

개선된 가변구조제어기를 이용한 브러시리스 직류전동기의 위치제어

김 응희*, 유 완식, 김 영석
인하대학교 전기공학과

The Position Control of Brushless DC Motor using the Modified Variable Structure Controller

Ung-hoe Kim*, Wan-sik Yu, Young-seok Kim
Dept. of Electrical Eng. Inha University

Abstract

The chattering phenomenon is one of the problems on Variable Structure Controller(VSC). To alleviate this problem, Modified Variable Structure Controller(MVSC) with sliding sector is presented in this paper. This controller is adopted to the position drive system of brushless dc motor.

For the simplification of hardware, the current controller also uses the sliding mode control method. Computer simulations are presented to show chattering alleviation of the proposed control scheme.

1. 서론

위치제어 시스템은 빠른 응답과 외란 및 파라미터 변화에 강인해야 하며 오비슈트가 없어야 한다. 이러한 성능을 이룩하기 위해 최근에는 가변구조 제어기가 도입되어지고 있다.^{[1][2]} 그러나 이 제어기는 매우 높은 고주파 스위칭이 요구되지만 실제로는 높은 고주파 스위칭을 구현하기 곤란하므로 이로 인한 채터링 현상이 나타나게 된다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 극복하기 위하여 개선된 가변구조 제어기를 제안하며 이를 위치제어 시스템에 적용하고자 한다.

기존의 가변구조 시스템은 먼저 슬라이딩면을 설정하고 시스템상태의 움직임이 이 면을 따라가도록 설계 되어졌다. 이 때 면을 정확하게 따라가기 위해서는 제어기의 스위칭이 무한대가 되어야 한다. 그러나 이것은 실현 불가능하기 때문에 이로 인한 문제점을 줄이며 저주파 스위칭으로도 제어가 용이하도록 슬라이딩면 대신 슬라이딩영역을 도입하여 이 영역에서 시스템상태가 가변되도록 제어기를 설계한다. 따라서 제어기의 저주파 스위칭에 의하여 채터링현상도 크게 감소하며, 본 연구에서는 이러한 제어기를 설계하여 브러시리스 직류전동기를 사용한 위치제어 시스템을 구성한다.

2. 가변구조 제어기

2.1 기존의 가변구조 제어기 (VSC)

가변구조 제어기는 상태공간에서 미리 결정되어진 스위칭면으로 비선형 시스템의 상태궤적을 이끌고 그리고 스위칭면에 도달한 후 상태궤적이 그면에 머무르도록 고속의 스위칭 제어법칙이 사용된다. 이러한 면을 슬라이딩면이라 하며, 시스템의 동특성은 이 면에 의하여 결정된다.^{[3][4]} 이와 같은 시스템상태의 움직임은 그림 1 (a)에 보여진다.

일반적인 경우 동적 시스템은 상태공간상에서 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\dot{X} = AX + Bu \quad (1)$$

$X : n$ 상태벡터, u : scala 입력
 $A : n \times n$ matrix, $B : n \times 1$ 벡터

단일 스위칭면의 경우 슬라이딩면 s 는

$$s = CX \quad (2)$$

이고, 이때의 제어법칙 u 는 다음과 같다.

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{if } s(x) > 0 \\ u^- & \text{if } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3)$$

즉 슬라이딩면 s 에 따라 제어입력이 빠르게 전환되어 시스템상태는 슬라이딩면상에 머무르면서 목표점을 향한다.

2.2 개선된 가변구조 제어기 (MVSC)

MVSC의 기본개념은 다음과 같다. 상태공간상에서 그림 1(b)와 같이 두개의 스위칭면을 다음과 같이 설정한다.

$$s_1 = C_1 X, \quad s_2 = C_2 X \quad (4)$$

이 두 면 사이의 영역을 슬라이딩영역이라 부르며 이 때의 시스템 상태가 이 영역 안에서 움직이도록 제어입력이 변화한다. 그림에서와 같이 상태공간상에서 두면에 의해 플랜트의 상태궤적은 각각 다른 움직임을 갖는 세가지 상태궤적 a, b, c 부분이 나타난다. 각 부분에서의 움직임은 다음과 같다.

