적분보상형 가변구조제어기법을 이용한 유도 전동기 위치제어

論 文
52D-6-1

Induction Motor Position Control Using Integral-Compensating Variable Structure Control Algorithm

康 文 浩*
(Moon-Ho Kang)

Abstract - This paper proposes a variable structure position controller for an induction motor(IM) which uses a reaching law and an integral compensating nonlinear switching function. With the integral compensating nonlinear switching function, both very low overshoot and high steady state control accuracy can be obtained by compensating the states chattering problem due to the unmodelled dynamics of inverter and feedback sensors. With the reaching law, reaching mode can be established quantitatively during transient state so that dynamic control performance is improved. For experiment a digital servo driver which consists of a DSP and an IPM inverter was developed. With the various experimental results, IM position control performance was verified.

Key Words : Variable Structure Controller, Induction Motor, Integral Compensation, Nonlinear Switching Function

1. 서 론

회전자측의 견고한 구조와 높은 경제성 등으로 인해 산업기기의 구동기로서 폭넓게 사용되고 있는 유도 전동기는 고정자와 회전자 사이의 결합효과, 토크발생 비선형성등을 갖기 때문에 정밀 위치제어용으로의 사용이 어려웠다. 특히, 운전조건에 따른 심한 특성변화와 측정이 어려운 다양한 외란성분들에 대해서는 종래 선형 제어방식으로는 넓은 동작영역에서의 보상이 어렵기 때문에 유도기의 정밀 서보제어를 위해서는 이러한 불확실성을 처리하기 위한 강인한 제어기법이 요구된다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 유도전동기 제어시 가변구조제어기법을 적용하기 위한 연구가 진행되어 왔는데[1~5], 종래의 가변구조 제어방식은 상태들의 고주파 진동현상을 발생시켜 실시간 적용시 문제점이 야기되고, 스위칭평면에 다다르기까지의 과도기간인 리칭모드(Reaching mode)시에는 가변구조의 견실성을 보장받지 못하는 단점들을 지닌다. 한편, 가변구조제어기가 지니는 문제점들을 해결하기 위한 방안으로서 제어기 설계시 적분 보상항을 포함하여 정상상태 부근에서 발생되는 제어입력의 불감대(dead zone), 파라미터 변동 등을 보상하여 견실성을 높이고 채터링을 줄이는 장점들을 얻고 있으나[6],[7] 현재까지 유도전동기의 위치제어에 실제 적용된 예는 없는 것으로 보인다. 종래의 가변구조제어기에 의하면 정상상태시에도 일정한 크기의 불연속 스위칭 입력이 인가되므로 고정도의 위치제어 실현이 어려워진다.

본 연구에서 제안되는 가변구조 제어방식에서는 유도기의 정밀한 위치제어를 위해 비선형 스위칭 함수를 갖는 새로운 방식의 적분 보상형 가변구조 제어기를 사용한다. 상태오차의 크기에 따라 스위칭 함수의 구조가 가변되어 정상상태 부근에서만 선택적으로 적분보상항을 포함하는 비선형 스위칭 함수를 이용하여 적분기로 인해 기인하는 오버슈트 증가를 방지하고 견실성을 높인다. 한편, 상태오차 크기에 따라 스위칭이득이 가변되는 리칭법칙(Reaching law)[8]을 이용하므로서 리칭모드시 동특성을 부여하고 위치오차에 따라 스위칭 입력의 크기를 자동 조절하여 정상상태시 상태진동을 최소화한다.

본 연구에서 사용되는 전체 제어 알고리즘은 많은 양의 복잡한 계산을 실시간 처리해야 하기 때문에 고속의 프로세서를 요구한다. 따라서 고속연산에 있어서 최적의 프로세서인 TMS 320C31을[9] 하드웨어 시스템의 연산 및 제어기로 사용하였고, 전력 변환부의 고집적화를 통한 인버터의 신뢰성 향상을 실현하기 위해 IPM[10]을 이용하여 전력 변환부를 구성하였다.

