

적응 가변구조계 제어 이론에 의한  
영구자석형 동기전동기의 위치제어

이은증 이일형 오원석 손영대 김세웅\*  
한양대학교

Position Control of Permanent Magnet Synchronous Motor  
using Adaptive Variable Structure System Control Strategy.

Y.J.Lee, I.H. Lee, W.S. Oh, Y.D.Son, S.W.Kim

Hanyang University

ABSTRACT

The application of Variable Structure System (VSS) to the position control of a Permanent Magnet Synchronous Motor is discussed. VSS is expected to be a powerful and potential tool to construct new control strategy for ac machines, since the resulting system shows robust performance to parametric variations and disturbances.

An adaptive VSS which can make corrections or adjustments in the parameters of the control device of the VSS in accordance with the current values of the plant parameters and the constraints on the control is proposed. Various simulation results are reported to show the validity of the proposed control method.

I. 서론

최근 고성능 제어가 요구되는 공작기계나 산업용 로봇 등의 분야에서 영구자석형 동기전동기가 영구자석형 직류전동기에 대체되고 있다. PM 동기전동기는 유지, 보수성, 응답특성, 효율이 좋으며 냉각이 용이하고 순간 허용 최대 토크가 크고, 속도제어 및 위치제어가 용이한 장점을 가지고 있으므로 서보시스템의 응용에 기대가 높아지고 있다. PM 동기전동기의 제어에는 트랜지스터 동역학 히스테리시스 전류제어형 인버터가 사용되며 제어이론으로 PI 나 PID 제어를 행하고 있으나 격음시 발생할 부하변동이나 매개변수의 변화에 강인한 특성을 필요로 하므로 더욱 강인한 제어 알고리즘의 도입이 필수적이다.

최근 로봇 팔이나 직류 서보전동기 제어에 등장하고 있는 가변구조계(VSS) 이론은 플랜트 상태에 따라 제어구조를 바꾸는 특징을 가지며 슬라이딩 모드에서 완벽한 강인성을 유지하는 장점을 갖고 있다. [1][6] VSS에 의한 시스템 동작은 스위칭 평면의 매개변수에 지대한 영향을 받게 되며 제어시스템 설계의 가장 어렵고 중요한 문제는 슬라이딩 동작을 지배하는 스위칭 평면의 매개변수 결정이다.

Utkin과 Yang[7]이 시스템 평가함수를 최소화 하는 최적스위칭 벡터를 결정하는 방법을 제시한 이후로 그에 관한 많은 연구가 있었으나 [4][5] 가중행렬을 구하는 방법적인 해가 없어 또 하나의 최적문제가 발생하게 된다. 또한 최적 스위칭 벡터를 구했다해도 시스템 매개변수의 변동에 따라 최적 스위칭 벡터는 변화하게 되고 실제 시스템에서는 제어 장치와 이득 요소와 전원의 특성에서 달라져 매개변수들의 선택이 제약되므로 어느 순간에서도 가능한 최적제어를 위해선 플랫폼 매개변수의 변동과 제어제약에 따른 스위칭 벡터의 조정을 필요로 한다.

본 연구에서는 스위칭 평면의 매개변수를 자동적으로 조절할 수 있는 적응 VSS를 제시하였다. 제시된 적응 VSS 이론으로 영구자석형 동기전동기의 위치제어를 행하였으며 시뮬레이션을 통하여 제시된 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

II. 시스템 설명  
1. 동기전동기의 수학적 모델

그림 1은 본 연구의 디지털 위치제어 시스템의 블럭선도를 나타낸다.

