

## 가변구조제어 이론을 이용한 유도 서보 전동기의 위치제어

홍정표† · 홍순일\*

(원고접수일 : 2004년 2월 23일, 심사완료일 : 2004년 9월 30일)

### Position Control for Induction Servo Motors Using a Theory of Variable Structure Control

Jeng-Pyo Hong† · Soon-Il Hong\*

**Abstract** : This paper describes the application of sliding mode control based on the variable structure control(VSC) concept for high-performance position control of an induction servo motor. A design method based on external load parameters has been developed for the robust control of AC induction servo drive. Also, a slip frequency vector control with software current control technique has been adopted to achieve fast response of an induction motor drive.

The position control scheme is comprised of a variable structure controller and slip frequency vector control for inverter fed induction servo motor. Simulated results are given to verify the proposed design method by adoption of sliding mode and show robust control for a change of shaft inertia, viscous friction and torque disturbance.

**Key words** : The variable structure control(VSC, 가변구조제어), Sliding mode(슬라이딩모드), A slip frequency vector control(슬립주파수형벡터제어)

### 1. 서 론

현대제어는 기계 시스템의 토크, 속도, 위치 등의 정밀 제어를 달성하기 위해서 제어이론, 전력전자, 마이크로 컴퓨터제어 등의 응용이 종합적으로 요구되는 기술 분야이다. 반도체 스위칭 소자의 개발은 인버터 기술의 발전과 더불어 유도전동기 가변속 제어동작을 행하는 데 충분한 능력을 갖추어 있고, 마이크로컴퓨터를 이용한 디지털제

어가 널리 사용되게 되었다. 마이크로컴퓨터 소프트웨어의 유연성은 제어 시스템의 설계와 실험에서 보다 많은 수단을 제공한다. 따라서 마이크로 컴퓨터나 DSP에 의한 서보 시스템의 구현에 관한 연구가 많이 되고 있다<sup>(1, 2)</sup>.

서보 시스템분야에서 중요한 사항은 로바스트(Robust)성과 속응성이다. 유도전동기 모델은 대개 비선형이고 설계를 위한 간략화 때문에 모델에 불확실성을 포함하게 되어 정확한 모델을 기대하

† 책임저자(부경대학교 기계공학부 박사과정), E-mail : ds5cad@mail1.pknu.ac.kr, Tel : 011)880-6481

\* 부경대학교 전기계측공학부 교수

기 어렵다. 따라서 이러한 문제점이 있는 유도전동기 서보시스템은 로바스트성이 중요한 조건이고 이에 대한 연구가 많이 되고 있다<sup>[3]</sup>. 가변구조 (Variable structure control) 이론은 파라미터를 스위칭하는 피드백제어로서 상태공간 내에 설정한 초평면에서 가변구조를 스위칭한다. 이 스위칭면에서 슬라이딩 모드가 생기면 제어대상이 초평면에 구속되기 때문에 로바스트성이 얻어진다.

최근, 가변구조제어 이론에 기초한 슬라이딩 모드제어는 마이크로컴퓨터의 고속화나 고속스위칭 소자의 발달로 전동기의 위치/속도제어에 적용되고 있다<sup>[3]</sup>. 슬라이딩 모드제어는 원리적으로 제어계의 각 파라미터 변동, 제어계내의 상호간섭, 외란에 대하여 견실성이 있기 때문에 여러 방면에서 그 응용이 연구되고 있다<sup>[4, 5]</sup>.

가변구조 제어이론에 기초한 슬라이딩 모드제어는 시스템이 슬라이딩 모드 존재조건을 만족하는 경우, 응답은 제어대상의 파라미터에 의해서 정해지기 때문에 피드백 계수의 결정에 제어대상의 정확한 파라미터는 필요하지 않아서 제어대상의 파라미터 변동이나 외란에 대해 둔감한 제어가 행해진다.