2. 유도 전동기 적분보상형 가변구조 위치제어기 설계

2.1 종래의 가변구조 위치제어기

유도기의 위치제어시 토크를 입력으로 하는 기계적 동특성은 다음과 같은 가제어(Controllable) 상태오차 방정식에 의해 결정된다. 여기서 $x_1 = d_\theta - \theta, x_2 = d_{\omega_m} - \omega_m$이고, d_θ, d_{ω_m}은 각각 기준위치와 기준속도를, u, f는 각각 토크(T_e)와 외란(T_L)을 나타낸다. 식(1)은 정상상태시 유도기에 인

* 正 會 員 : 鮮文大 工大 機械·制御工學部 助敎授·工博
接受日字 : 2002年 9月 27日
最終完了 : 2003年 3月 25日

가되는 외란과 기준속도궤적의 변화가 입력채널상에 존재하므로 이에 대해 견실한 제어기를 설계할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ g \end{bmatrix} f + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{d}_{\omega_m} \quad (1)$$

$$(b=-1/J\ ,\quad g=1/J)$$

식(1)의 계통을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다. 여기서 F는 기준속도궤적의 변화와 외란을 포함하는 벡터이다.

$$X=AX+Bu+F \qquad X=[x_1\ x_2]^T \quad (2)$$

$$a_{11}=0\ ,\quad a_{12}=1\ ,\quad a_{21}=a_{22}=0$$

슬라이딩 모드발생을 위한 스위칭 평면은 식(3)과 같이 상태들의 선형결합으로 결정되는 함수형태로 표현되고 각 상태들은 스위칭 평면으로 점근하여 결국 $s(X)=0$이 된다.

$$s(X)=C^TX \qquad C=[c_1\ c_2]^T \quad (3)$$

슬라이딩 모드시 페루프 동태방정식은 식(1)과 식(3)으로부터 식(4)와 같이 1차계통으로 간략화 되고, 계통의 파라미터 및 외란에 무관하게 오로지 스위칭 평면계수(c_1, c_2)만으로 제어계통의 동특성이 결정됨을 알 수 있다. 이때, $a_p<0$이 되도록 스위칭 평면계수를 결정하면 안정된 계통의 동특성을 얻을 수 있다.

$$\dot{x}_1 = -(c_1/c_2)\,x_1 = a_p x_1 \quad (4)$$

(a_p : 계통의 극점)

시스템의 상태궤적이 스위칭 평면에 도달하고 안정된 슬라이딩 모드를 발생시키기 위해서는 제어입력이 식(5)의 스위칭 조건을 만족하도록 결정되어야 한다.

$$s(X)\,\dot{s}(X) < 0 \quad (5)$$

식(5)를 식(1)과 결합하여 다시 표현하면 식(6)과 같은 관계를 유도할 수 있다.

$$\dot{s}(X) = \frac{\partial s(X)}{\partial X}\frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial s(X)}{\partial X}(AX+Bu+F) \quad (6)$$

$$\begin{cases} >0 & when\ s(X)<0 \\ <0 & when\ s(X)>0 \end{cases}$$

식(3)을 식(6)에 대입하여 정리하면

$$C^TAX+C^TBu+C^TF \begin{cases} >0 & when\ s(X)<0 \\ <0 & when\ s(X)>0 \end{cases} \quad (7)$$

을 얻을 수 있고, $c_2=1$로 결정한 후, 부하변동범위를 고려하고 실제 유도기의 파라미터들을 대입하여 정리하면 식(8)과 같이 제어입력을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} u &> J\left(c_1x_2+\frac{T_{Lmax}}{J}+\dot{d}_{\omega_m}\right) \qquad when\ s(X)>0 \\ u &< J\left(c_1x_2+\frac{T_{Lmin}}{J}+\dot{d}_{\omega_m}\right) \qquad when\ s(X)<0 \\ & T_{Lmin}<T_L<T_{Lmax} \end{aligned} \quad (8)$$

그림 2.1은 상기의 과정을 통해 설계된 가변구조 제어기에 의한 위치제어 특성을 보이는 시뮬레이션 결과이다. 제어변수들을 표 3.2와 같이 설정하고, 1초에서 정격의 50% 스텝부하(7Nm)를 인가하였고, 예측 부하량(T_{Lmin}, T_{Lmax})은 실제 부하량의 105%로, 파라미터 변동은 없는 것으로 가정하였다. 시뮬레이션 결과, 정상상태시 약간의 위치오차가 발생되고 입력토크의 전류성분들이 상당히 큰 폭으로 진동하며 계통에 인가되는 모습을 볼 수 있다. 이러한 위치오차는 가변입력의 크기를 증가시키면 줄일 수 있으나, 가변입력의 증가에 따라 상태들의 고주파 진동(Chattering)도 함께 증가하여 토크맥동, 과열 등이 유발되어 계통의 성능이 저하된다. 따라서 이러한 문제점들을 해결하기 위한 새로운 제어방식이 모색된다.