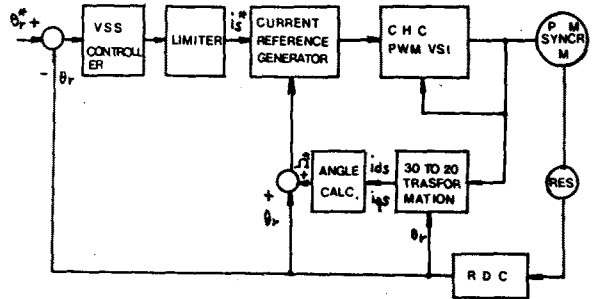


그림 1. 디지털 위치 제어 시스템의 블럭선도

영구자석형 동기전동기의 수학적 모델은 동기속도로 회전하는 d-q 기준좌표계에서의 수학적 동태방정식으로 표현할 수 있다. 전동기에 제동전선은 없고 평형동작한다고 가정하면 전압 방정식은 식(1)과 식(2)로 쓸 수 있다.

$$V_{ds} = \frac{P \lambda_{ds}}{We} + r_1 I_{ds} - \lambda_{qs} \frac{Wr}{We} \quad (1)$$

$$V_{qs} = \frac{P \lambda_{qs}}{We} + r_1 I_{qs} + \lambda_{ds} \frac{Wr}{We} \quad (2)$$

여기서 P는 미분연산자 d/dt 이고 V<sub>ds</sub>와 V<sub>qs</sub>는 d 축과 q 축의 고정자 전압이고, λ<sub>ds</sub>와 λ<sub>qs</sub>는 d 축과 q 축의 쇄교자속, I<sub>ds</sub>와 I<sub>qs</sub>는 각각의 고정자 전류, r<sub>1</sub>은 고정자 저항, Wr은 회전자 각속도 그리고 We는 동기 각속도이다. 또한 쇄교자속 방정식은

$$\lambda_{ds} = X_d I_{ds} + X_{md} I_{fd} \quad (3)$$

$$\lambda_{qs} = X_q I_{qs} \quad (4)$$

로 쓸 수 있고 X<sub>d</sub>와 X<sub>q</sub>는 각각의 리액턴스, X<sub>md</sub>는 d축 자화 리액턴스 그리고 I<sub>fd</sub>는 영구자석 여자로 발생하는 d축의 등가 자화전류이다. 전동기의 전기-기계 방정식은 식(5)로 쓸 수 있다.

$$P Wr = \frac{1}{Jm} (Te - B Wr - Tl) \quad (5)$$

여기서  $Jm$ 은 관성계수이고  $Tl$ 은 부하토크,  $B$ 는 감쇠계수 그리고  $Te$ 는 전동기 발생토크이며 식 (6)으로 주어진다.

$$Te = \lambda_{ds} I_{qs} - \lambda_{qs} I_{ds} \quad (6)$$

식 (3),(4) 를 식 (1),(2)에 대입하면 식 (7),(8)이 된다.

$$P I_{ds} = \frac{1}{X_d} [ We V_{ds} - We r_l I_{ds} + X_q I_{qs} W_r ] \quad (7)$$

$$P I_{qs} = \frac{1}{X_q} [ We V_{qs} - We r_l I_{qs} - X_{md} I_{fd} W_r - X_d I_{ds} W_r ] \quad (8)$$

식 (5), (8)은 세변수 ( $W_r, I_{ds}, I_{qs}$ )의 비선형 미분방정식이며 전동기의 수치 시뮬레이션에 이용된다.

2. 간략화된 모델

영구자석형 동기 전동기의 자속은 회전자에 의해 발생되므로 자속각의 위치는 회전자의 위치로 결정되고 이것은 d 축과 일치된다. d - q 좌표계에서는 고정자 전류  $I_s$ 는  $I_{ds}$ 와  $I_{qs}$ 의 두 성분으로 나타낼 수 있으며  $I_{ds}$ 는 자속 발생성분이고  $I_{qs}$ 는 토크 발생성분이다. 그림 2는 PM 동기전동기를 제어하기 위한 벡터도이다. 식 (7)에 따라서 발생 토크  $Te$ 는  $I_{qs}$ 에 선형적으로 비례하게 된다. 그러므로 전동기의 토크는 d - q좌표계에서 나타나는 고정자 전류  $I_s$ 의 위상각  $\Omega$ 를 zero가 되게 한다면  $I_s = I_{qs}$ 로 제어될 수 있고 이것은 dc link의 전류값에 비례하게 된다. 그러므로 영구 자석 동기 전동기는 PM 직류 서보전동기와 같은 형태로 간략화하여 나타낼 수 있다.

$$P I_{qs} = \frac{1}{L_q} [ V_{qs} - r_l I_{qs} - K_t W_r ] \quad (9)$$

$$P W_r = \frac{1}{J_m} [ K_t I_{qs} - B W_r - T_l ] \quad (10)$$

여기서  $L_q = X_q / We$ ,  $L_{md} = X_{md} / We$ ,  $K_t = L_{md} I_{fd}$ .

