

새로운 슬라이딩 면을 가지는 BLDC 모터의 위치제어에 관한 연구

이대식 박수식
대구대학교 전기전자공학과

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

Lee, Dae-Sik Park, Soo-Sik
Department of Electric and Electronics engineering
Taegu University

Abstract

A robust position control system for a BLDC motor using new sliding mode control strategy is presented. Using the new variable structure system, reaching phase problem is eliminated and transient response is largely improved by design of nonlinear sliding surface. The design of the sliding mode position controller is robust in motor parameter, load variations and disturbance. Experiment results show that the proposed approach can achieve accurate position motor tracking in face of large parameter variations and external disturbances, such as a robot arm, etc.

1. 서 론

산업이 진척 발달함에 따라 단순 반복 혹은 힘든 일, 야조건 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 작류 서보 전동기가 분담했으나, 보수 및 수명과 노이즈 발생문제 그리고 큰 출력비(Power rate)를 요구하는 등의 관례로 점차 브러쉬 없는 직류 전동기(Brushless DC motor, BLDC)로 대체되고 있다. 브러쉬 없는 직류 전동기의 가장 기본 되는 특징은 기존의 영구자석 직류 전동기와 동일한 속도-토크 곡선을 갖는다는 것이다[1][3]. 이러한 특성을 지닌 브러쉬 없는 직류 전동기는 출력비가 상대적으로 크고 회전자의 관성이 작으며 저전압에서 동작이 용이하다. 또한, 정류 불꽃이 발생하지 않으므로 상대적으로 고압에 의한 고속회전도 가능하며, 진파 노이즈가 작다[2]. 반면에 제어가 어렵고 비용이 많이 드는 단점이 있는데 이는 시스템 특성이 비선형임에 주로 기인한다[3]. 그리고 파라미터 변화나 외란의 영향으로 인한 불확실성의 고려가 어렵기 때문이다.

지금까지의 BLDC 모터는 주로 PI 제어를 이용하여 왔다. 그 주된 원인은 구형의 간섭성에 있으나, 이득의 설정이 비효율적이며 높은 성능을 요구하는 서보 응용에는 충분하지 않다. 이와 같은 문제들을 해결하는 효과적이고 체계적인 제어 방식 중의 하나가 가변구조 제어 방식이다[5]. 가변구조제어는 시스템의 궤적이 스위칭 면에 도달하도록 시스템 구조를 변화시키므로 나타나지는 불연속적 제어에 의해 특성되는 비선형 시스템의 특수한 한 부류이다. 가변구조 시스템의 주된 장점은 파라미터 변화와 외란에 민감하고 제어 초기 조건이나 슬라이딩 면의 대부분이 상태 공간에 고정되고 주어진다. 초기 조건에 독립인 선형 혹은 비선형으로 설계된다. 그러므로 슬라이딩 면으로부터 초기 조건에 대해 리칭 페이저(Reaching phase) 문제가 존재한다[7]. 리칭 페이저 동안 제어 대상 시스템은 파라미터 변화나 외란에 민감하므로 높은 성능의 출력을 얻기가 어렵다. [8]에서는 시변이고 회전하는 기를 가지는 슬라이딩 면을 제안하였으며, 초기조건을 페이저 플레인(Phase plane)상의 1사분면과 3사분면으로 설정하였다. 그러나 선 시스템에서 초기조건은 어느 곳이나 존재할 수 있다. 또한, [9]에서는 전이 하는 슬라이딩 면을 제안하였으나, 초기 조건을 슬라이딩 면 위에 존재하도록 슬라이딩 면을 설계하였다. 슬라이딩 면이 선형적 감속 속도를 가도록 원점으로 이동하므로 이동 속도가 일정하며, 이로 인하여 이동 끝부분의 성능은 만족하지 못하다.

최근 [10]등에서, 확장된 슬라이딩 면의 함수를 제안하였다. 이는 지수적으로 감소하는 함수에 의해 슬라이딩 면을 확장하여 리칭 페이저가 없는 선형의 동특성을 얻을 수 있다. 그리고 직분할을 가진 확장된 슬라이딩 면을 이용하여 리칭페이저를 제거한 논문들이 발표되고 있다[11, 21, 22]. 그러나 이와 같은 시스템은 준급속으로 선형 동특성을 가진다. 선형의 동특성은 중급 안정된 시스템 응답과 파라미터 변화나 외란에 대해 견실성을 보장한다. 하지만 어떤 응용에서 상대적으로 느린 응답 속도로 야조건의 동특성을 유발할 수도 있다.