교류 전동기의 벡터제어는 자화전류와 토크전류를 분리하여 제어하는 것으로서 응답의 속응성을 얻을 수 있다. 슬립주파수형 벡터제어는 제어알고리즘이 간편하여 연산에 시간이 적게 걸리므로 서보시스템에 많이 사용되고 있다. 그러나 2차 저항의 변화, 외란 토크 변동시 응답의 불안정 등 문제가 있다<sup>[6, 7]</sup>. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 외란 변동에 로바스트성이 있는 슬라이딩 모드제어와 응답에 속응성이 있는 슬립 주파수형 벡터제어가 필요하다.

본 논문은 기존의 슬립 주파수형 벡터제어에 슬라이딩 모드제어를 적용한 유도전동기 위치제어 시스템을 설계하고 부하외란 및 외부 파라미터 변동에 대한 억제 기법을 나타내었다.

위치제어는 위치편차에서 슬라이딩 모드제어 규칙에 의해 지령토크를 연산하고 슬립주파수형 벡터제어 알고리즘에 의해 1차전류의 지령값을 연산한다. 이 지령전류에 실전류가 추종하여 인버터

가 동작하여 위치를 제어한다. 제안한 위치제어 시스템은 전동기에 대한 시뮬레이션의 결과에 의해서 관성, 점성마찰계수, 부하 외란 토크의 변동에 대하여 로바스트성이 있고 슬라이딩 모드제어가 유도전동기 위치제어에 유용한 것을 검증하였다. 또한 슬라이딩모드 제어의 도입이 전동기 모델에 불확실성을 내포하여도 로바스트성을 나타내고 있는 것을 확인하였다.

## 2. 위치제어계 설계

### 2.1 가변구조 제어계의 설계

가변구조 제어는 피드백 이득  $\phi$ 의 각 성분이 상태변수  $x$ 에 따라서 스위칭 하는 것이고  $\phi$ 는 스위칭 함수  $s(x)$ 에 대하여 두 개 이상의 값을 갖는다. 여기서는 상태벡터의 위상면 궤적이  $s(x)=0$ 의 스위칭 면에 진동하면서 수렴하는 슬라이딩 모드를 도입하여 유도전동기 서보제어계를 설계한다.

기계부분의 운동방정식은 (1)과 같다.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T^* - B\omega) \quad (1)$$

여기서  $T^*$ 는 토크 지령으로서 제어입력,  $J$ 는 관성 모우먼트,  $B$ 는 점성마찰 계수이다. (1)에서 제어입력  $T^*$ 는 (2)와 같이 정한다.

$$T^* = \phi_1 x + \phi_2 \dot{x} \quad (2)$$

여기서 상태변수는 (3)과 같이 정의한다.

$$x = \theta^* - \theta, \quad \dot{x} = \omega \quad (3)$$

여기서  $\theta^*$ 는 위치지령이며  $\omega$ 는 각속도이다. 그리고 피드백 이득  $\phi_1, \phi_2$ 는 (4)과 같이 정의한다.

$$\phi_1 = \begin{pmatrix} \alpha & sx > 0 \\ -\alpha & sx < 0 \end{pmatrix} \quad \phi_2 = \begin{pmatrix} \beta & s\dot{x} > 0 \\ -\beta & s\dot{x} < 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

스위칭 함수는 (5)와 같이 정의한다.

$$s(x) = cx + \dot{x} \quad (5)$$

(5)에서 (6)이 된다.

$$s \cdot \dot{s} = (c - a - b \phi_2) s \dot{x} - b \phi_1 s x \quad (6)$$

여기서  $a = B/J$ ,  $b = -1/J$  이다. (6)에서 슬라이딩 모드의 존재조건  $\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \dot{s} < 0$  을 만족해야 함으로 피드백 계수  $\alpha, \beta$  는 (7)의 조건이 된다.

$$\begin{cases} \alpha > 0 \\ \beta > (B - cJ) \end{cases} \quad (7)$$

응답의 입상시간을 1 [sec]로 정하면  $c \approx 3$ 이고  $\alpha = 0.06$ ,  $\beta = 0.006$ 으로 결정된다.