식 (9), (10)에서  $I_s$  ( $I_{qs}$ )를 구하게 된다.

3. d-q 모델

$I_{as}, I_{bs}, I_{cs}$ 를 삼상고정자 선전류라 하면 2축고정자 전류  $I_{ds}, I_{qs}$ 는 식 (11)로 구한다.

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서  $\theta_r$ 은 회전자의 절대위치이다. 각  $\Omega$ 는  $\tan^{-1}(I_{ds} / I_{qs})$ 로 구한다. 제어목적은  $\Omega = 0$  즉  $I_{ds} = 0$  이므로 그림 2에서  $\Omega$ 만큼  $I_s$ 가 q 축에 뒤진 경우, 다음 샘플링 주기에 고정자 전류벡터가 q 축에 위치해야 하므로 발생된 기준고정자 전류벡터는 q 축에 각  $\Omega$ 만큼 앞서야 한다. 그러므로 발생된 기준 삼상 전류는 식 (12)와 같게 된다.

$$\begin{aligned} I_{as}^* &= I_s^* \sin(\theta_r + \frac{\Omega^*}{3}) \\ I_{bs}^* &= I_s^* \sin(\theta_r - \frac{\Omega^*}{3} + \Omega^*) \\ I_{cs}^* &= I_s^* \sin(\theta_r + \frac{\Omega^*}{3} + \Omega^*) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서  $I_s$ 가 q 축에 뒤질 때  $\Omega^* = \tan^{-1}(-I_{ds} / I_{qs})$ , 앞설 때  $\Omega^* = 0$  이다.

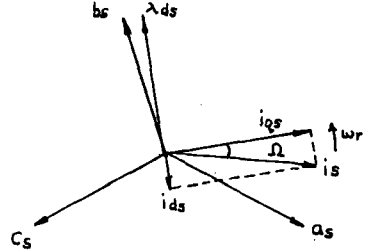


그림 2. PM 동기 전동기를 제어하기 위한 벡터도

4. Current Hysteresis Controller

식 (12)에서 계산된 삼상선전류는 히스테리시스 전류 제어형 PWM VSI의 기준 입력으로 사용된다. 그림 3에 VSI의 기본회로를 보았다. 인버터에는 여덟개의 전도모드가 생기게 되며 표 1에 이전도모드를 요약하였다.  $C_m = 6, 7$ 은 free wheeling 주기이다. [2] 전역 트랜지스터의 스위칭은 히스테리시스 전류 제어기에 따라 결정되며 각 상에 따라 독립적인 삼전류 제어가 사용되며 그림 4에 제어를 나타낸다. 히스테리시스폭 h는 최대전류 리플을 조절한다. [3] 표 1의 전도모드에 따라서 두축 고정자 전압  $V_{ds}$ 와  $V_{qs}$ 는  $C_m$ 과 인버터 dc 입력  $V_c$ 의 함수로 표현될 수 있다.

$$V_{ds} = \frac{2}{3} \cos[\theta_r + (2 - C_m) \frac{\pi}{3}] V_c \quad (13)$$

$$V_{qs} = \frac{2}{3} \sin[\theta_r + (2 - C_m) \frac{\pi}{3}] V_c \quad (14)$$

$V_{ds}$ 와  $V_{qs}$ 는 식 (7)과 (8)의 입력으로 사용된다. 그림 4의 frequency limiter는 스위칭 트랜지스터의 스위칭을 지연시켜 변조주파수와 스위칭 손실을 줄이게 된다.

