, q \\ k_f &< - \max \left| \frac{-(1 - \frac{b}{b_{nom}}) \lambda \sigma(x_0) e^{-\lambda t} + f}{b} \right| \end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)와 같은 조건을 만족하는 ϕ_i, ψ_j, k_f 로 이루어진 식 (19)의 입력을 인가하면 Lyapunov 안정도를 만족시켜 시스템이 안정화되게 된다.

제어 입력의 불연속적인 변화로 인해 생긴 채터링의 고주파 성분이 시스템의 모델링시 무시한 시스템의 고주파 성분을 여기시킬 가능성이 있기 때문에 가변구조제어의 실제 적용 면에서 채터링을 줄이고자 하는 연구가 있어 왔다. 여

기에는 크게 제어 입력의 불연속적인 항을 연속적인 항으로 바꾸어 주는 방법과 불연속 항의 크기를 줄여주는 방법들이 있다. 본 논문에서는 포화함수를 이용하였다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 실험 시스템 구성

본 논문의 실험을 위하여 구성된 브러시 없는 직류 전동기의 실험 시스템은 그림 1과 같으며, 크게 위치제어기, 인터페이스, 전동기 구동부, 전력단 그리고 신호 검출부로 나누어진다.

인터페이스는 구동부와 제어부인 PC-586(VSC 제어기)를 연결해 주기 위한 부분으로써 ACL-812 board가 사용되었다. 계산된 디지털 전류 명령을 아날로그 전류 명령으로 바꾸어 주기 위한 D/A 부분과 13bit 위치 데이터를 받는 부분 그리고 유격 보정 회로, 신호 증폭기 등으로 구성되어 있다. 전류제어기는 삼각과 비교형 PWM제어기를 사용하였으며 캐리어 주파수는 8[KHz]이다. 전력단은 IGBT를 이용한 Intelligent power module(IPM)을 이용하여 구성하였다. 전동기의 위치 및 속도 검출을 위해서 증분형 엔코더를 사용하였고, 노이즈의 영향을 제거하기 위해 디지털 필터를 사용하였다. 전동기의 위치 정밀도를 높이기 위하여 엔코더 신호를 4채배 하였다.

3.2 시뮬레이션 및 실험결과

2장에서 제시된 제어기의 타당성을 살펴보기 위하여, 리칭 페이스를 제거한 비선형 슬라이딩 면을 갖는 가변구조 제어기를 가지는 브러시 없는 직류 전동기의 위치 제어기를 구성하였다. 제어기의 강인한 특성을 살펴보기 위하여 그림 2와

같은 실험용 부하를 사용하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션과 실험 시스템의 실험에 사용된 전동기의 사양은 표 1에 주어졌다.

주어진 전동기 파라미터에 대해서 위치 제어를 위한 브러시 없는 직류 전동기의 수식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -58.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 17615.5 \end{bmatrix} i_{qc} + \begin{bmatrix} 0 \\ -F \end{bmatrix} \quad (23)$$

시뮬레이션과 실험시 전동기의 초기 위치는 180°이고 이것은 부하가 가장 아래쪽에 위치해 있는 경우이다. 이 위치를 0°로 하여 90°가 되도록 전동기를 회전시킨다. 이렇게 함으로써 외란은 전동기의 위치에 따라 정현파로 가해지게 된다.

시뮬레이션과 실험에서 사용된 샘플링 시간은 300μs이다. 시뮬레이션과 실험은 0.663Kg에서 1.329Kg으로 부하를 증가시켜 행하였다. 식 (20)에 의해 선정된 φ₁, φ₂, φ, h, λ,와 K_f 값들은 표 2와 같다. NVSS-I은 리칭 페이스가 존재하는 비선형 가변구조제어 방식이며, NVSS-II는 리칭 페이스를 제거한 비선형 가변구조제어 방식이다. 각각의 시뮬레이션과 실험에서의 C값은 10으로 동일하다.