부하외란 ( $T_L$ ), 전동기의 관성모우먼트( $J$ ), 점성마찰계수( $B$ ) 및 부하 외란 토오크의 증감이 각각  $B' = B + B_1$ ,  $J' = J + J_1$  및  $T' = T^* + T_L$ 으로 변할 경우는 슬라이딩 모드 존재조건  $\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \dot{s} < 0$ 을 만족하지 않기 때문에 제어 규칙은 제어 입력에 외란  $T_L$ 을 피드백 보상한 (8)을 제안한다.

$$T^* = \phi_1 x + \phi_2 \dot{x} - \phi_3 \gamma \quad (8)$$

여기서  $\gamma = \max |T_L|$ 는 외란토오크 역계수 이고 부하와 외란 합의 절대치의 최대치이다. 또한  $\phi_3$ 는 부호함수 이고  $\phi_1, \phi_2, \phi_3$ 는 (9)와 같이 결정된다.

$$\phi_1 = \begin{cases} \alpha & \text{if } sx > 0 \\ -\alpha & \text{if } sx < 0 \end{cases}, \quad \phi_2 = \begin{cases} \beta & \text{if } s\dot{x} > 0 \\ -\beta & \text{if } s\dot{x} < 0 \end{cases}$$

$$\phi_3 = \begin{cases} 1 & \text{if } s > 0 \\ -1 & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (9)$$

그리고 제어결과 전동기 속도가 정격속도를 매우 초과하지 못하도록 속도 제한을 위해 (10)와 같이 슬라이딩 선을 도입한다.

$$s = |\dot{x}_{\max}| - |\dot{x}| \quad (10)$$

(10)에서 속도 제한을 했기 때문에  $\phi_1, \phi_2$ 는 (11)과 같은 조건을 갖는다.

$$\phi_1 = -\alpha, \quad \phi_2 = \beta \quad \text{if } |\dot{x}| = |\dot{x}_{\max}| \quad (11)$$

그리고 지령토오크는 (12)의 한계조건을 갖는다.

$$|T^*| = |T_{\max}| \quad \text{if } |T^*| > |T_{\max}| \quad (12)$$

이상, 설계한 제어법칙은 (8)과 같고 역계수  $\gamma$  항을 첨가한 피드백 보상에 의해 부하 토오크 외란과 외부 파라미터 변동의 역제가 가능하다. 가변구조제어에 기초한 슬라이딩 모드제어는 위치 편차 및 속도로부터 지령토오크  $T^*$ 을 계산하는 것이고 실제에 필요한 정보는 부하외란 토오크 ( $|T_L|$ )의 최대 크기만 알면 된다.

## 2.2 벡터 제어 알고리즘

유도전동기의 각 전류 순시치는 2상/3상 변환하여 d-q 좌표로 나타낸 상태 방정식은 (13)과 같다<sup>[2]</sup>.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{pmatrix} = \frac{1}{3(M^2 - L_1 L_2)} \begin{pmatrix} -2L_2 & L_2 & L_2 & 2M & -M & -M \\ L_2 & -2L_2 & L_2 & -M & 2M & -M \\ L_2 & L_2 & -2L_2 & -M & -M & 2M \\ 2M & -M & -M & -2L_1 & L_1 & L_1 \\ -M & 2M & -M & L_1 & -2L_1 & L_1 \\ -M & -M & 2M & L_1 & L_1 & -2L_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{1u} \\ v_{1v} \\ v_{1w} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$- \begin{pmatrix} -2R_1 L_r & R_1 L_2 + \sqrt{3} \omega_r M^2 & R_1 L_2 - \sqrt{3} \omega_r M^2 \\ R_1 L_2 - \sqrt{3} \omega_r M^2 & -2R_1 L_2 & R_1 L_2 + \sqrt{3} \omega_r M^2 \\ R_1 L_2 + \sqrt{3} \omega_r M^2 & R_1 L_2 - \sqrt{3} \omega_r M^2 & -2R_1 L_2 \\ 2R_1 M & -R_1 M - \sqrt{3} \omega_r L_1 M & -R_1 M + \sqrt{3} \omega_r L_1 M \\ -R_1 M + \sqrt{3} \omega_r L_1 M & 2R_1 M & -R_1 M - \sqrt{3} \omega_r L_1 M \\ -R_1 M - \sqrt{3} \omega_r L_1 M & -R_1 M + \sqrt{3} \omega_r L_1 M & 2R_1 M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{pmatrix}$$