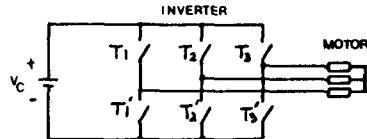


그림 3. 전압원 인버터의 기본회로

표 1. 인버터의 전도모드

$C_m$	T1 (T1')	T2 (T2')	T3 (T3')	FW
0	0 (1)	0 (1)	1 (0)	1
1	1 (0)	0 (1)	1 (0)	1
2	1 (0)	0 (1)	0 (1)	1
3	1 (0)	1 (0)	0 (1)	1
4	0 (1)	1 (0)	0 (1)	1
5	0 (1)	1 (0)	1 (0)	1
6	0 (1)	0 (1)	0 (1)	0
7	1 (0)	1 (0)	1 (0)	0

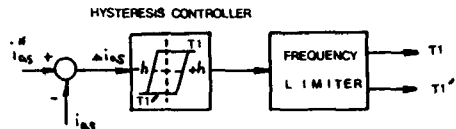


그림 4. 히스테리시스 전류 제어기

III. 가변구조제어기 설계

1. Sliding mode

가변구조제어는 제어구조를 시스템의 상태에 따라 변동시키므로 각제어구조의 유용한 성능을 조합할 수 있으며 Sliding mode 라는 특성을 갖게 된다. VSS에 기초한 Sliding mode control은 상태공간에서 주어진 스위칭 평면에 상태궤적이 도달했을 때 구조를 바꾸어주는 불연속 제어로 [1] 시스템의 일반적 형태는 식(15)와 같다.

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t) u \quad (15)$$

여기서  $x, f \in R^n, u \in R^m, B \in R^{n \times m}$

제어입력은

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u_i^+(x, t) & \text{if } S_i(x) > 0 \\ u_i^-(x, t) & \text{if } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (16)$$

여기서  $u_i$ 는  $u$ 의  $i$  번째 성분이고  $S_i(x)=0$ 는 상태공간에서  $m$  개의 스위칭평면의  $i$  번째 성분이다. Sliding mode는 스위칭 평면  $S_i(x)=0$ 에서 일어나며 모든 상태 궤적은 스위칭 평면을 향하여 움직인다. 따라서 상태는 평면  $S_i(x)=0$ 에 머무르게 된다. Sliding mode가  $i$  번째 스위칭평면에 존재할 필요충분조건은  $S_i(x)=0$ 의 근방에서 식(17)을 만족하는 것이다.

$$\lim_{S_i \rightarrow 0} S_i \dot{S}_i < 0 \quad (17)$$

슬라이딩모드에서 시스템이  $S_i(x)=0$ 와  $\dot{S}_i(x)=0$ 를 만족하는 동작을 하도록 하면 시스템의 궤적은 주어진 스위칭평면을 따라 움직이며 미끄러져 가도록 제한된다. 그러므로 Sliding mode상에서의 시스템은 완전히 강인하며 매개변수의 변동이나 외부의란에 대해 독립적이다.

2. VSS 제어기와 스위칭평면

불연속 VSS 제어입력  $u$ 의 일반적 표현식은 식(18)이고

$$u = \sum_{i=1}^n P_i X_i + K_f \text{Sgn}(S) \quad (18)$$

여기서

$$P_i = \begin{cases} \alpha_i, & \text{if } S X_i > 0 \\ \beta_i, & \text{if } S X_i < 0 \end{cases}$$

스위칭 함수는 식(19)로 정의된다.

$$S = \sum_{i=1}^n C_i X_i \quad C_i = \text{constant}, \quad C_n = 1 \quad (19)$$

스위칭 함수  $S$ 의 상수  $C_i$ 는 시스템의 동작요구에 따라 결정된다. 시스템의 상태방정식을 구하면 식(9)(10)에서 상태변수는 식(20)으로 쓸 수 있고

$$\begin{aligned} X_1 &= \theta^* - \theta \\ \dot{X}_1 &= -\dot{\theta} = -\omega_r = X_2 \\ \dot{X}_2 &= \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{B}{J_m} \omega_r - \frac{K_t}{J_m} I_{qs} + \frac{1}{J_m} T_l \end{aligned}$$

상태방정식은

$$\dot{X} = A X + B U + D T_l$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -B/J_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_t/J_m \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J_m \end{bmatrix} T_l$$

이다. 스위칭 평면의 식은 (22)과 같다.

$$S = C_1 X_1 + X_2 \quad (22)$$

식(22)을  $S = 0$ 에 대해 Laplace변환하면 식(23)이 된다.