본 논문에서는 상대적으로 느린 응답속도를 개선하는 새로운 비선형 슬라이딩 면을 설계하였으며, 리칭 페이저를 제거하여 견실한 BLDC 모터의 위치 제어를 실현하였다. 비선형 슬라이딩 면은 응답 속도의 개선과 원하는 과도상태 응답을 얻을 수 있는 장점이 있다.

II. 본 론

1. 가변구조 제어기

다음의 Canonical 형태로 표현된 SISO(Single input single output) 시스템에 대해서 생각해보자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= x_{i+1}, & i &= 1, 2, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n &= \sum_{i=1}^n a_i x_i + b u + f(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

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 파라미터이다.

적절히 선택된 제어 입력 u 에 대하여 주어질 스위칭 면에서 슬라이딩 모드가 존재한다고 할 때, 슬라이딩 모드에서의 시스템 동특성은 다음의 방정식을 따른다.

$$\sigma(x) = 0 \text{ and } \dot{\sigma}(x) = 0 \quad (2.2)$$

상태 공간에서의 비선형 스위칭 면을 다음과 같이 두자.

$$\sigma(x) = \sigma_L(x) + \sigma_{NL}(x) \quad (2.3)$$

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

$$\sigma_L(x) = \sum_{i=1}^n c_i x_i \quad (2.4)$$

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: (2.2)-(2.4)식으로부터, 슬라이딩 모드에서의 동특성 방정식은 다음과 같이 얻어진다.

$$\dot{z}_i = \Phi z_i + \Gamma \sigma_{NL}(z) \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (2.5)$$

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

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

$h_i = \text{function of } c_1, c_2, \dots, c_m, i=1, 2, \dots, p$

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

단계 2 (2.5)식은 비선형 함수 $\sigma_{NL}(z)$ 를 갖는 단일 입력 단일 출력 시스템이다. 이것은 상태 벡터 z_i 와 σ_{NL} 제어를 갖는 비선형 피드백 시스템으로 생각할 수 있다. 따라서 다음과 같은 다중 다항식 형태를 얻을 수 있다.

$$\sigma_{NL}(z) = \sum_{i=1}^m d_{ij} \prod_{j=1}^p z_j^k \quad (2.6)$$

d_{ij} 는 원하는 상수이고, $\sum_{j=1}^p d_{jk} = 3, j = 1, 2, \dots, q$ 이며, 여기서 $q = \frac{p(p+1)}{6}(p+2)$ 이다.

단계 3: (2.3), (2.4), (2.6)식으로부터, 비선형 스위칭 면의 i 번째 원소는 다음과 같이 생각될 수 있다.

$$\sigma_i(x) = \sum_{i=1}^n c_i x_i + \sum_{j=1}^m d_{ij} \prod_{j=1}^p z_j^k \quad (2.7)$$

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 스위칭 면은 페루프의 점근적 안정도를 만족시킨다. 그러므로 비선형 스위칭 면을 갖는 가변 구조 제어 시스템은 점근적으로 안정하다. 그러나 식 (2.7)의 경우, 슬라이딩 면으로부터 먼 초기 조건에 대해 리칭 페이저(Reaching phase) 문제가 존재한다[7]. 리칭 페이저 동안 제어 대상 시스템은 파라미터 변화나 외란에 민감하고, 더욱이 높은 성능의 출력을 얻기가 어렵다. 그래서 리칭 페이저를 제거하기 위하여 스위칭 면을 다음과 같이 새로이 정의한다.

$$\sigma_{new}(x) = \sigma(x) - \alpha(t)e^{-\lambda t}, \quad \lambda > 0 \quad (2.8)$$

식 (2.8)은 리칭 페이저가 없는 슬라이딩 면이다. 슬라이딩 면이론으로부터, 슬라이딩 변수가 슬라이딩 모드에 들어가면, 시스템의 궤적은 스위칭 면을 따라 움직일 것이며, 또한 스위칭 면을 벗어나지 않을 것이다. 이를 근거로 얻어질 식 (2.8)의 새로운 제어기는 비선형 스위칭 면을 가짐으로써 응답 특성이 상대적으로 빠르며, 모든 시간에