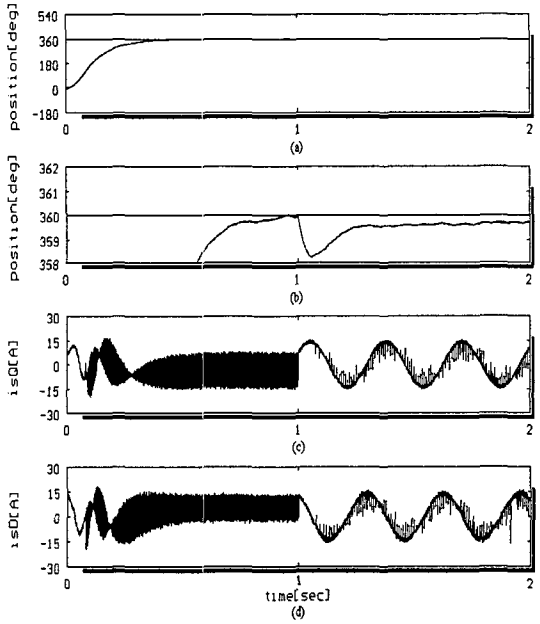


그림 2.1 종래의 VSC에 의한 위치제어 응답(1초에서 7Nm 부하 인가) : (a) 위치응답 (b) 위치응답 (c) 고정자 q축 전류응답 (d) 고정자 d축 전류 응답

Fig. 2.1 Position control responses using conventional VSC(7Nm load at 1sec) : (a) position response (b) position response (c) stationary q axis current response (d) stationary d axis current response

2.2 비선형 스위칭함수를 이용하는 적분보상형 가변구조 위치제어기

본 절에서는 상태오차의 크기에 따라 구조가 가변되는 비선형 스위칭 함수를 사용하는 새로운 적분 보상형 가변구조 위치제어기를 제안한다. 제안되는 방식에 의하면 적분보상항을 정상상태 부근의 임의의 시점에서 위치오차의 크기에 따라 선택적으로 제어계통에 포함시킬 수 있으므로 과도특성의 저하 없이 견실한 제어성능을 얻을 수 있다.

2.2.1 적분보상형 가변구조 위치제어 동특성

가변구조 제어기 설계시 적분 보상항을 포함하면 속응성을 증가시키고, 정상상태 부근에서 발생되는 제어입력의 불감대(dead zone), 파라미터 변동 등에 대해 적절히 보상하여 견실성을 높이며, 채터링을 줄이는 장점들을 얻을 수 있기 때문에 이에 대한 연구가 이루어져 왔다[6],[7]. 유도기의 위치제어시 토크를 입력으로 하는 기계적 동특성은 위치오차에 대한 적분 보상항을 포함하는 경우 다음과 같은 확장된 가제어(Controllable) 상태오차 방정식에 의해 결정된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{z} \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} f + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{d}_{\omega_m} \tag{9}$$

$$b = -1/J, \quad g = 1/J$$

여기서 z는 위치 궤적오차에 대한 적분보상 성분을 나타내고 나머지 변수들은 식(1)의 경우와 같다. 식(9)는 정상상태시 유도기에 인가되는 외란과 파라미터 변동이 입력채널상에 존재하므로 정합조건이 만족된다. 식(9)의 계통을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다. 여기서 F 는 기준궤적의 변화와 외란을 포함하는 벡터이다.

$$\dot{X} = AX + Bu + F \qquad X = [z \; x_1 \; x_2]^T \tag{10}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \; A_{12} = [0 \; 1]^T, \; A_{21} = [0 \; 0]^T, \; A_{22} = 0$$

각 상태들의 선형결합으로 결정되는 스위칭 함수는 식(11)과 같다.

$$s(X) = C^T X \qquad C = [c_0 \; c_1 \; c_2]^T \tag{11}$$

식(12)와 같은 좌표변환 관계[8]를 이용하여 상태벡터를 새로운 좌표계상에서 표현하고, 슬라이딩 모드시 $s(X)=0$이 됨을 가정하면 폐루프계통의 동태방정식은 식(13)과 같이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} Y \\ s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \tag{12}$$

$$Y \in R^{2\times 1}, \; I = diag[1 \; 1]$$

$$C_1 = [c_0 \; c_1], \quad C_2 = c_2, \quad X_1 = [z \; x_1]^T, \quad X_2 = x_2$$

$$\dot{Y} = (A_{11} - A_{12} C_2^{-1} C_1) Y \tag{13}$$

슬라이딩 모드발생시, 식(9)의 3차계통은 식(13)의 2차계통으로 간략화 되고, 계통 행렬에 포함된 스위칭 평면계수 (c_0, c_1, c_2)가 슬라이딩 모드의 동특성을 결정함을 알 수 있다. 식(13)에서 c_2=1로 결정한 후, 위치오차에 대한 라플라스 변환을 취하면

$$x_1(s) = \frac{s}{c_1}\left(\frac{c_1 d_\theta}{s^2 + c_1 s + c_0}\right) + \frac{c_1 d_\theta}{s^2 + c_1 s + c_0} \tag{14}$$