$$E1(s) = \frac{T_l/J_m s - K_t \delta \text{Sgn}(S)/J_m s + \dot{X}_1(+0) + X_1(+0)}{s^2 - B C_1/J_m + K_t \phi_1 / J_m - K_t \phi_2 C_1 / J_m} \quad (23)$$

여기서  $E1(s):X1$ 의 라플라스변환,  $s$ :라플라스 연산자

슬라이딩 모드에서는 시스템은  $S = 0$ 를 유지하고 오차  $X_1, X_2$ 는 식(23)에서 얻어지며 최종치 경리를 이용하면

$$X_1(+\infty) = \frac{T_l - K_t \delta \text{Sgn}(S)}{K_t \phi_1 - B C_1 - K_t \phi_2 C_1} \quad (24)$$

$$X_2(+\infty) = 0$$

가 된다. 그러므로 정상상태 위치오차  $X_1(+\infty)$ 를 줄이기 위해 스위칭 평면 함수  $S$ 에 적분항을 포함한다.

$$S = C_0 \left\{ X_1 dt + C_1 X_1 + X_2 \right\} \quad (25)$$

식(25)를 라플라스 변환하면

$$E1(s) = \frac{T_l/J_m - K_t \delta \text{Sgn}(S)/J_m + S^2 X(+0) + S X(+0)}{s^2 + (-BC_1/J_m + K_t \phi_1 / J_m - K_t \phi_2 C_1 / J_m) s - BC_0 - K_t \phi_2 C_0 / J_m} \quad (26)$$

정상상태 오차는  $X_1(+\infty) = 0, X_2(+\infty) = 0$ 로, 존재하지 않게 된다. 그러므로 스위칭 평면을 식(22)과 식(25)의 조합으로 식(27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s = \begin{cases} C_1 X_1 + X_2 & |S| > \epsilon \\ C_0 \left\{ X_1 dt + C_1 X_1 + X_2 \right\} & |S| \leq \epsilon \end{cases} \quad (27)$$

$\epsilon$ 는 식(24)의 정상상태 오차  $X_1(+\infty)$ 에 따라 식(28)와 같이 구해진다.

$$\epsilon \geq \max \frac{T_l - K_t \delta \text{Sgn}(S)}{K_t \phi_1 - B C_1 - K_t \phi_2 C_1} \quad (28)$$

3. Adaptive VSS

직선  $S = X_2 + C X_1 = 0$  위에 슬라이딩 모드를 가지는 시스템 방정식은 식(29)으로 표현된다.

$$X_1(t) = X_1(t_0) \text{EXP}[-C(t-t_0)] \quad (29)$$

(20) 여기서  $X_1(t_0)$ 는 슬라이딩 모드의 초기순간  $t_0$ 에서의  $X_1(t)$ 의 값이다. 이 식에서  $C$ 가 커지면, 커질수록 슬라이딩 모드의 감쇠가 더욱 빨라지며 결과적으로  $X_1 S < 0$ 의 영역에서 RP(Representative Point)의 절대속도치가 더 커지고 시스템의 성능이 개선된다. 그러므로 시스템 성능을 개선하기 위해 슬라이딩 동작을 유지할 수 있는 범위내에서 변수  $C$ 를 가능한 크게 정해야 한다.  $C < C_{\max}(t)$ 일 때 수렴과정은 느리게되며  $C = C_{\max} + \mu$  ( $\mu > 0$ )일 때 슬라이딩 동작은 깨져 버리며 시스템에 overshoot가 일어난다. 실 시간으로  $C_{\text{opt}}$  값을 구하는