대해 강인한 특성을 가진다. 식 (2.1)에 대하여 제어 입력 u 를 다음과 같이 두자.

$$u = \left(\sum_{i=1}^3 \phi_i |x_i| + \sum_{i=1}^3 \phi_i \int_0^t x_i^* dt + k_f \right) \text{sgn}(\sigma_{\text{new}}) - \frac{\lambda}{b_{\text{nom}}} \alpha(0) e^{-\lambda t} \quad (2.9)$$

여기서 s 는 식 (2.6)의 미분방정식에 의해 주어진 비선형 항의 수이다. 그러면,

$$\dot{x}_n = - \sum_{i=1}^n a_i x_i + b \left(\sum_{i=1}^3 \phi_i |x_i| + \sum_{i=1}^3 \phi_i \int_0^t x_i^* dt + k_f \right) \text{sgn}(\sigma_{\text{new}}) - \frac{b}{b_{\text{nom}}} \lambda \alpha(0) e^{-\lambda t} - f \quad (2.10)$$

이다. 슬라이딩 모드 존재 조건을 만족하기 위해

$$\begin{aligned} \sigma \dot{\sigma} &= \alpha \dot{x}_n + \sum_{i=2}^n c_{i-1} x_i + \sum_{i=1}^n h_i \int_0^t x_i^* dt + \alpha(0) e^{-\lambda t} \\ &= \sigma \sum_{i=1}^n (-a_i + c_{i-1} + b \phi_i) x_i + \sigma \sum_{i=1}^n (b \phi_i + h_i) \int_0^t x_i^* dt \\ &\quad + \alpha b k_f + (1 - \frac{b}{b_{\text{nom}}}) \lambda \alpha(0) e^{-\lambda t} + f \end{aligned}$$

< 0 이 되어야 하고, ϕ_i, ϕ_i, k_f 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi_1 &< - \max \left\{ \frac{a_i - c_{i-1}}{b}, 0 \right\} \\ \phi_j &< - \max \left\{ - \frac{h_j}{b}, 0 \right\}, \quad j=1, \dots, n \\ k_f &< - \max \left\{ \frac{(1 - \frac{b}{b_{\text{nom}}}) \lambda \alpha(0) e^{-\lambda t} + f}{b} \right\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

(2.12)와 같은 조건을 만족하는 ϕ_i, ϕ_i, k_f 로 이루어진 식 (2.9)의 입력을 인가하면 Lyapunov Stability를 만족시켜 시스템이 안정화(Stable)되게 된다.

2. 브러쉬 없는 직류 전동기 제어

브러쉬 없는 직류 전동기(Brushless DC Motor: BLDC)는 구조적으로 일반 동기전동기와 동일하며 120° 간격으로 배치된 3상 고정자 권선과 영구자석으로 이루어진 회전자로 구성되어 있다. 브러쉬 없는 직류 전동기는 고정자에 3상 교류 전류를 인가하여 회전자속(Rotating flux)을 일으키고 이 회전자속과 회전자의 영구 자석에서 발생하는 자속과의 상호 작용에 의하여 회전자에 토크를 발생시키는 원리로 구동되며, 특히 벡터 제어(Vector control)에 의해 타여자식 직류 전동기(Separately excited DC motor)와 유사한 토크-속도 특성을 나타낸다[3]. 동기 회전 기중속에서 전류에 의해 발생하는 전자기적 토크(Electromagnetic torque)는 고정자 전류와 회전자 자속의 벡터 곱(Vector product) 형태이므로[3]

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_{\alpha} - \lambda_q i_{\beta}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\Psi_F i_{\alpha} + (L_d - L_q) i_{\beta} i_{\alpha}] \end{aligned} \quad (2.13)$$

으로 나타나고, 기계적인 부하와의 관계식은 다음과 같다.

$$T_e = J_m \left(\frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \left(\frac{2}{P} \right) \omega_r + T_L \quad (2.14)$$

J_m : 회전자 관성 모멘트 (Rotor moment of Inertia)

B_m : 점성 마찰 계수 (Viscous friction coefficient)

T_L : 부하 토크 (Load torque)

P : 극수 (Number of poles)