실 시스템에서의 실험에서 전동기의 위치는 엔코더를 이용하여 측정하였으며, 속도는 다음과 같이 엔코더 신호를 이용하여 추정하였다.

$$w(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{\text{샘플링 시간}} \quad (24)$$

또한, 노이즈 문제를 해결하기 위하여 다음과 같은 필터를 사용하였다.

$$\hat{w}(k) = \frac{1}{3} \{w(k) + \hat{w}(k-1) + \hat{w}(k-2)\} \quad (25)$$

여기서, \hat{w} 는 w 의 추정값이다.

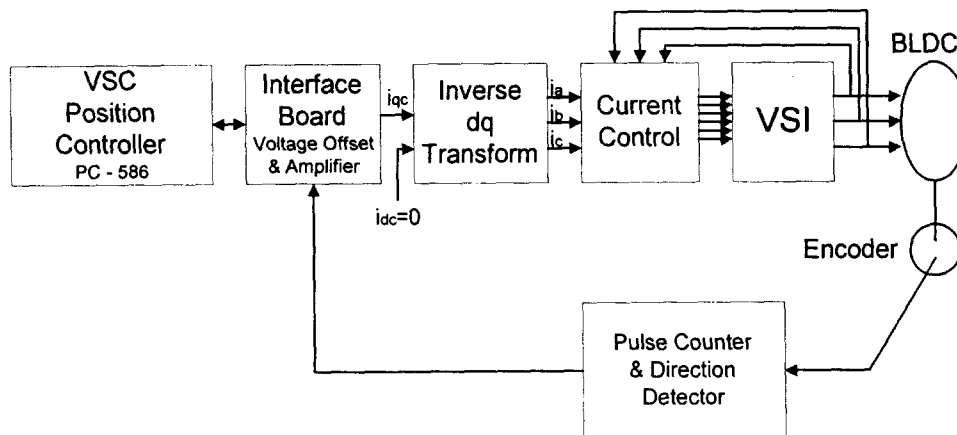


그림 1 전체 시스템 구성도
Fig. 1 Block diagram of the overall system

표 1 전동기 사양

Table 1 Parameters of BLDC motor

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	$Nmsec^2 \times 10^{-4}$
점성 마찰 계수	0.2237	Nmsec
마찰 토크	2.39	Nm

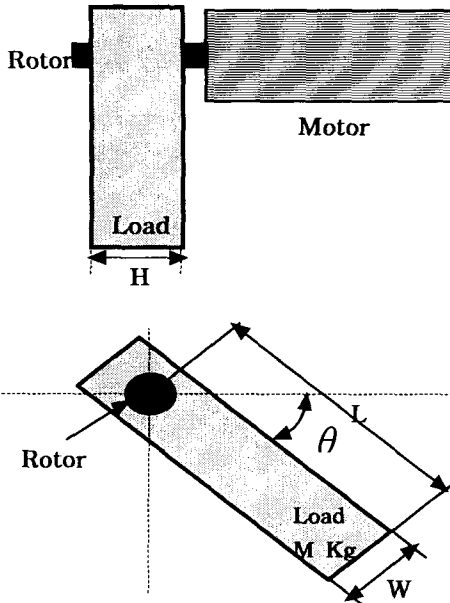


그림 2 BLDC 전동기의 실험용 부하

Fig. 2 Experimental load of BLDC motor

그림 3(a)는 기존의 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 보는바와 같이 점선은 1.329 Kg의 부하를 달았을 때의 위치오차 응답이고, 실선은 0.663 Kg의 부하를 달았을 때 위치오차 응답이다. 리칭 페이스가 존재하므로 인하여 외란에 민감한 응답을 가짐을 볼 수 있다. 그림 3(b)는 기존의 슬라이딩 면에 대한 실 시스템에의 실험 결과이다. 시뮬레이션 결과와 유사한 응답을 가짐을 볼 수 있었다.

그림 4은 리칭페이스가 존재하는 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기에 대한 시뮬레이션 결과이다. 선형 슬라이딩 면과 같은 부하를 사용하였다. 그림 4(a)에서 보는

표 2 제어기 이득

Table 2 Controller gains

	Conventional	NVSS-I	NVSS-II
ϕ_1	-0.7	-0.7	-0.7
ϕ_2	-0.5	-0.5	-0.5
h	0.0	1.5	1.5
ψ	0.0	-0.0001	-0.0001
λ	0.0	0.0	10.0
K_f	-1.5	-1.5	-1.5

바와 같이 외란에 민감한 응답을 보임을 알 수 있었다. 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기인 경우, 선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기인 그림 3(a)와 비교하면 응답속도가 개선되었음을 볼 수 있다. 그림 4(b)는 리칭페이스가 존재하는 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기의 실 시스템에서의 실험 결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 리칭 페이스가 존재하며, 시뮬레이션 결과와 유사함을 볼 수 있다.