것은 매우 어려운 문제이므로 프로세서 적용이 가능한 적응제어 과정을 제시한다.  $t = 0$ 에서  $C(0) = C_{min}$  이라 한다.  $t_0$ 에서 슬라이딩 동작이 스위칭 라인  $S=X2 + C_{min} X1 = 0$  위에 존재할 때  $C(t)$ 의 값은 충분히 작은 값  $\Delta$  만큼 증가된다. 어느 시간  $t_n > t_{n-1}$  ( $n = 1, 2, \dots$ )에서  $C > C_{max}(t)$ 를 얻을 때까지 연속적으로 증가된  $\Delta$ 를  $C(t)$ 의 현재값에 더하여서 그림 5와 같이 스위칭 라인  $X2 + (C_{min} + j\Delta) X1 = 0, j = 0, 1, \dots$ 상의 슬라이딩 모드에서 시스템이 동작하도록 한다.  $t = t_{n+1} > t_n$ 인 시간에서 타원의 호를 따라 움직이는 RP는 스위칭 라인  $X2 + (C_{min} + n\Delta) X1 = 0$ 를 만나게 되어 시스템구조는 바뀌게 되고 RP는 쌍곡선의 호를 따라 움직이기 시작한다.  $\Delta$ 가 작으므로 이 운동은 점근선  $X2 + C_{max}(t) X1 = 0$ 를 따라 최적 궤적을 따라 운동하게 된다.  $t = T > t_{n+1}$ 인 순간에 RP는 영역  $X1 (X2 + C_{max}(t) X1) < 0$ 을 벗어나지 않고  $|X1| + |X2| < \sigma$  ( $\sigma > 0$ )인 영역에 도달하여 정상상태에 이르게 된다. 이 순간에  $C(t)$ 는 최초의 값  $C_{min}$ 으로 내려가게 된다. 그리곤 계통에 새로운 외란이 들어 왔을 때 이러한 과정은 반복된다.

IV. 시뮬레이션 및 해석

본 연구에서 도입한 제어 입력 U는 식 (30) 과 같다.

$$U = \phi_1 X1 + \phi_2 X2 + \delta \text{Sgn}(S) \quad (30)$$

슬라이딩 모드의 존재조건은 상태궤적을 슬라이딩 라인 S를 따라 움직이도록 하여야 하므로 식 (31)를 만족해야 한다.

$$\text{Sign } \dot{S} < 0 \quad \text{for all } S \quad (31)$$

$$|s| < \epsilon, \quad s = C0 \int X1 dt + C1 X1 + X2 \quad \text{일 때}$$

$$\phi_1 = \begin{cases} \alpha 1 > Jm C0/Kt & S X1 > 0 \\ \beta 1 < Jm C0/Kt & S X1 < 0 \end{cases}$$

$$\phi_2 = \begin{cases} \alpha 2 > Jm Kt (C1 - B/Jm) & S X1 > 0 \\ \beta 2 < Jm Kt (C1 - B/Jm) & S X1 < 0 \end{cases}$$

$$\delta = \begin{cases} \delta > Tl/Kt & S > 0 \\ \delta > -Tl/Kt & S < 0 \end{cases} \quad (32)$$

$|S| > \epsilon, \quad S = C1 X1 + X2$  일 때는  $C0 = 0$  일 때이므로

$$\phi_1 = \begin{cases} \alpha 1 > 0 & S X1 > 0 \\ \beta 1 < 0 & S X1 < 0 \end{cases} \quad (33)$$

본 연구의 제어계블 표2의 조건으로 시뮬레이션 하였다.

표2. 시뮬레이션 조건

Ld	4.04 mh	Jm	0.00052 Nm sec <sup>2</sup>
Lq	4.04 mh	Vc	200 V
r1	0.31 Ω	Kt	0.0384 Nm/ A
sampling frequency = 10 KHz			

샘플링 주파수는 10 KHz로 하였고 샘플링 지연은 완벽하게 보상된다고 가정하였다.

1) 시간 응답 특성 (부하변동시)

Step 기준 입력과 외부 외란에 대한 응답 특성을 그림 6, 7에 나타내었다. 그림 6은 C를 고정하고 응답 오차의 적분항을 포함한 경우의 응답 특성을 나타내는데 위치 응답은 완벽하게 부하 외란에 강한 특성을 보이며 Iq의 chattering 이 크나 정상상태 오차가 거의 존재하지 않음을 알 수 있다. 그림 7은 Adaptive VSS의 경우로 C를  $C_{min}$ 에서 최대치에 가깝게 변화시킨 것으로 응답 특성, 정상상태 오차, Iq의 크기 및 chattering의 모든 면에서 더 좋은 특성을 보이고 있으며 외부 외란에도 더 강한 특성을 보이고 있다.