i) a 부분 : $s_1 s_2 > 0$ 인 영역으로 Representative Point (RP)는 슬라이딩 영역 밖에 위치하며 이 부분은 기존의 가변구조 제어기에서의 reaching mode 와 동일하다.

ii) b 부분 : RP는 $s_1 s_2 > 0$ 인 영역에서 $s_1 = 0$ 인 면을 지나 $s_1 s_2 < 0$ 인 영역으로 들어오고 이 때의 상태궤적은 $s_1 = 0$ 인 면에서 멀어지며 $s_2 = 0$ 인 면으로 접근한다. 이와 동시에 RP는 원점으로 향한다.

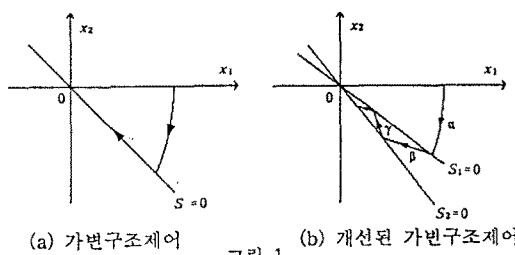


그림 1

iii) γ 부분 : RP는 $s_1 s_2 > 0$ 인 영역에서 $s_2 = 0$ 인 면을 지나 $s_1 s_2 < 0$ 인 영역으로 들어오고 이 때의 상태캐적은 $s_2 = 0$ 인 면에서 멀어지며 $s_1 = 0$ 인 면으로 접근한다. 이와 동시에 RP는 원점을 향한다.

이와같이 각 부분에서의 제어입력이 변화하여 시스템상태가 움직이면 MVSC 제어법칙의 스위칭 주파수는 낮은 상태로 목표치에 도달하게 된다.

3. 브러시리스 직류전동기와 슬라이딩모드 전류제어기

3.1 브러시리스 직류전동기의 상태방정식

영구자석 브러시리스 직류전동기는 백터제어이론^[5]에 의해 동기 좌표계상에서 d-q 변환을 통한 전동기의 상태방정식은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + \frac{1}{L} v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -p\omega i_d - \frac{R}{L} i_q - \frac{K_t \theta}{L} + \frac{1}{L} v_q\end{aligned}\quad (5)$$

동적 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\frac{d\omega}{dt} &= -\frac{D}{J} \omega + \frac{K_t}{J} i_q - \frac{1}{J} T_i \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega\end{aligned}\quad (6)$$

단, θ : 기계각
 ω : 회전자의 각속도
 p : 계자극의 극대수
 R : 전기자 저항
 L : 전기자 인덕턴스
 J : 관성모멘트
 D : 점성 마찰계수
 K_e : 역기전력 상수
 K_t : 토크 상수
 T_i : 부하토크

이고 전기각 $\theta_e = p\theta$ 이다.

3.2 슬라이딩모드 전류제어기

전체 시스템 블럭도를 그림 2에 보인다. 내부 투프의 슬라이딩모드 전류제어기의 스위칭면과 제어입력은 아래와 같다.

$$S_{id} = i_{dref} - i_d, S_{iq} = i_{qref} - i_q \quad (7)$$

$$v_d = k_d sgn(S_{id}), v_q = k_q sgn(S_{iq}) \quad (8)$$

그러므로 인버터로의 mapping은 다음 식으로 이루어진다.

$$g_a = [sgn(v_d * \cos(-\theta_e) + v_q * \sin(-\theta_e)) + 1]/2 \quad (9)$$

$$g_b = [sgn(v_d * \cos(2\pi/3 - \theta_e) + v_q * \sin(2\pi/3 - \theta_e)) + 1]/2 \quad (9)$$

$$g_c = [sgn(v_d * \cos(4\pi/3 - \theta_e) + v_q * \sin(4\pi/3 - \theta_e)) + 1]/2 \quad (9)$$

이로 부터 인버터 게이트 드라이브 신호가 얻어진다.