$$- \begin{pmatrix} 2R_2 M & -R_2 M + \sqrt{3} \omega_r L_2 M & -R_2 M - \sqrt{3} \omega_r L_2 M \\ -R_2 M - \sqrt{3} \omega_r L_2 M & 2R_2 M & -R_2 M + \sqrt{3} \omega_r L_2 M \\ -R_2 M + \sqrt{3} \omega_r L_2 M & -R_2 M - \sqrt{3} \omega_r L_2 M & 2R_2 M \\ -2R_2 L_1 & R_2 L_1 - \sqrt{3} \omega_r L_1 L_2 & R_2 L_1 + \sqrt{3} \omega_r L_1 L_2 \\ R_2 L_1 + \sqrt{3} \omega_r L_1 L_2 & -2R_2 L_1 & R_2 L_1 - \sqrt{3} \omega_r L_1 L_2 \\ R_2 L_1 - \sqrt{3} \omega_r L_1 L_2 & R_2 L_1 + \sqrt{3} \omega_r L_1 L_2 & -2R_2 L_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ i_{1w} \\ i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{pmatrix} \quad (13)$$

발생 토오크는 (14)을 이용해서 구한다<sup>[2]</sup>.

$$T = -\frac{M}{\sqrt{3}} [i_{1u}(i_{2v} - i_{2w}) + i_{1v}(i_{2w} - i_{2u}) + i_{1w}(i_{2u} - i_{2v})] \quad (14)$$

여기서 각 변수와 전동기 정수 밑의 첨자 1, 2는 전동기 고정자 및 회전자 변수를 나타내고 u, v, w는 전동기 각 상을 나타낸다. 또한 R, L, M 등은 전동기 정수이다. 전동기의 회전속도는 (15)에서 Euler법으로 구한다.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T - B\omega_r \quad (15)$$

여기서  $\omega_r$ 는 전동기 회전 각속도이다.

유도전동기의 위치제어는 2차자속 일정 슬립주파수형 벡터제어를 채용한다. 정확한 순시토크 제어를 하기 위해서 샘플링 시간을 짧게 해야 하기 때문에 연산시간이 짧은 극좌표형식의 벡터제어 알고리즘을 적용한다.

VSC제어의 출력을 토크 지령  $T^*$ 라고 하면, 유도전동기 d-q축 1차전류 진폭은 (16)이 된다.

$$i_{id}^* = K_0 \quad i_{iq}^* = K_1 T^* \quad (16)$$

여기서,  $K_1 = \frac{L_2}{M^2 K_0}$  이고  $K_0$ 는 구동시스템의 자속-속도특성에서 결정된다. 슬립주파수  $\omega_s$ 는  $i_{id}^*$ 의 함수가 되고 (17)가 성립한다.

$$\omega_s^* = K_2 i_{iq}^* \quad (17)$$

여기서,  $K_2 = \frac{R_2}{L_2 K_0}$  이다.