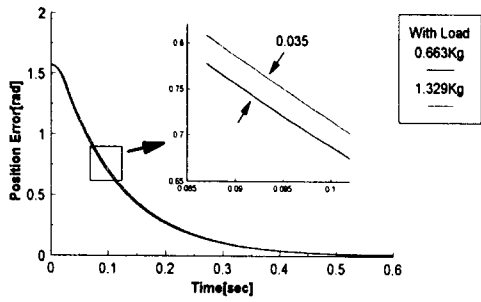
그림 5는 리칭 페이스를 제거한 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기의 시뮬레이션 결과이다. 그림 5(a)에서 보는 바와 같이 응답 특성이 크게 개선되었음을 볼 수 있다. 그림 5(b)는 리칭 페이스를 제거한 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조제어기의 실 시스템에의 실험 결과이다. 그림 5(a)와 (b)에서 보는 바와 같이 리칭 페이스가 존재하지 않음을 볼 수 있다. 그림 5(d)는 제어 입력이며 시간 $t=0$ 부터 채터링이 발생함을 볼 수 있다. 이는 전 응답 구간이 슬라이딩 모드에 존재함을 의미하며 전구간 강인한 특성을 보장함을 의미한다. 시뮬레이션 결과와 유사함을 볼 수 있었다.

그림 5(e)는 연속제어입력을 가지는 경우의 페이스 궤적이며 $\delta = 0.5$ 이다. 그림에서 보는 바와 같이 채터링 현상이 제거되었으며, 위치 오차에 대한 응답은 그림 5에서와 같이 불연속 제어 입력을 인가한 경우와 유사한 응답을 가짐을 볼 수 있었다. 그림 3 ~ 그림 5의 결과에 대한 비교가 표 3에 주어져 있다.

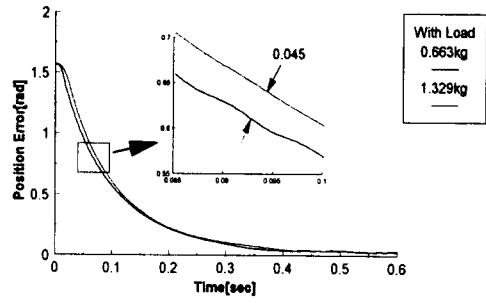
표 3 시뮬레이션 및 실험 결과의 비교

Table 3 Comparison between simulation and experimental results

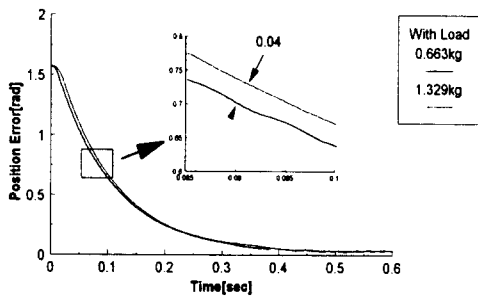
Algorithm		부하 변화에 따른 오차[rad] (0.663Kg→1.329Kg)	리칭 페이스 유/무
Conven.	시뮬레이션	0.035	유
	실험	0.04	유
NVSS-I	시뮬레이션	0.035	유
	실험	0.045	유
NVSS-II	시뮬레이션	0.0012	무
	실험	0.0085	무



(a) 위치응답에 대한 시뮬레이션 결과
(a) Simulation results for position response



(b) 위치응답에 대한 실험 결과
(b) Experimental results for position response



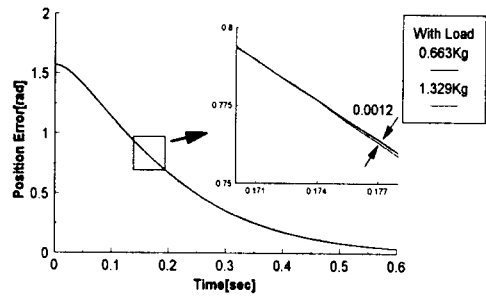
(b) 위치응답에 대한 실험 결과
(b) Experimental result for position response