전동기의 고정자에 인가되는 3상 전류를 동기 회전 기중속으로 변환하여 토크 성분과 전류(i_{α})와 자속 성분과 전류(i_{β})로 분리하여 토크와 자속을 독립적으로 제어하는 방법을 벡터 제어(Vector control) 또는 자속기준계 제어(Field oriented control)이라 한다. 표면 부착 방식(Surface mounted)의 회전자를 갖는 브러쉬 없는 직류 전동기의 경우 Saliency 효과를 무시하면 $L_q = L_d = L_s$ 이고, 또 단위 전류 당 최대 토크(Maximum torque per ampere operation)를 생성하기 위해 d상 성분의 전류를 영이 되도록 제어한다면, 식 (2.13)의 비선형 토크 식은 다음과 같이 q상 전류에 비례하는 선형화된 모델로 나타나, q상 전류에 의해 토크를 직접 제어할 수 있다[16].

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \Psi_F i_q \quad (2.15)$$

또한, 전체 시스템의 비선형 상태 방정식은 식 (2.16)와 같이 선형화된다. 이러한 선형화된 상태 방정식(Linearized state equation)을 사용하여 제어함으로써 직류 전동기와 유사한 토크-속도 특성을 얻을 수 있다. 또한, d축 전류를 영이 되도록 제어하기 때문에 d축 자속 성분은 회전자 영구 자속에 의한 성분만 남고, 고정자에서 인가한 3상 전류는 모두 q축에 나타나 회전자의 자속과 직각을 유지하

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\Psi_F}{L_q} \\ \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{\Psi_F}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_q}{L_q} \\ -\frac{P}{2J_m} T_L \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

므로 최대 토크를 얻을 수 있다.

식 (2.16)과 같이 선형화된 상태 방정식에서 전기적 시정수가 기계적 시정수보다 훨씬 작아 전기적 응답이 기계적 응답보다 훨씬 빨리 나타나고 전류 제어(Current control)에 의해서 실제 전류(Real

current)가 전류 명령(Current command)을 잘 따라간다면 ($i_{\alpha} \approx i_{\alpha}^*$), 전기적 동특성을 무시하여 다음과 같은 DC 전동기로 등가화시킬 수 있다[17].

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -F \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

X_1 : 전동기의 위치 (Radian)

X_2 : 전동기의 속도 (Radian/sec)

u : 전류명령(i_{α}^*)

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

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

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

III. 실험 및 결과

전체 시스템의 구성은 그림 3.1과 같으며 크게 Position Controller, Interface Board, 전동기 구동부, 전력원 그리고 신호 검출부로 나누어진다.

2장에서 제시된 리칭 패이저를 제거한 비선형 슬라이딩 면을 갖는 가변구조 제어기를 표 3.1과 같은 파라미터를 갖는 BLDC 모터에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 주어진 전동기 파라미터에 대해서 위치 제어를 위한 BLDC 모터의 수식은 식 (2.17)을 이용하면 식 (3.1)같이 주어진다.

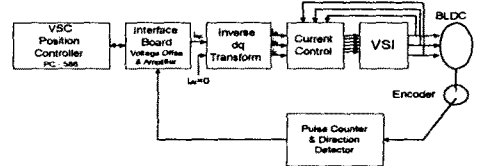


그림 3.1 전체적인 시스템 구성도

항목	크기	단위
정격 출력	750	Watts
정격 전압	220	Volts
정격 속도	3000	rpm
정격 전류	4.4	A
고정자 저항	3	ohm
인덕턴스	39	mH
토크이득(Kt)	0.590	Nm/A
관성 모멘트	0.671	Nmsec ² × 10 ⁻⁴
점성 마찰 계수	0.2237	Nmsec
마찰 토크	2.39	Nm

표 3.1 전동기 사양

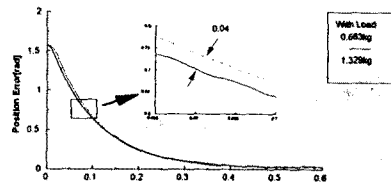
$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -58.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 17615.5 \end{bmatrix} i_{\alpha} + \begin{bmatrix} 0 \\ -F \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

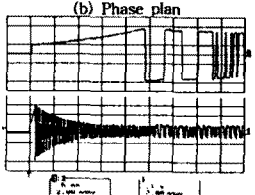
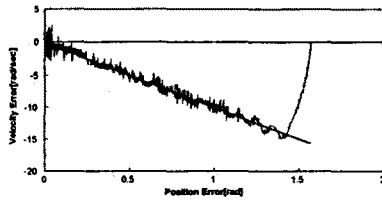
전동기의 초기 위치는 180°이고 이것은 부하가 가장 아래쪽에 위치해 있을 경우이다. 이 위치에서 90°를 회전시켜 부하가 수평을 이룰 때가 위치 오차가 0°가 되게 하였다.