실제로 인버터에서 전달되는 u, v, w상 1차전류 지령치는 (18)과 같다.

$$\begin{cases} i_{1u}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta + \theta_T) \\ i_{1v}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta + \theta_T - \frac{2}{3}\pi) \\ i_{1w}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} |I_1| \cos(\theta + \theta_T + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (18)$$

여기서,  $|I_1| = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2}$ ,  $\theta_T = \tan^{-1} \frac{i_{1q}}{i_{1d}}$ ,

$\theta = \int_t^0 (\omega_r + \omega_s) dt$  이다. 그리고  $\omega_s$ 는 슬립 각속도이고  $i_{1d}$ ,  $i_{1q}$ 는 d, q축 1차 전류변수 이다.

### 3. 시스템의 구성과 시뮬레이션

#### 3.1 시뮬레이션 방법

여기서는 설계한 제어법칙에 의해서 설계한 위치제어 시스템의 유효성을 확인하기 위해서 시뮬

레이션을 한다.

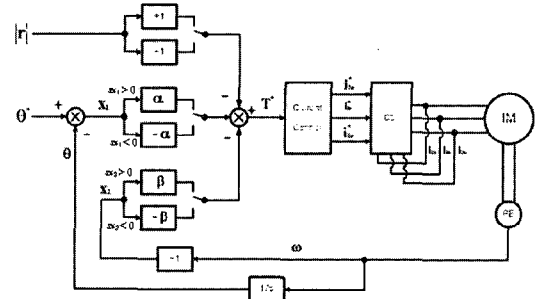


Fig. 1 Proposed position control system of induction servo motor

Fig. 1은 제안한 제어법칙을 이용하여 유도 전동기 슬립주파수 벡터제어 알고리즘에 의한 위치제어 시스템의 블록 다이어그램이다. 위치제어 시스템은 가변구조 제어기와 순시전류 추종방식의 전류형 인버터(Current Source Inverter)로 구성하고 인버터는 출력 전류를 검출하여 피드백하고 지령전류  $i_1^*$ 에  $i_1$ 이 추종하여 인버터 압의 스위치(MOS-FET)를 스위칭 제어한다.

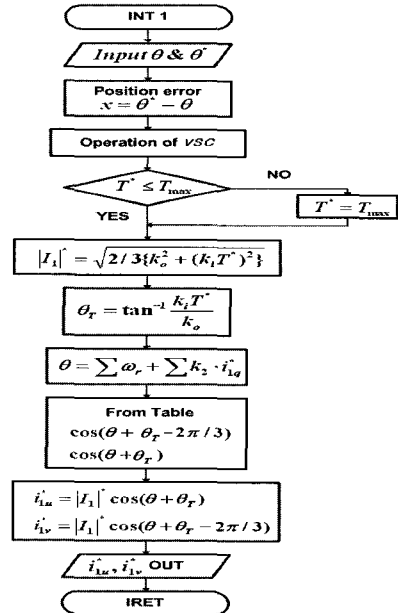


Fig. 2 The algorithm of the position control for induction servo motor

Fig. 2는 앞에서 도출한 연산식에 의해서 나타낸 위치제어 프로그램 알고리즘이다. 시뮬레이션 프로그램은 C언어로 작성하고 비교기부, 전동기부 및 기계부로 구성된 아날로그 블록과 VSC부, 벡터제어부로 되는 디지털 블록으로 각각 연산한 데이터를 MATLAB에서 plot 한다.

시뮬레이션에서 유도전동기 및 인버터 특성을 고려하여 아날로그 부의 샘플링 간격은 0.00001[sec] 이고 디지털 부 샘플링 주기는 0.001[sec]이다. 그리고  $i_{d}^* = 1.5$  이다. Table 1은 제어대상 전동기 정수 및 파라미터이고 위치지령  $\theta^* = \pm 628[rad]$ 이다.