2) Robust performance (Plant parameter 변동시)

그림 8은 관성 모멘트 J가 2배로 바뀌었을 때의 특성을 보인다. overshoot가 없고 그림 7과 같이 강한 특성을 보인다.

3) Sliding Curve

그림 9와 10은 각각 그림 6과 7의 위상 평면 궤적을 나타내고 있다. 시스템 RP가 슬라이딩 라인에 접근하면 슬라이딩 모드가 발생하고 강인성이 보장된다. RP가 슬라이딩 라인 상에 닿기전에는 시스템은 매개변수 변화나 외란에 민감하게 된다. adaptive VSS인 경우에는  $C_{min}$ 에서  $C_{max}$ 로 C가 변화하므로 슬라이딩 모드에 RP가 닿기까지 계속 발생하는 형태가 되므로 RP가  $C_{max}$ 에 닿기 전에서도 시스템은 매개변수 변화나 외란에 강한 특성을 갖게 된다.

V. 결론

본 연구는 영구자석형 동기 전동기 위치 서보시스템에 가변구조계 이론을 적용하여 시스템의 매개변수의 변화나 부하 변동 등에 강한 성능을 얻고자 하는 연구로 전류 제어형 전압원 인버터와 영구자석형 동기전동기의 수학적 모델링과 VSS 제어 알고리즘을 상세히 설명 하였고 시스템의 제약과 변동에 따라 최적값을 구하기 어려운 스위칭 평면의 기울기를 적절히 선정하는 적응 VSS 이론을 제시 하였다. 시뮬레이션 결과 적응 VSS가 종전의 VSS ( $C = \text{Constant}$ ) 보다 Setpoint 에의 수렴 속도가 빨랐으며 부하 변동이나 매개변수가 변화하였을 때에도 더 강한 특성을 보였다. 그러므로, 적응 VSS가 AC 전동기의 새로운 속도 제어 방법으로 매우 유용하리라 믿어진다.

참고 문헌

- [1] V.I.Utkin, " Variable structure systems with sliding modes," IEEE Trans. on AC., vol. AC-22, pp212-222,1977.
- [2] M.Lajoie-Mazenc,C.V etc., "Study and implimentation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine,"Trans. Ind. Appl.,vol. IA-21,pp408-413,Mar./Apr.1985.
- [3] D.M.Brod.and D.W.Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters,"IEEE Trans.Ind. Appl., vol. IA-21, pp562-570,1985.
- [4] Jie Zhang and T.H.Barton etc, " Synthesis of Optimal sliding mode control for Robust DC Drive," IAS88,pp535-542.
- [5] Yuan-Yih H, etc, " Optimal variable - structure controller for DC motor speed control,"Proceeding IEE,vol.131,Pt.D, No.6, November 1984.
- [6] H.Hashimoto,etc., " Brushless servo motor control using Variable Structure Approach," IEEE Trans., Ind., Appl., vol.24,No.1,pp160-170, Jan./ Feb. 1988.