이 되고(s: 라플라스 연산자), 2차계통의 극배치방식에 의해 스위칭 평면계수값들을 결정함으로써 슬라이딩 모드시 계통의 안정성을 보장할 수 있다. 유도기 제어시, 식(10)의 상태변수들 중 적분보상성분은 속응성을 증가시키고, 정상상태 부근에서 발생되는 제어입력의 불감대(dead zone), 파라미터 변동 및 제어기 설계시 고려되지 않은 동특성(unmodelled dynamic)등에 대해 적절히 보상하여 견실성을 높일 수 있지만, 식(14)에 보이는 바와 같이 전달함수에 적분기에 의한 영점(Zero)이 존재하게 되어 과도특성이 저하될 수 있다.

2.2.2 비선형 스위칭 함수를 이용한 동특성 개선

본 논문에서 제안되는 비선형 스위칭 함수는 기존의 스위칭함수(식(11))와 달리 식(15)와 같이 위치오차(x_1)의 크기에 따라 가변되는 구조를 갖는 비선형 스위칭 함수를 제안한다. 식(15)의 비선형 스위칭 함수를 사용할 경우 위치오차의 크기가 l보다 작은 경우에만 제어계통에 적분보상항이 첨가되어 오버슈트의 증가 없이 견실한 제어 특성을 얻을 수 있다. 이때 δ는 스위칭 함수의 급변에 따르는 상태응답의 급변을 방지하기 위한 값으로 l보다 작은 양수값을 갖는다.

$$s(X) = c_0' z + c_1 x_1 + x_2 \tag{15}$$

$$c_0' = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{|x_1| - l}{||x_1| - l| + \delta}\right) c_0 \qquad l > \delta > 0 \tag{16}$$

그림 2.2는 유도기의 위치오차, l, δ과 c_0, c_0'사이의 관계를 나타낸다. 이때, d_θ, l, c_0을 각각 50°, 25°, 700으로 결정하고, 각 δ값에 대해서 회전각변동에 따르는 c_0'의 변동을 도시하였다.

제안된 비선형 스위칭 함수에 의해 슬라이딩 모드시 동특성은 다음과 같은 가변 전달함수로 표현된다.

$$x_1(s)=\begin{cases}\dfrac{d_\theta}{s+c_1} & (\alpha_p=-c_1) \quad |x_1|>l \\ \dfrac{(s+c_1)d_\theta}{s^2+c_1s+c_0}, & (\alpha_p+\beta_p=-c_1, \alpha_p\beta_p=c_0, \alpha_z=-c_1) \ |x_1|\leq l\end{cases}$$

α_p, β_p: 계통의 극점(*pole*) , α_z: 계통의 영점(*zero*) (17)

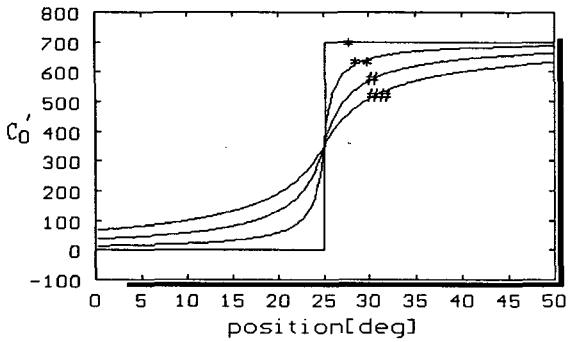


그림 2.2 δ값에 따른 c_0' 궤적 변화(*: δ=0,**: δ=1,#: δ=3,##: δ=6)

Fig. 2.2 Trajectory variations of c_0' to each δ(*: δ=0,**: δ=1,#: δ=3,##: δ=6)

2.2.3 Powering Reaching Law를 이용한 제어입력

기존의 스위칭 조건을 이용한 제어입력 도출방식은 단순한 형태를 갖으나 다입력, 다변수계통에 있어서는 많은 수의 부등식 계산이 요구되기 때문에 계산량이 증가하고, 상태벡터가 스위칭 평면에 도달하기까지의 리칭 모드(Reaching Mode) 동특성이 고려되지 않아 가변구조제어 전체 제어모드에 대한 임의적 특성부여 및 해석이 어렵다. 따라서 종래의 리칭조건을 이용하여 제어입력을 구성하는 방식에 대해서, 리칭모드에 동특성을 부여하여 전체 제어모드에 대한 해석의 명확성과 함께 속응성을 향상시키고, 제어입력 결정시 간편성을 얻는 방식이 제안된 바 있다[8]. 이 방식에서는 스위칭 함수로 구성된 특정한 미분 방정식(Reaching Law)을 이용하여 리칭모드시 안정된 동특성을 부여하고, 복잡한 부등식 연산이 없이 손쉽게 제어입력을 구한다.