**Table 1 The system parameter**

회전자 관성(J)	$3.234 \times 10^{-4} [Nms]$	$R_1$	5.86 $\Omega$
점성마찰계수(B)	$3.745 \times 10^{-4} [Nms/s^2]$	$R_2$	5.3 $\Omega$
정격회전수	50[rps]	$L_1$	164 mH
인버터 전류제한	10[A]	$L_2$	164 mH
위치의 사용범위	$\pm 100[round]$	M	143 mH

3.2 시뮬레이션 결과 및 검토

Fig. 3은 설계한 제어규칙에 기초하여 부하 외란  $T_L = 0$ , 외란 억제계수  $\gamma = 0$ 에서 계단 입력에 대한 위치응답과 토크응답의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 위치응답은 설정한 기준치에 안정하게 도달하였으며 오버슈트도 거의 나타나지

않았다. 또한 토크 응답은 토크 제한치 내에서 정확하게 나타나고 정상 상태에 영으로 수렴하고 있다. 이 결과에서 시스템은 설계한 대로 희망하는 응답이 얻어짐을 알 수 있다.

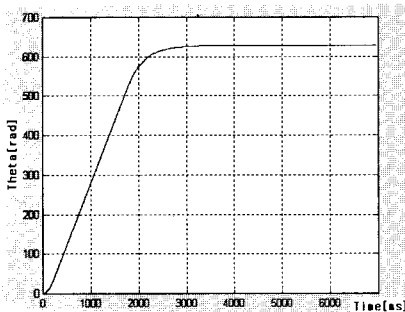
Fig. 4, 5는 응답이 거의 정상상태에 도달한 3.5초의 시점에서  $T_L = 0.1[Nm]$ 의 외란토크를 걸고 토크외란 억제 계수  $\gamma = 0, \gamma = 0.1$  으로 한 경우의 응답을 나타낸 것이다.

Fig. 4의  $\gamma = 0$  일 때 위치응답은  $t = 3.5[sec]$  시점에서부터 목표치에 크게 벗어나는 오버슈트가 발생하고 토크 외란 억제가 되지 않음을 알 수 있다. 토크 응답은  $t = 3.5[sec]$  시점에서부터 최종치 영에서 크게 벗어나는 편차가 있다. 이것으로부터 외란 토크를 가한 시점 이후에는 슬라이딩 모드가 존재하지 않는 것을 확인할 수 있다.

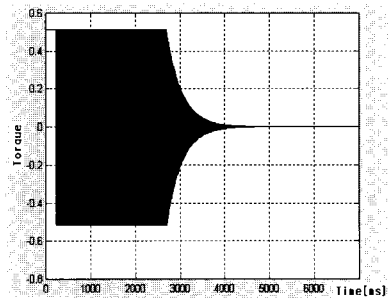
이것은 제어규칙 자체는 슬라이딩 모드 존재조건을 만족하고 있지만 인버터에 의한 유도전동기의 동작이 이상적이 아니기 때문이라 생각된다.

Fig. 5의 위치응답은  $\gamma = 0.1$ 인 경우로서  $\gamma = 0$  일 때 보다 오버슈트와 정상편차가 적게 되고 안정적이다. 토크 응답은 채터링(Chattering)이 발생하였고  $\gamma$ 을 더 크게 하면 더 큰 채터링이 발생할 수 있었다.

이 경우 채터링 발생을 해결하기 위해서는 맥동을 상쇄하는 요소를 지령값에 보상하거나 맥동을 무시할 수 있을 정도까지  $\gamma$ 을 크게 하는 방법이 생각되어지지만 전자는 강인성을 저하하는 것