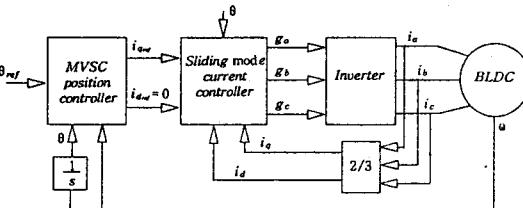


그림 2. 전체 시스템 블록도

4. 개선된 가변구조 제어기의 시스템 설계

위치제어를 위한 시스템상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t/J \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} T_i \quad (10)$$

여기서 $x_1 = \theta_{ref} - \theta$, $x_2 = \dot{x}_1 = -\omega$ 이다.

이 시스템의 슬라이딩영역은 다음 두 면 사이의 영역으로 정해진다.

$$s_1 = c_1 x_1 + x_2, \quad s_2 = c_2 x_1 + x_2 \quad (11)$$

이 제어기에서의 제어법칙은 다음과 같다.

$$u = \psi_1 x_1 + \psi_2 x_2 + \psi_3 \quad \text{단, } \psi_3 = K \operatorname{sgn}(s_1) \quad (12)$$

α 부분에서의 이득은 기존의 슬라이딩모드의 존재조건으로부터 구할 수 있다. 즉 $s_1 \dot{s}_1 < 0$ 또는 $s_2 \dot{s}_2 < 0$ 인 경우 임의의 초기점에서 슬라이딩면으로 시스템상태가 움직이므로 어느 경우나 시스템상태는 슬라이딩영역으로 향한다. 이 시스템의 경우 존재조건 $s_1 \dot{s}_1 < 0$ 으로부터 α 부분에서의 이득은 다음과 같은 조건을 얻는다.

$$\begin{cases} \psi_1 > 0 & \text{if } x_1 s_1 > 0 \\ \psi_1 < 0 & \text{if } x_1 s_1 < 0 \\ \psi_2 > \frac{J}{K_t} (c_1 - \frac{D}{J}) & \text{if } x_2 s_1 > 0 \\ \psi_2 < \frac{J}{K_t} (c_1 - \frac{D}{J}) & \text{if } x_2 s_1 < 0 \\ K > \frac{T_i}{K_t} \operatorname{sgn}(s_1) \end{cases} \quad (13)$$

여기서 sgn 함수에 의한 채팅링을 억제할 목적으로 이후에서는 제어입력 u 에 sgn 함수 대신 saturation 함수를 쓴다. 즉

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1 & \text{if } s > 0 \\ 0 & \text{if } s = 0 \\ -1 & \text{if } s < 0 \end{cases}, \quad \operatorname{sat}(s) = \frac{s}{|s| + \delta} \quad (14)$$

δ : 작은 양의 상수

한편 슬라이딩영역내의 두 부분, 즉 β 부분과 γ 부분은 서로 교대로 시스템상태의 움직임이 변화하므로 이들을 구분하기 위해 hysteresis 함수를 도입하며 이를 그림 3에 나타낸다.

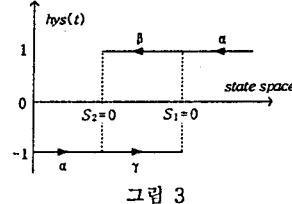


그림 3

$$hys(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } s_1 s_2 > 0 \text{ and } |s_1| < |s_2| \\ -1 & \text{if } s_1 s_2 > 0 \text{ and } |s_1| > |s_2| \\ hys(t-\Delta t) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

Δt : 샘플링 시간

슬라이딩영역 안에서 시스템상태는 $hys(t) = 1$ 일 때 β 부분을 움직이고 그리고 $hys(t) = -1$ 일 때 γ 부분을 움직이므로 $hys(t)$ 는 시스템 구조를 변화시켜 주는 기준이 된다.