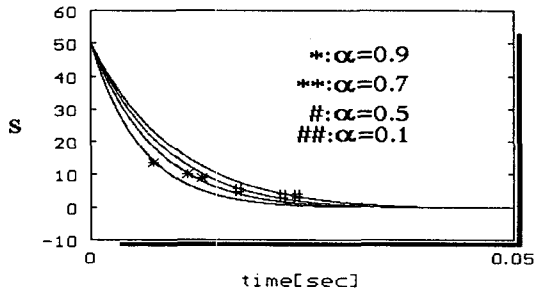
본 논문에서 제안되는 가변구조 제어방식에서는 새로운 형태의 Reaching Law를 이용하여 제어입력을 결정한다. 식(18)과 같은 형태의 Reaching Law를 선정할 경우에는 스위칭 함수의 비선형항도 상태벡터의 크기에 비례하는 가변 이득을 가짐으로써, 과도시 계통의 속응성과 채터링 저감효과를 높일 수 있다.

$$\dot{s}(X) = -q|s(X)|^{\alpha} sgn(s(X)) - ks(X) \qquad (18)$$
$$q>0 \ , \ k>0 \ , \ 0<\alpha<1$$

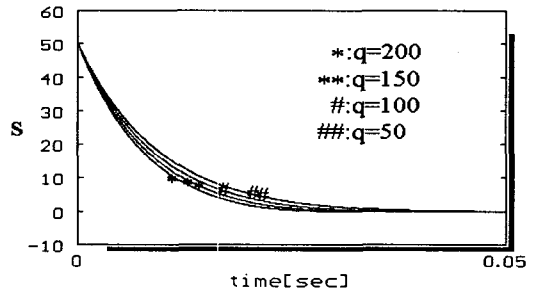
식(18)로부터 상태벡터가 스위칭 평면에 도달하기까지의 시간(t)은 다음과 같이 계산된다.

$$t = \frac{1}{k(1-\alpha)} \ln \frac{k\,|s(X)_0|^{1-\alpha}+q}{q} \qquad (19)$$

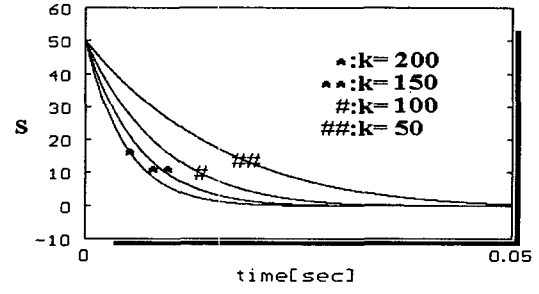
그림 2.3 은 k, q, α값의 변동에 따른 스위칭 함수의 궤적 변화를 보여준다. 식(19)로부터 k, q, α를 적절히 선정하여 $s(X)$=0이 되는 시간(t)을 결정하면 리칭모드의 동특성을 결정할 수 있다. 그림 2.3의 각 경우로부터 k, q, α값들이 증가함에 따라 과도시 스위칭 함수의 궤적이 더욱 빠른 속도로 정상상태에 진입함을 알 수 있다.



(a) switching function trajectories according to α ($k=q=100$)



(b) switching function trajectories according to q (α = 0.5, k = 100)



(c) switching function trajectories according to k (α=0.5, q = 100)

그림 2.3 α, q, k. 값에 따른 스위칭 함수궤적

Fig. 2.3 Switching function trajectories according to α, q, k

식 (15), (18)로부터 식(20)을 얻을 수 있고, 이 식에 유도기의 파라미터들을 대입한 후 정리하면 제어입력은 식(21)과 같다.