실험에서 사용된 샘플링 시간은 300 us 이다. 시뮬레이션과 실험은 0.660K에서 1.320K으로 부하를 증가시켜 행하였다. 식 (2.38)에 의해 선정된 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [\phi_1, \phi_2, \phi] &= [-0.7, -0.5, -0.0001] \\ [h, \lambda, K_f] &= [1.5, 10, -1] \end{aligned}$$

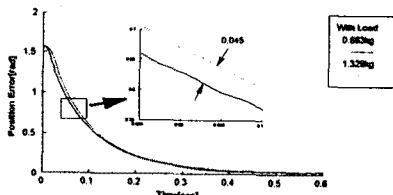
그림 3.2는 선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조 제어기(Conventional)에 대하여 행한 실험이고, 그림 3.3은 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조 제어기(NVSS-I)에 대한 것이고, 그림 3.4는 제안된 리칭 패이저를 제거한 비선형 슬라이딩 면을 가지는 가변구조 제어기(NVSS-II)에 대해서 행한 실험 결과이다. 비선형 슬라이딩 면을 사용한 경우가 실험의 슬라이딩 면을 사용된 경우에 비해 과도 응답 특성이 개선됨을 알 수 있다. 또한, 본 논문에서 제안된 리칭 패이저를 제거한 슬라이딩 면을 사용하였을 때 부하의 변화에 대한 실험 결과는 비선형 슬라이딩 면만을 사용한 결과에 대해 전실험을 볼 수 있다.



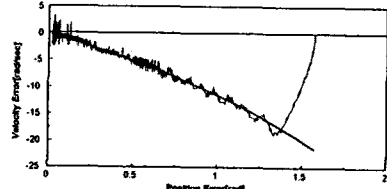


(c) 제어 입력

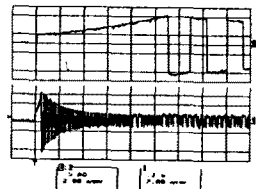
그림 3.2 선형 슬라이딩 면에 대한 실험 결과



(a) 응답 특성

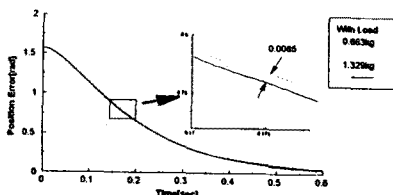


(b) Phase plan

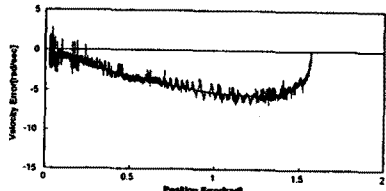


(c) 제어 입력

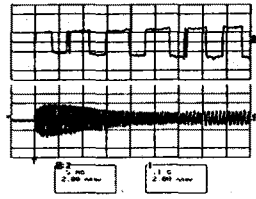
그림 3.3 비선형 슬라이딩 면에 대한 실험 결과



(a) 응답 특성



(b) Phase plan



(c) 제어 입력

그림 3.4 리칭페이저를 제거한 슬라이딩 면에 대한 실험 결과

V. 결론

본 논문에서는 백터제어에 근거한 브러쉬 없는 동기전동기를 DC 전동기로 동가하여 다루었으며, 가변 구조 제어(VSS)에 근거하여 정밀하고 외란에 대해 강한 위치 제어를 설계하였다. 기존의 선형 가변 구조 제어는 리칭 페이저(Reaching phase) 문제와 상대적으로 느린 응답특성을 보였다. 이와 같은 선형 가변 구조 제어의 단점을 리칭 페이저를 제거한 비선형 가변 구조 제어를 설계하여 극복하였다. 제안된 가변 구조 제어는 리칭 페이저를 제거하여 어떤 초기 조건하에서도 강인하며, 상대적으로 개선된 응답특성을 가짐을 실험을 통하여 검증하였다. 이는 선형, 비선형 그리고 리칭페이저를 제거한 비선형 제어를 비교하여 각각의 응답 및 특성을 제시하여 제어기 설계시 주어진 스펙(Spec)에 따른 성능을 효과적으로 만족시킬 수 있게 하였다.