β 부분과 γ 부분에서의 시스템상태의 움직임은 위상제어법을 이용하여 외란을 무시한 시스템의 고유치를 적절히 설정하므로 원하는 시스템상태의 움직임을 얻을 수 있다. 식 (10), (12)에 의한 페루프 시스템상태 방정식은 아래와 같다.

$$\ddot{x}_1 + \left(\frac{K_t \cdot \psi_2}{J} + \frac{D}{J} \right) \dot{x}_1 + \frac{K_t \cdot \psi_1}{J} x_1 = 0 \quad (16)$$

β 부분에서는 페루프 시스템의 고유치가 실수이며 $\lambda_1 < \lambda_2 < 0$ 이 되도록 ψ_1, ψ_2 의 조건을 구하면

$$\psi_1 > 0, \quad \psi_2 > -\frac{D}{K_t} + \sqrt{\frac{4J\psi_1}{K_t}} \quad (17)$$

이고 이를 만족하는 $\psi_1 = \beta_1, \psi_2 = \beta_2$ 를 얻는다.

또한 γ 부분에서는 시스템의 고유치가 실수이며 $\lambda_1 < 0 < \lambda_2$ 이 되도록 ψ_1, ψ_2 의 조건을 구하면

$$\psi_1 < 0, \quad \psi_2 > -\frac{D}{K_t} \quad (18)$$

이고 이를 만족하는 $\psi_1 = \gamma_1$, $\psi_2 = \gamma_2$ 를 얻는다.

이상을 정리하면 다음과 같다.

i) α 부분 : $s_1 s_2 > 0$

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_{11} & \text{if } x_1 s_1 > 0 \\ \alpha_{12} & \text{if } x_1 s_1 < 0 \end{cases}$$

$$\psi_2 = \begin{cases} \alpha_{21} & \text{if } x_2 s_1 > 0 \\ \alpha_{22} & \text{if } x_2 s_1 < 0 \end{cases}, \quad \psi_3 = K_{sat}(s_1)$$

ii) β 부분 : $s_1 s_2 < 0$ and $hys(t) = 1$

$$\psi_1 = \beta_1, \quad \psi_2 = \beta_2, \quad \psi_3 = K_{sat}(s_2)$$

iii) γ 부분 : $s_1 s_2 < 0$ and $hys(t) = -1$

$$\psi_1 = \gamma_1, \quad \psi_2 = \gamma_2, \quad \psi_3 = K_{sat}(s_1)$$

5. 모의실험

브러시리스 직류전동기 위치제어시스템의 모의실험은 기존의 가변구조 제어기와 개선된 가변구조 제어기를 사용하여 비교 평가한다. 여기서 사용된 모터 파라미터 및 제어이득은 다음과 같고 샘플링 시간은 150 μsec 이다.

모터정수 :

$$110V, 500W, R = 3.353 [\Omega], L = 15 [\text{mH}], p = 2$$

$$Kt = 1.5 [\text{N} \cdot \text{m}/\text{A}], Ke = 0.4 [\text{N} \cdot \text{m}/\text{A}]$$

$$J = 0.0055 [\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}^2], D = 0.025 [\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}]$$

제어이득 :

$$\alpha_{11} = 5, \quad \alpha_{12} = -1, \quad \beta_1 = 0.0001, \quad \gamma_1 = -0.5$$

$$\alpha_{21} = 0.32, \quad \alpha_{22} = -0.1, \quad \beta_2 = 0.004, \quad \gamma_2 = 0.07$$

$$K = 0.5, \quad \delta = 0.1, \quad V_{dc} = 160 [\text{V}], \quad \text{Current Limit} = 5 [\text{A}]$$

