



iii)  $\gamma$ 부분 : RP 는  $s_1 s_2 > 0$  인 영역에서  $s_2 = 0$  인 면을 지나  $s_1 s_2 < 0$  인 영역으로 들어오고 이 때의 상태 궤적은  $s_2 = 0$  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 벡터제어이론<sup>[6]</sup>에 의해 동기 좌표계상에서 d-q 변환을 통한 전동기의 상태방정식은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

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

동적 방정식은 다음과 같다.

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

단,  $\theta$ : 기계각  $J$ : 관성모멘트  
 $\omega$ : 회전자의 각속도  $D$ : 점성 마찰계수  
 $p$ : 계자극의 극대수  $K_e$ : 역기전력 상수  
 $R$ : 전기자 저항  $K_t$ : 토오크 상수  
 $L$ : 전기자 인덕턴스  $T_l$ : 부하토크  
 이고 전기각  $\theta_e = p\theta$  이다.

#### 3.2 슬라이딩모드 전류제어기

전체 시스템 블록선도를 그림 2에 보인다. 내부 루프의 슬라이딩모드 전류제어기의 스위칭면과 제어입력은 아래와 같다.

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

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

그러므로 인버터로의 mapping은 다음 식으로 이루어진다.

$$\begin{aligned} g_a &= [\operatorname{sgn}(v_d \cos(-\theta_e) + v_q \sin(-\theta_e)) + 1]/2 \\ g_a &= [\operatorname{sgn}(v_d \cos(2\pi/3 - \theta_e) + v_q \sin(2\pi/3 - \theta_e)) + 1]/2 \quad (9) \\ g_a &= [\operatorname{sgn}(v_d \cos(4\pi/3 - \theta_e) + v_q \sin(4\pi/3 - \theta_e)) + 1]/2 \end{aligned}$$

이로부터 인버터 게이트 드라이브 신호가 얻어진다.

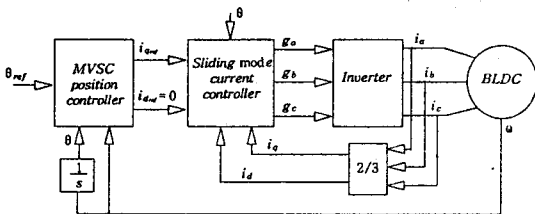


그림 2. 전체 시스템 블록도

### 4. 개선된 가변구조 제어기의 시스템 설계

위치제어를 위한 시스템상태방정식은 다음과 같다.

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

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.

$$u = \Psi_1 x_1 + \Psi_2 x_2 + \Psi_3 \quad \text{단, } \Psi_3 = K \operatorname{sgn}(s_1) \quad (12)$$

$\alpha$  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  $\alpha$  부분에서의 이득은 다음과 같은 조건을 얻는다.

$$\begin{cases} \Psi_1 > 0 & \text{if } x_1 s_1 > 0 \\ \Psi_1 < 0 & \text{if } x_1 s_1 < 0 \\ \Psi_2 > \frac{J}{K_t} (c_1 - \frac{D}{J}) & \text{if } x_2 s_1 > 0 \\ \Psi_2 < \frac{J}{K_t} (c_1 - \frac{D}{J}) & \text{if } x_2 s_1 < 0 \\ K > \frac{T_l}{K_t} \operatorname{sgn}(s_1) \end{cases} \quad (13)$$

여기서  $\operatorname{sgn}$ 함수에 의한 채터링을 억제할 목적으로 이후에서는 제어입력  $u$ 에  $\operatorname{sgn}$ 함수 대신 saturation 함수를 쓴다. 즉

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

$\delta$ : 작은 양의 상수

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

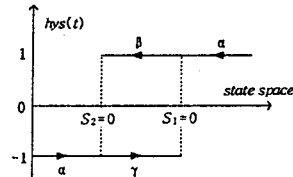


그림 3

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

$\Delta t$ : 샘플링 시간

슬라이딩영역 안에서 시스템상태는  $\operatorname{hys}(t) = 1$  일 때  $\beta$  부분을 움직이고 그리고  $\operatorname{hys}(t) = -1$  일 때  $\gamma$  부분을 움직이므로  $\operatorname{hys}(t)$ 는 시스템 구조를 변화시켜 주는 기준이 된다.