$$\dot{s}(x) = \frac{d(c_0'z + c_1x_1 + x_2)}{dt}$$
$$= \frac{dc_0'}{dt}z + c_0'\frac{dz}{dt} + c_1\frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt}$$
$$= (\frac{dc_0'}{dx_1}\frac{dx_1}{dt})z + c_0'x_1 + c_1\frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt}$$
$$= -q|s(x)|^a\, sgn(s(x)) - ks(x)$$

$$u = \frac{J}{(\frac{dc_0'}{dx_1}z + c_1)}(\frac{dc_0'}{dx_1} + c_1)(\frac{\overline{T}_L}{J} + \dot{d}_{\omega_m}) + c_0'x_1 + c_1x_2 + q|s(x)|^a\, sgn(s(x)) + ks(x) \quad (21)$$

식(21)에서 $\overline{T_L}$ 는 T_L에 대한 관측값으로 식(22)와 같은 감소차수 부하토크 관측기를 설계하여 부하변동에 대한 최적 입력을 구성한다.[11] 여기서 L_o은 관측기 시정수를 결정하는 상수이다.

$$y = \overline{T}_L - L_o\omega_r \quad (22a)$$

$$\dot{y} = \frac{L_o}{J}y + \frac{L_o^2}{J}\omega_r - \frac{L_o}{J}T_e^* \quad (22b)$$

그림 2.4는 비선형 스위칭 함수와 Powering Reaching Law를 이용하여 제어입력을 결정하는 블록선도를 보인다.

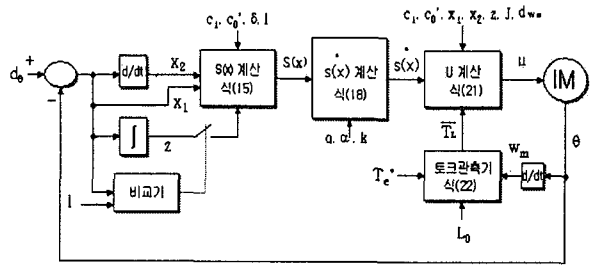


그림 2.4 제어입력 계산 블록선도

Fig. 2.4 Block diagram for control input calculation

3. 컴퓨터 시뮬레이션

본 장에서는 제안된 유도 전동기의 가변구조 제어기의 유효성을 고찰하기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 시뮬레이션에 사용된 유도 전동기의 정격과 파라미터값들은 표 3.1과 같고, 제어변수들은 표 3.2와 같이 설정하였다.

그림 3.1은 적분 보상항을 스위칭 함수에 포함시키고 Reaching Law에 의해 제어입력을 구하는 가변구조 제어응답을 보이는 것으로, 1초에서 정격의 50% 스텝부하(7Nm)를 인가하였고, 예측 부하량(T_{Lmin}, T_{Lmax})은 실제 부하량의 105%로, 파라미터 변동은 없는 것으로 가정하였다. 정상상태 오차는 없지만 적분항에의해 과도시 오버슈트가 위치 기준값의 약 25% 정도로 크게 발생함을 알 수 있다.

그림 3.2는 본 논문에서 제안된 비선형 스위칭 함수를 이용한 적분보상기법에 의하여 위치제어를 행한 경우의 시뮬레이션 결과를 보인다. 이때, 위치기준값 (360°)과 위치응답 사이의 차이가 25° 이내에 존재할 경우(l) 3°의 오프셋(δ)을 두어 비선형 스위칭 함수를 구성하였다. 시뮬레이션 결과, 정상상태 오차는 보이지 않고 오버슈트는 그림3.1과 비교하여 무시할 만하여 제안된 방식의 우수성을 확인할 수 있다. 정상상태로 돌입하기 직전 약 23[A] 정도의 큰 폭으로 입력전류가 증가하는 모습을 보이는데, 이는 적분 보상항이 포함되는 순간 스위칭 함수의 구조가 바뀌어 적분 보상입력이 제어입력에 더해짐으로써 생기는 것으로 생각된다.

그림 3.3은 l 과 δ를 각각 10°와 5° 로 하여 비선형 스위칭 함수를 구성한 경우 제어 특성을 보인 것으로, 적분 보상항이 제어계에 포함되는 순간의 전류증가가 12[A] 정도로 그림 3.2의 l 와 δ을 각각 25°와 5° 로 한 경우에 비해 약 50% 감소한 모습을 보인다. 이와 같이 δ의 l 에 대한 상대적인 크기를 조절하면 적분보상항이 인가되는 시점에서의 스위칭 함수의 궤적을 유연하게 하여 전류변동을 감소시킬 수 있음을 알 수 있다.