VI. 참고 문헌

- [1] Electro-craft corporation U.S.A., 1972, DC motor speed controls servo system.
- [2] 조관열, 1988, Field orientation을 이용한 브러쉬 없는 직류 전동기의 위치제어, 한국과학기술원, 석사학위 논문.
- [3] P. C. Krause, 1984, Analysis of electric machinery, McGraw-Hill.
- [4] D. W. Novotny and R. D. Lorenz, 1986, "Introduction to field orientation and high performance AC drives," IAC.
- [5] K. Jezernik, A. Hren and D. Drevnšek, 1995, "Robust Sliding mode Continuous Control of IM Drive," IEEE.
- [6] T. L. Chern and Y. C. Wu, 1992, "Integral variable structure control approach for robot manipulators," IEE Proc., Vol. 139, No. 2, Mar.
- [7] V. I. Utkin, 1977, "Variable structure systems with sliding modes," IEEE Trans., AC-22, pp212-222.
- [8] F. Harashima, H. Hashimoto and K. Maruyama, 1985, "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.
- [9] G. T. Park, D. S. Kim, and J. K. Choi, 1992, "A Robust Controller Design for a Robot Manipulator Using Time-Varying Sliding Manifolds," J. of KIEE, Vol. No. 5, pp. 57-64.
- [10] J. J. Kim, J. J. Lee, K. B. Park, and M. J. Youn, 1993, "Design of New Time-varying Sliding Surface for Robot Manipulator Using Variable Structure Controller," Electronics Letters, Vol. 29, No. 2, pp. 195-196, Jan.
- [11] J. H. Lee, J. S. Ko, S. K. Chung, D. S. Lee, and M. J. Youn, 1994, "Continuous Variable Structure Controller for BLDDSM Position Control with Prescribed Tracking Performance," IEEE Trans., IE-41, No. 5, pp. 483-491.
- [12] J. Sandor and D. Williamson, 1977, "Design of Nonlinear Regulators for Linear Plants," IEEE Trans., AC-22, pp.47-50.
- [13] V. I. Utkin and K. D. Yang, 1979, "Methods for Constructing Discontinuity Planes in Multidimensional Variable Structure System," Autom. Remote Control, pp. 1466-1470.
- [14] C. M. Dorling and A. S. I. Zinober, 1986, "Two approaches to hyperplane design in multivariable structure control systems," Int. J. Control, Vol. 44, No. 1, pp. 65-82.
- [15] D. S. Lee, J. J. Lee and M. J. Youn, 1991, "Controller Design of Multivariable Variable Structure Systems with Nonlinear Switching Surface," Journal of KIEE, Vol. 4, No. 1, pp. 32-38.
- [16] B.K. Bose, 1986, Power Electronics and AC Drive, Prentice-Hall.
- [17] I.S. Kim and et al. 1993, "Position control of BLDC motor with integral augmented nonlinear sliding surface," PROC. of '93 KIEE Summer Conf., Seorock, Korea pp. 883-885.
- [18] Ryan, E.P., 1983, "A variable structure approach to feedback regulation of uncertain dynamical systems," Int. J. Control, Vol. 38, pp1121-1134.
- [19] J.Y. Hung and et al., 1993, "Variable structure control : A Survey," IEEE Trans. I.E. Vol. 40, No. 1, Feb., pp2-22.
- [20] V.I. Utkin, 1976, Control Systems of Variable Structure, John Wiley & Sons, New York.
- [21] T.L. Chen and Y.C. Wu, 1991, "Integral variable structure control approach for robot manipulators," IEE PROC., Vol. 139, No. 2, Mar. p161-166
- [22] S.K. Chung, J.H. LEE, J.S. KO and M.J. Youn, 1995, "Robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable structure control," IEE PROC., Power Appl., Vol. 142, No. 6, Nov.