그림 3 기존의 슬라이딩 면을 가지는 BLDC전동기의 위치 응답

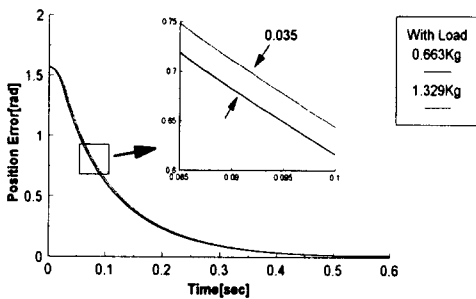
Fig. 3 Position responses of BLDC motor with conventional sliding surface

그림 4 리칭페이스가 있는 비선형 슬라이딩 면을 가지는 BLDC전동기의 위치응답

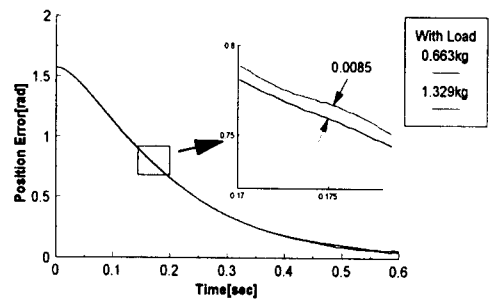
Fig. 4 Position responses of BLDC motor with nonlinear sliding surface existing reaching phase



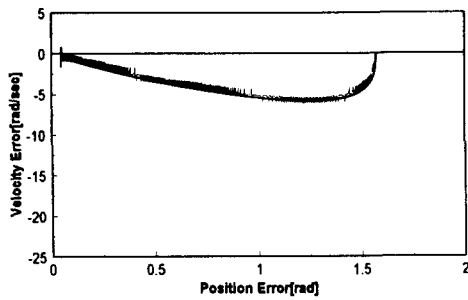
(a) 위치응답에 대한 시뮬레이션 결과
(a) Simulation results for position response



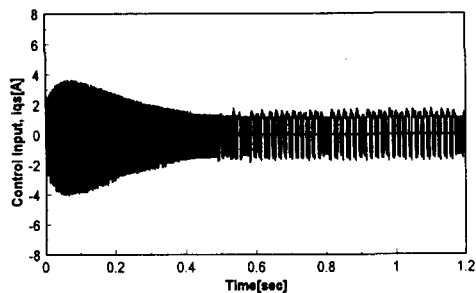
(a) 위치응답에 대한 시뮬레이션 결과
(a) Simulation results for position response



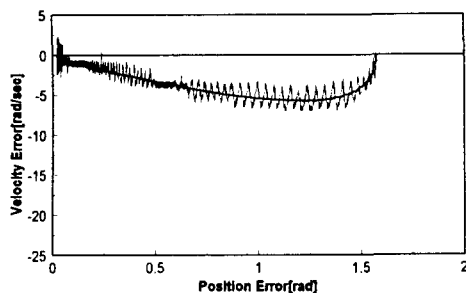
(b) 위치응답에 대한 실험 결과
(b) Experimental results for position response



(c) 페이스 평면 궤적
(c) trajectory of the phase plane



(d) 제어 입력
(d) control input



(e) 연속제어입력을 가지는 실 시스템의 결과($\delta=0.5$)
(e) Experimental results with continuous input($\delta=0.5$)

그림 5 리칭페이스를 제거한 비선형 슬라이딩 면을 가지는 BLDC전동기의 위치응답
Fig. 5 Position responses of BLDC motor with nonlinear sliding surface eliminating reaching phase

4. 결론

본 논문에서는 벡터제어를 이용하여 브러시 없는 직류 전동기를 직류전동기로 등가화 하여 다루었으며, 가변구조제어 이론을 이용하여 정밀하고 외란에 대해 강인한 새로운 브러시 없는 직류 전동기의 위치 제어를 설계하였다. 기존의 선형 가변구조제어기는 리칭 페이스 문제와 상대적으로 느린 응답특성을 보였는데, 리칭 페이스를 제거한 비선형 가변구조 제어를 설계함으로써 극복할 수 있다. 제안된 가변