표 3.1 유도 전동기 파라미터

Table 3.1 Parameters of Induction Motor(IM)

Type/Ratings	squirrel-cage / 3phase, 4pole, 2.2[kw], 150[V], 50[Hz], 14[A], 14[Nm], 1500[rpm])
Rs	0.385 [Ω]
Rr	0.342 [Ω]
Ls	0.03257 [H]
Lr	0.03245 [H]
Lm	0.03132 [H]
J	0.0088 [Kg m^2]

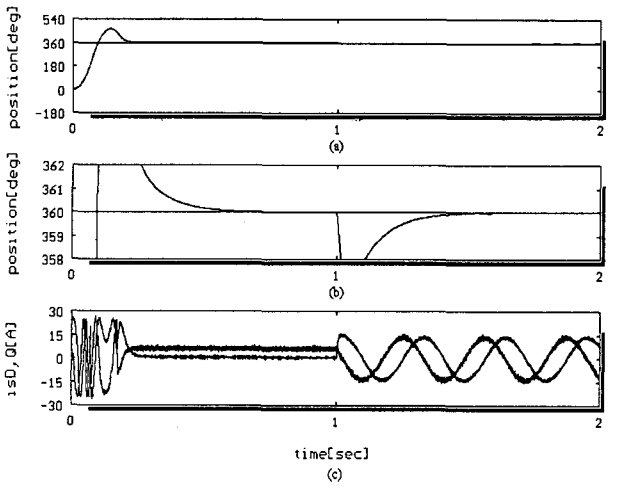


그림 3.1 처음부터 적분 보상항을 스위칭 함수에 포함시킨 경우의 VSC(1초에 7Nm 부하 인가) : (a)위치응답 (b)위치응답(c)고정자 d-q 축 전류응답

Fig. 3.1 VSC with integral compensation from initial state(7Nm load at 1sec) : (a)position response (b)position response (c)stationary d-q axis current response

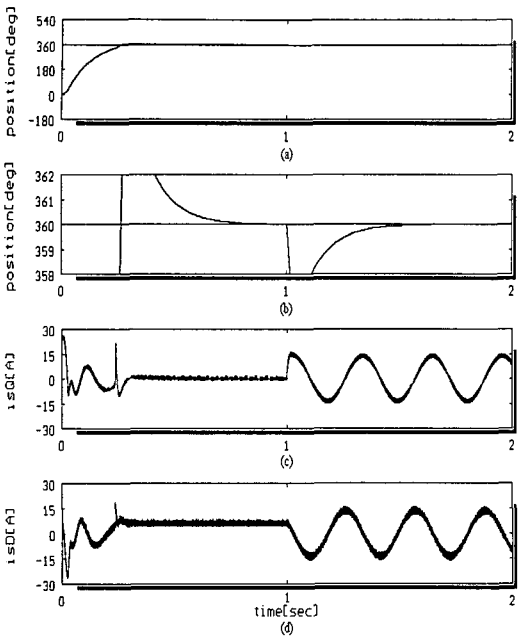


그림 3.2 비선형스위칭 함수를 이용한 VSC($l=25°$, $\delta=3°$, 1초에서 7Nm 부하 인가) : (a)위치응답 (b)위치응답 (c)고정자 q축 전류응답 (d)고정자 d축 전류응답

Fig. 3.2 VSC using nonlinear switching function($l=25°$, $\delta=3°$, 7Nm load at 1sec):(a)position response (b)position response (c)stationary q axis current response (d)stationary d axis current response

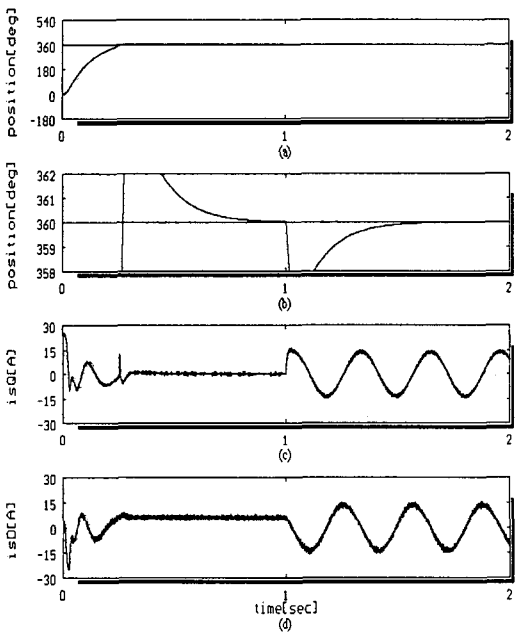


그림 3.3 비선형스위칭 함수를 이용한 VSC($l=10°$, $\delta=5°$, 1초에서 7Nm 부하 인가) : (a)위치응답 (b)위치응답 (c)고정자 q축 전류응답 (d)고정자 d축 전류응답