$$c_1 = 10, \quad c_2 = 15, \quad k_d = 100, \quad k_q = 100$$

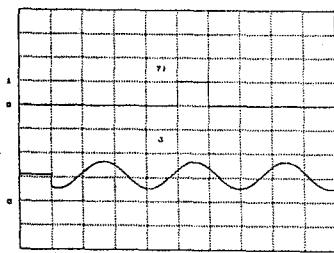


그림 4. 파라미터 변동 J (50%) 와 외란

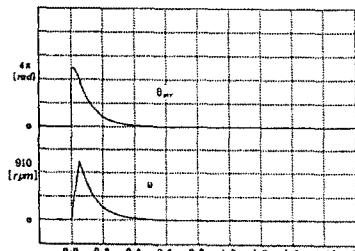


그림 5. VSC의 위치에러와 속도

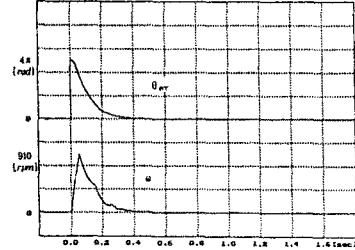


그림 6. MVSC의 위치에러와 속도

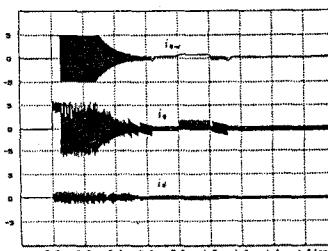


그림 7. VSC의 전류파형

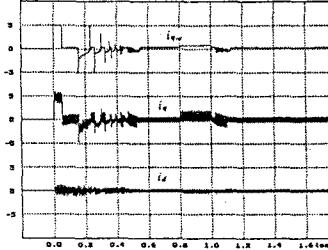


그림 8. MVSC의 전류파형

그림 4는 두 경우에 대하여 인가되는 파라미터 변동과 외란을 나타냈다. 파라미터는 J 를 50 % 변동을 주었고 외란은 1 [N m sec]를 인가하였다. 그림 5에는 기존의 가변구조제어기의 그림 6에는 개선된 가변구조제어기의 위치지령에 대한 스텝응답으로써 위치에러와 속도를 나타냈다. 4 π 저령치일 때 두 경우 모두 잘 추종함을 볼 수 있고 외란과 파라미터 변동에 둔감함을 볼 수 있다. 그림 7과 그림 8에는 두 경우의 토크분 지령전류 i_{qref} 와 실제전류 i_q 및 i_d 를 보인다. 기존의 가변구조제어기에 비하여 개선된 가변구조제어기의 q 축분 전류의 채터링이 많이 개선되어짐을 볼 수 있다. 그림 9와 10에는 각 경우의 위상 궤적을 나타내었다.

6. 결론

본 연구에서는 개선된 가변구조 제어기와 슬라이딩모드 전류제어기를 사용하여 브러시리스 직류전동기의 위치제어를 행하였다. 그 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 제어입력의 고주파 스위칭을 감소시키므로써 토크분 전류의 채터링을 줄일 수 있다.
2. 외란 및 파라미터 변동에 강인함을 알 수 있다.
3. 슬라이딩모드 전류제어기를 사용하여 하드웨어의 단순화를 도모하며 전실한 성능을 얻을 수 있었다.

참고문헌

- [1] C. Namuduri, Paresh. sen " A Servo-Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor(SCSM) with Sliding Mode Controller " IEEE Trans. on Ind Appl. vol IA-23 No. 2, 1987.
- [2] H. Hashimoto : " Brushless Servo Motor Control using Variable Structure Approach " IEEE Trans. on Ind Appl. vol IA-24 No. 1 , Jan 1988.
- [3] U. Itkis : " Control Systems of Variable Structure " Halsted press. 1976.
- [4] V.I. Utkin : " Variable Structure System with Sliding Modes " IEEE Trans. on AC ,vol. AC-22, pp 212-222, 1977.
- [5] P. Vas : " Vector Control of AC Machines " Clarendon press. Oxford. 1990.
- [6] Kuo-kai Shyu. : " A Modified Variable Structure Controller " Automatica. vol. 28, No 6. pp 1209-1213, 1992.

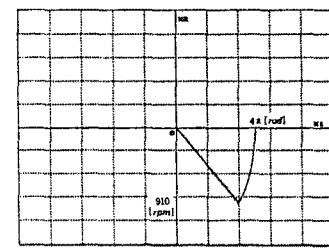


그림 9. VSC의 위상궤적

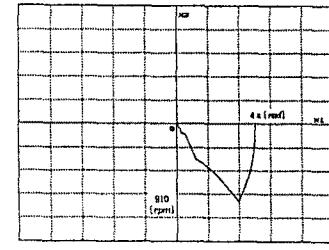


그림 10. MVSC의 위상궤적