구조 제어기는 어떤 초기 조건하에서도 강인하며, 상대적으로 개선된 응답특성을 가짐을 시뮬레이션과 실 시스템에의 실험을 통하여 검증하였다. 이를 선형, 비선형 그리고 리칭 페이스를 제거한 비선형 제어기를 비교하여 각각의 응답 및 특성을 제시하여 제어기 설계시 주어진 사양에 따른 성능을 효과적으로 만족시킬 수 있게 하였다.

이와 같은, 가변구조제어기는 불확실성 요소나 변수의 변화에 강인한 특성을 가지나 불연속적으로 변화하는 입력에 의해 채터링이 발생한다. 이 채터링은 전동기에 무리가 가게 하거나 소음과 진동의 원인이 되기도 한다. 따라서 본 논문에서는 채터링 입력을 포화 함수를 사용하여 연속화시켜 보상하였다. 지금까지 얻어진 결과들은 산업계에서 고정밀 서보 제어기나 로봇 등의 제어용으로 사용될 수 있을 것이다.

제안된 제어기는 외란이나 시스템의 불확실성의 최대 값을 안다는 가정 하에 설계가 가능하다. 외란이나 시스템의 불확실성의 최대 값을 알지 못하는 경우에조차 강인한 특성을 가지는 가변구조 제어기의 설계는 앞으로 더 연구되어야 할 과제이다.

감사의 글

이 논문은 1997학년도 대구대학교 학술연구비 지원에 의한 논문임

참고 문헌

- [1] P. C. Krause, Analysis of electric machinery, McGraw-Hill, 1984.
- [2] 조관열, Field Orientation을 이용한 브러시 없는 직류 전동기의 위치제어, 한국과학기술원, 석사학위 논문, 1988.
- [3] Electro-craft corporation U. S. A., DC motor speed controls servo system, 1972.
- [4] J. J. Slotine and S. S. Sastry, "Tracking control of non-linear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators," Int. J. Control, Vol. 38, No. 2, pp. 465-492, 1983.
- [5] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," IEEE Trans., AC-22, pp. 212-222, 1977.
- [6] T. L. Chern and Y. C. Wu, "Integral variable structure control approach for robot manipulators," IEE Proc., Vol. 139, No. 2, Mar. 1992.
- [7] F. Harashima, H. Hashimoto and K. Maruyama, "Sliding mode control of manipulator with time-varying switching surfaces," Trans. of the Soc. of Inst. and Cont. Eng., Vol. 22, No. 3, pp. 335-342, 1985.
- [8] G. T. Park, D. S. Kim, and J. K. Choi, "A robust controller design for a robot manipulator using time-varying sliding manifolds," J. of KIEE, No. 5, pp. 57-64, 1992.

[9] J. J. Kim, J. J. Lee, K. B. Park, and M. J. Youn, "Design of new time-varying sliding surface for robot manipulator using variable structure controller," Electronics Letters, Vol. 29, No. 2, pp. 195-196, Jan. 1993.

[10] J. H. Lee, J. S. Ko, S. K. Chung, D. S. Lee, and M. J. Youn, "Continuous variable structure controller for BLDDSM position control with prescribed tracking performance," IEEE Trans., IE-41, No. 5 pp. 483-491, 1994.

[11] T. L. Chen and Y. C. Wu, "Integral variable structure control approach for robot manipulators," IEE Proc., Vol. 139, No. 2, pp. 161-166, Mar. 1991.

[12] S. K. Chung, J. H. LEE, J. S. KO and M. J. Youn, "Robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable structure control," IEE Proc., Power Appl., Vol. 142, No. 6, Nov. 1995.

[13] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drive, Prentice-Hall, 1986.

[14] E. P. Ryan, "A variable structure approach to feedback regulation of uncertain dynamical systems," Int. J. Control, Vol. 38, pp. 1121-1134, 1983.

[15] D. S. Lee, J. J. Lee and M. J. Youn, "Controller design of multivariable variable structure systems with nonlinear switching surface," Journal of KIEE, Vol. 4, No. 1, pp. 32-38, 1991.