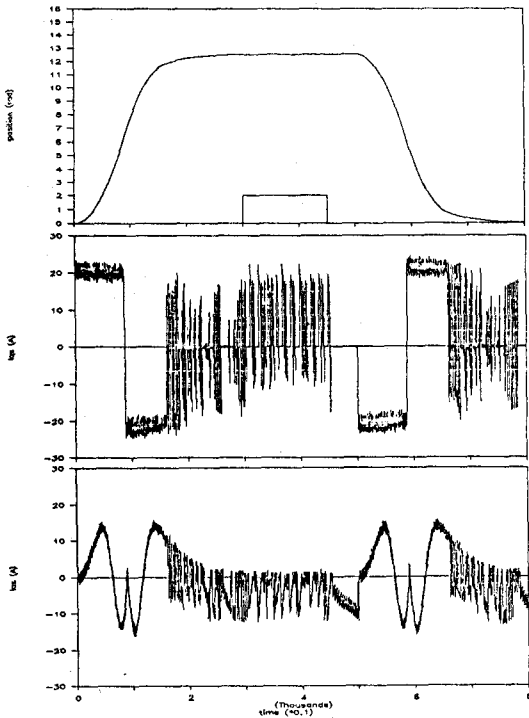


그림 6. 종전 VSS의 시간 응답 특성

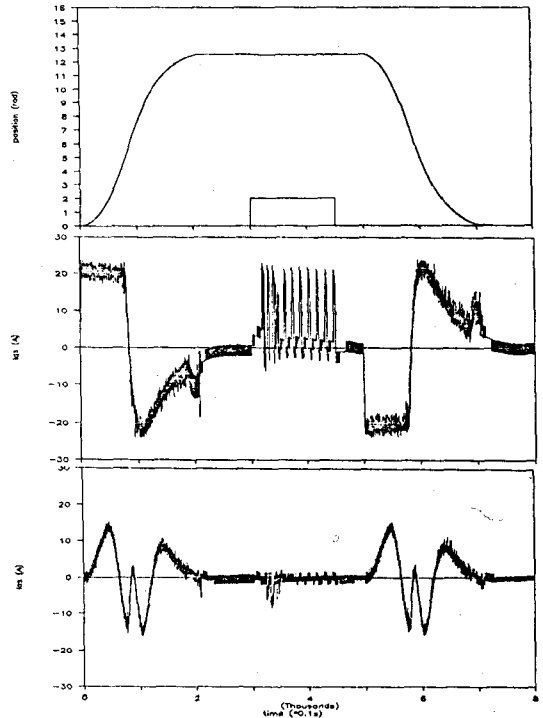


그림 7. Adaptive VSS의 시간 응답 특성

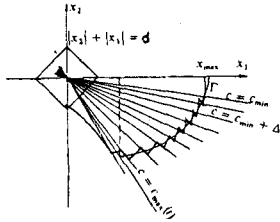


그림 5. Adaptive VSS의 스위칭 궤적

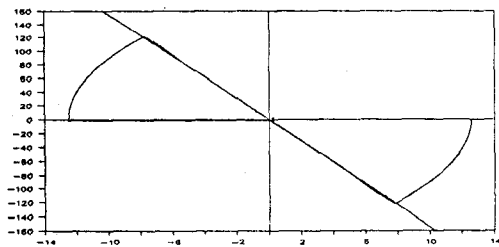


그림 9. 위상 평면 궤적 ( non adaptive )

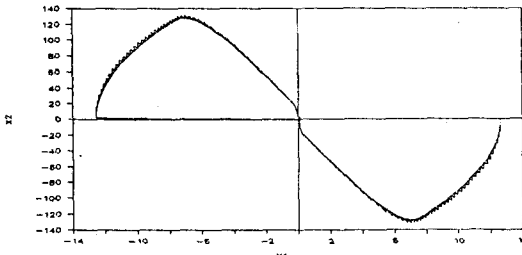


그림 10. 위상 평면 궤적 ( adaptive )

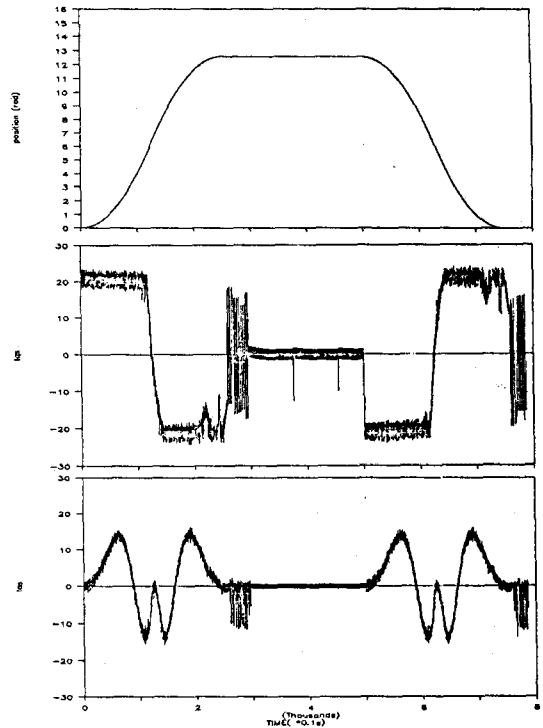


그림 8.전동기 미계변수 변동시 시간 응답 특성  
(  $J_m = 5.2e-4 * 2$  )