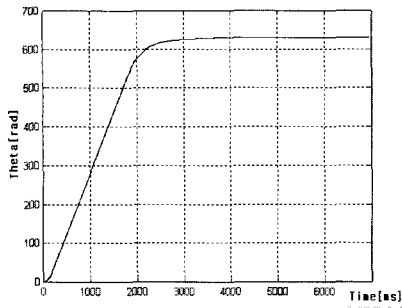


(a) Position response

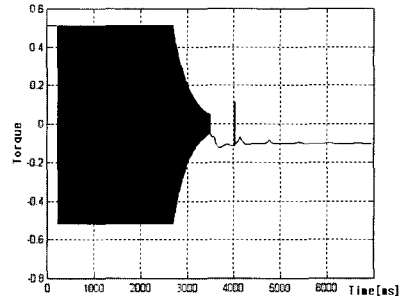


(b) Torque response

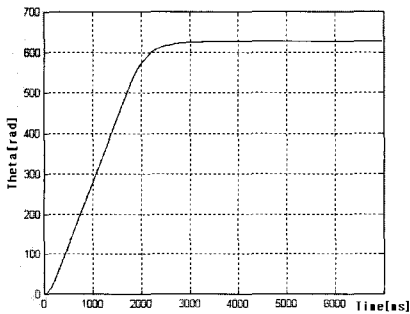
**Fig. 3 The position and torque response ( $T_L = 0, \gamma = 0, \theta^* = 628[rad]$ )**



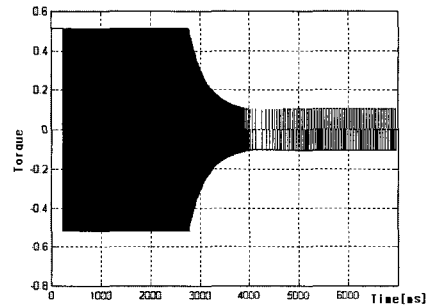
(a) Position response



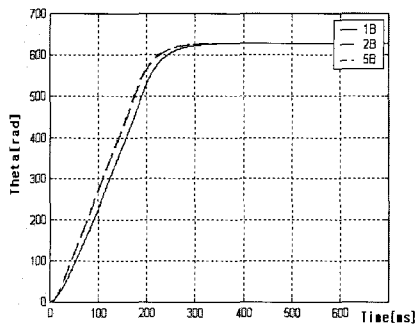
(b) Torque response

**Fig. 4** The position and torque response ( $\gamma=0$ ,  $T_L=0.1[Nm]$ )

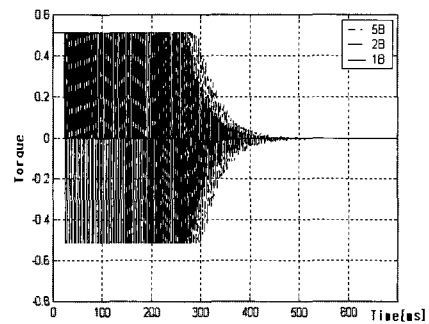
(a) Position response



(b) Torque response

**Fig. 5** The position and torque response ( $\gamma=0.1$ ,  $T_L=0.1[Nm]$ )

(a) Position response



(b) Torque response

**Fig. 6** The position and torque response with parameter change ( $B$ ,  $2B$ ,  $5B$ .)

이 되고 또 후자는 역으로  $\gamma$ 의 스위칭 지연에 의한 채터링을 증가시키는 것으로 된다. 시뮬레이션을 통해서 토오크 외란억제의 설계가 효과가 있는 것을 확인할 수 있다.

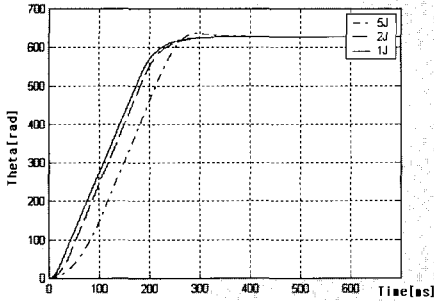
Fig. 6, 7은 3.5초의 시점에서  $0.1[Nm]$ 의 외

란토오크를 걸고 관성모우먼트 및 점성마찰계수를 변동한 경우 각 응답을 나타낸다.