[16] J. Sandor and D. Williamson, "Design of nonlinear regulators for linear plants," IEEE Trans., AC-22, pp. 47-50, 1977.

부 록

식(16)의 명백한 형태는 동적 방정식이 $\dot{z} = \Phi z + \Gamma \sigma_{NL}$ 인 안정한 시스템이라고 할 때 다음과 같은 비선형 이득은 가지면 점근 안정하며, 시스템의 성능을 향상시킨다는 Sandor[16] 등의 결과를 이용하였다. 즉,

$$\sigma_{NL}(z) = -\frac{1}{2} \Gamma^T \nabla_z \psi(z) \tag{A1}$$

단, $\langle \nabla_z \psi(z), \Phi z \rangle = -\xi(z)$ 이며, $\xi(\cdot)$ 는 2보다 큰 짝수의 차수를 가지는 양의 한정 동차 함수이며

$$\xi(z) = \sum_{i=2}^m \langle z^{[i]}, Q_i z^{[i]} \rangle, \quad Q_i = Q_i^T > 0 \tag{A2}$$

이면

$$\psi(z) = \sum_{j=2}^m \langle z^{[j]}, P_j z^{[j]} \rangle, \quad P_j = P_j^T > 0 \tag{A3}$$

이다. 단, P_j 는 다음의 선형방정식을 만족하는 해이다.

$$\Phi_{[j]}^T P_j + P_j \Phi_{[j]} = -Q_j, \quad j=1,2,\dots,m \tag{A4}$$

여기서, $z^{[j]}$ 는 $\alpha \prod z_i^{p_i}$ 형태의 요소를 가지는

$N_n^j \equiv \binom{n+j-1}{j}$ 차수의 벡터이다. 단, p_i 는 $\sum p_i = j$

인 양의 정수이며, 상수 α 는 $\|z\|^j = \|z^{[j]}\|$ 이다. 만약,

$$\dot{z} = \Phi z \text{ 이면 } \frac{d}{dt} z^{[j]} = \phi_{[j]} z^{[j]} \text{ 이다.}$$

예로서, $\sigma_L(x) = 9x_1 + 6x_2 + x_3$ 인 함수를 생각하면

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -9 & -6 \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad z = [x_1, x_2]^T,$$

$$z^{[2]} = [x_1^2, x_1 x_2, x_2^2], \quad \psi(z) = \langle z^{[2]}, P_2 z^{[2]} \rangle,$$

$$\Phi_{[2]} = \begin{bmatrix} 0 & 2 & 0 \\ -9 & -6 & 1 \\ 0 & -18 & -12 \end{bmatrix}, \quad Q_2 = \begin{bmatrix} 18 & 0 & 0 \\ 0 & 18 & 0 \\ 0 & 0 & 18 \end{bmatrix},$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 21.63 & 1 & 0.443 \\ 1 & 3.255 & -0.48 \\ 0.443 & -0.48 & 0.71 \end{bmatrix}$$

이며, 식 (A1)의 비선형 항의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{NL}(z) &= 2z_1^3 + 8.28z_1^2 z_2 - 2.88z_1 z_2^2 + 2.84z_2^3 \\ &= \sum_{j=1}^3 d_{ij} \prod_{k=1}^2 z_k^{p_k} \end{aligned} \tag{A5}$$

저 자 소 개



이 대 식(李大植)

1960년 5월 5일 생. 1982년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1984년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1994년~현재 대구대 정보통신공학부 제어계측공학과 부교수. 주관심분야는 제어이론 및 응용, 자동화 및 검사 시스템, 컴퓨터 응용 제어 시스템 등임.

Tel : 053-850-6624

E-mail : dslee@biho.taegu.ac.kr



박 수 식(朴守植)

1996년 대구대 정보통신공학부 제어계측공학과 졸업(학사). 1998년 대구대 정보통신공학부 졸업(석사). 현재 대구대 정보통신공학부 박사과정. 주관심 분야는 전력 전자 응용, 자동화 시스템 개발, 컴퓨터

응용 제어 시스템 등임.

Tel : 053-850-6624

E-mail : entec@newscape.net