$\beta$ 부분과  $\gamma$ 부분에서의 시스템상태의 움직임은 위상궤적법을 이용하여 외란을 무시한 시스템의 고유치를 적절히 선정하므로써 원하는 시스템상태의 움직임을 얻을 수 있다. 식 (10), (12)에 의한 페루프 시스템상태 방정식은 아래와 같다.

$$\ddot{x}_1 + \left( \frac{K_t \cdot \Psi_2}{J} + \frac{D}{J} \right) \dot{x}_1 + \frac{K_t \cdot \Psi_1}{J} x_1 = 0 \quad (16)$$

$\beta$ 부분에서는 페루프 시스템의 고유치가 실수이며  $\lambda_1 < \lambda_2 < 0$  이 되도록  $\Psi_1, \Psi_2$ 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  $\gamma$ 부분에서는 시스템의 고유치가 실수이며  $\lambda_1 < 0 < \lambda_2$  이 되도록  $\Psi_1, \Psi_2$ 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)  $\alpha$ 부분 :  $s_1 s_2 > 0$

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

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

ii)  $\beta$ 부분 :  $s_1 s_2 < 0$  and  $\text{hys}(t) = 1$

$$\psi_1 = \beta_1, \psi_2 = \beta_2, \psi_3 = K \text{sat}(s_2)$$

iii)  $\gamma$ 부분 :  $s_1 s_2 < 0$  and  $\text{hys}(t) = -1$

$$\psi_1 = \gamma_1, \psi_2 = \gamma_2, \psi_3 = K \text{sat}(s_1)$$

### 5. 모의실험

브러시리스 직류전동기 위치제어시스템의 모의실험은 기존의 가변구조 제어기와 개선된 가변구조 제어기를 사용하여 비교 평가한다. 여기서 사용된 모터 파라미터 및 제어 이득은 다음과 같고 샘플링 시간은 150  $\mu\text{sec}$  이다.

모터정수 :

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

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

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

제어이득 :

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

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

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

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

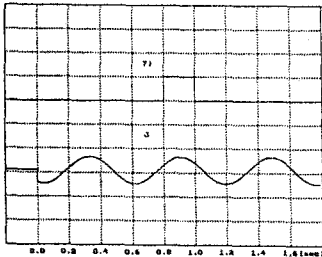


그림 4. 파라미터 변동 (50%) 와 외란

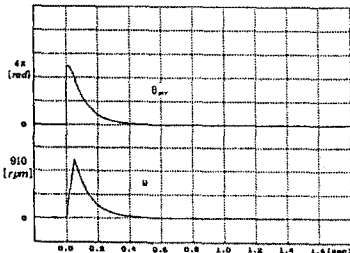


그림 5. VSC의 위치에러와 속도

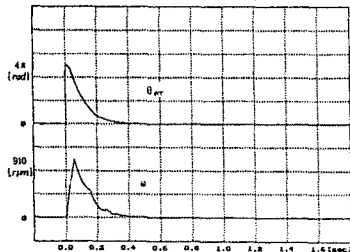


그림 6. MVSC의 위치에러와 속도

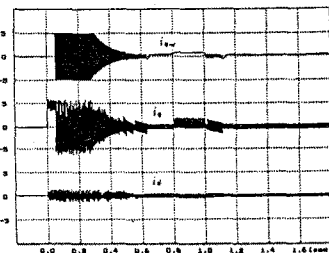


그림 7. VSC의 전류파형

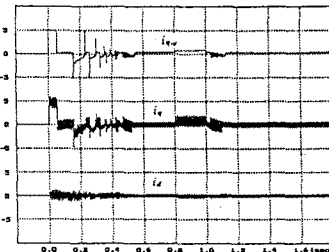


그림 8. MVSC의 전류파형

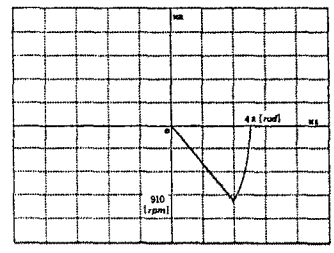


그림 9. VSC의 위상에러

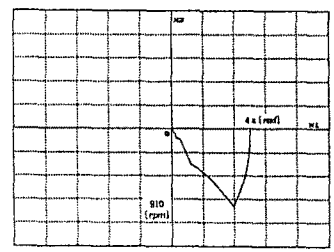


그림 10. MVSC의 위상에러

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  $\pi$  지령치일 때 두 경우 모두 잘 추종함을 볼 수 있고 외란과 파라미터 변동에 둔감함을 볼 수 있다. 그림 7과 그림 8에는 두 경우의 토크분 지령전류  $i_{q_w}$ 와 실제전류  $i_q$  및  $i_d$ 를 보인다. 기존의 가변구조제에 비하여 개선된 가변구조제어기의  $q$ 축분 전류의 채터링이 많이 개선되어짐을 볼 수 있다. 그림 9와 10에는 각 경우의 위상 제어를 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 토오크분 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.