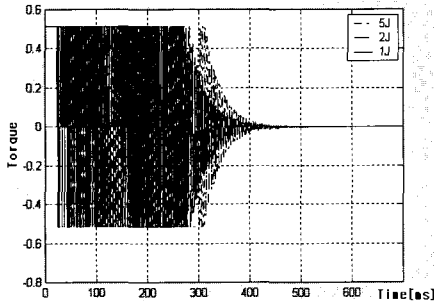
관성모우먼트를  $J$ ,  $2J$  및  $5J$ 로 변화했을 경우의 위치와 토오크 응답특성은 슬라이딩 라인에 도달하여 이후의 응답에는 변화가 없는 것으로 보

아 관성모우먼트의 변동에 대해 로바스한 특성이 있음을 알 수 있다.

점성마찰계수를  $B$ ,  $2B$  및  $5B$ 로 변화했을 경우의 응답특성은 3가지 경우 거의 변화가 없다. 이것으로부터 점성마찰 계수의 변동에 대해 로바스한 특성이 있음을 확인할 수 있다.



(a) Position response



(b) Torque response

Fig. 7 The position and torque response with parameter change ( $J$ ,  $2J$ ,  $5J$ )

#### 4. 결 론

가변구조 제어를 이용한 2차자속 일정 슬립주파수형 벡터제어에 의한 유도전동기의 위치제어 시 물레이션에 의한 검토에서 다음을 알 수 있다.

1) 유도전동기를 이용한 위치제어에서 가변구조 제어를 설계하였고 가변구조 제어를 이용한 2차자속 일정 슬립주파수형 벡터제어는 서보시스템의 위치제어에 유효함이 확인되었다.

2) 관성모우먼트와 점성마찰계수의 변동에도 시스템의 응답은 로바스함을 나타내고 있음을 확

인하였다.

3) 제어법칙에 외란억제 보상 항을 추가함으로써 외란에 대한 로바스함을 나타내고 제어성능이 향상됨을 나타내었다.

#### 참고문헌

- [1] Ying Yu, "DSP-Based Robust Control of an AC Induction Servo Drive for Motion Control". IEEE Transaction Control System. Vol. 4, No. 6, pp. 614~626, 1996.
- [2] 손의식, 홍순일, "자속관측기를 이용한 유도전동기 자계 Orientation 형 센서리스 벡터제어", 박용기관학회지, Vol. 27, No. 1, pp. 100-107, 2003.
- [3] M. W. Dunnigan, "Position Control of a Vector Controlled Induction Machine Using Slotine's Sliding Mode Control Approach", IEEE Proc-Electro. Power Application, Vol. 145, No. 3, pp. 231-238, 1998.
- [4] Shigeru Okuma, Shinji Doki, "Relation of Robust Vector Control System Using Flux Observer and its Performance Evaluation", T. IEE Japan, Vol. 119-D, No. 7, pp. 506-512, 1999.
- [5] Ali Keyhani and John M. Miller, "Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors Using Operating Condition Dependent Model", IEEE Transaction on Energy Conversion. Vol. 18, No. 2, pp. 205-212, 2003.
- [6] Tuen-Lih Chern, Jerome Chang and Kun-Lin Tsai, "Integral-variable-structure-control-based adaptive speed estimator and resistance identifier for an induction motor", IEEE Control Systems Magazine, Vol. 69, No.1, pp. 31-47, 1998.

- [7] Chih-Min Lin, Chun-Fei Hsu, "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Induction Servomotor Systems". IEEE Transaction on Energy Conversion. Vol. 19, No. 2, pp. 362-368, 2004.

## 저 자 소 개



**홍정표 (洪正杓)**

1998년 부경대학교 전기공학과 졸,  
2001 부산대학교 대학원 공학석사,  
2005년 현 부경대학교 기계공학부  
박사과정.



**홍순일 (洪淳一)**

1981년 부산대학 공학석사(전력전자),  
1986년 한국해양대학 공학박사 (제어  
공학), 1999년 일본전기 통신대학 연  
구교수, 2000년 대한전기학회 부산지  
부 회장, 편수위원, 현 평의원, 2005  
년 현 부경대학교 전기제어 계측공학  
부 교수.