Fig. 3.3 VSC using nonlinear switching function($l=10°$, $\delta=5°$, 7Nm load at 1sec) : (a)position response (b)position response (c)stationary q axis current response (d)stationary d axis current response

표 3.2 유도기 제어시 사용되는 제어 변수

Table 3.2 Control variables for IM control

스위칭 함수	$C_0=700,C_1=80,C_2=1$(적분보상) $C_0=0,C_1=10,C_2=1$(conventional)	
Reaching Law	스위칭 다이나믹 계수	q=100,k=100,a=0.5
부하 관측기	관측기 이득	$L_0=-0.88$

4. 실 험

4.1 하드웨어구성

본 연구에서의 구성된 하드웨어 시스템은 유도 전동기의 위치제어 및 가변속도제어를 행하기 위한 서보 드라이브로, 전시스템을 완전 디지털로 구성하여 소프트웨어 서보를 실행할 수 있도록 하였다.

본 연구에서 사용되는 전체 제어 알고리즘은 많은 양의 복잡한 계산을 실시간 처리해야 하기 때문에 필수적으로 고속의 프로세서를 요구한다. 따라서 고속 및 다량 연산에 있어서 최적의 프로세서인 DSP(Digital Signal Processor) TMS 320C31을 하드웨어 시스템의 주연산 및 제어기로 사용하였고, 이와 함께 전력 변환부의 고집적화를 통한 인버터의 신뢰성 향상을 실현하기 위해 IPM(Intelligent Power Module)을 이용하여 전력 변환부를 구성하였다. 본 연구에서 사용된 IPM은 모듈 내부에 자체적인 고장진단 회로와 데드-타임 설정부가 포함되어 있고, 전력 회생에 필요한 별도의 IGBT를 갖추고 있기 때문에 인버터 회로의 집적화 및 신뢰화를 극대화 할 수 있었다. 전체 하드웨어 시스템은 그림 4.1과 같고 블록별 세부내역은 표 4.1에 나타냈다.

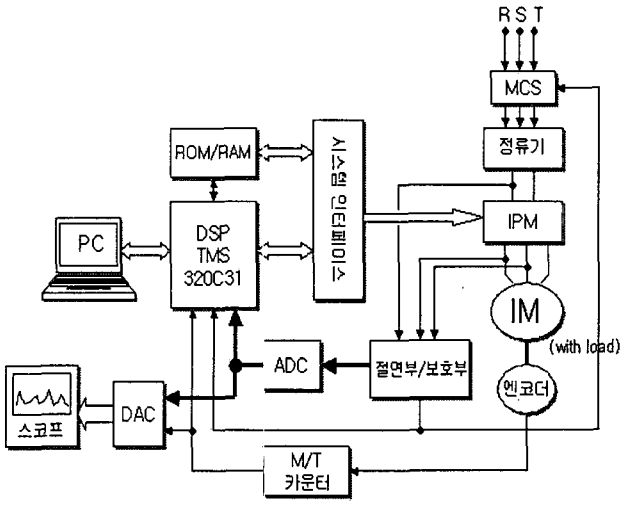


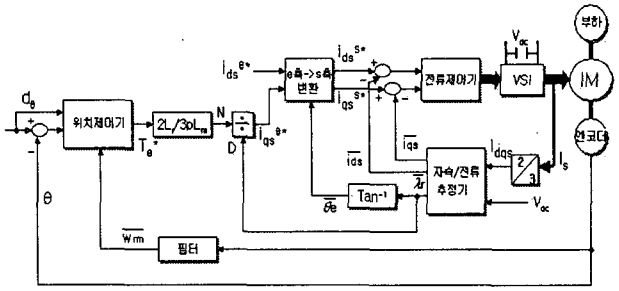
그림 4.1 하드웨어 구성도

Fig. 4.1 Hardware system configuration

4.2 벡터제어기 및 전류제어 방식

본 연구에서는 실제어시 노이즈의 영향을 최소화하기 위하여 전류와 자속을 동시에 관측하는 전차원 상태 관측기를 사용한다.[12] 상태관측기를 이용하여 유도기 전류제어시 견실한 자속각을 얻고, 실제 전류를 대신하여 관측기에서 추정되는 전류를 전류제어에 사용함으로써 벡터제어의 견실성을 향상시키고 전류제어시 채터링을 줄인다. 상태관측기로부터 얻어지는 관측 전류는 실전류를 대신하여 제어계통에 궤환되고, 관측된 자속으로부터는 유도기 벡터제어시 필요한 자속각을 알아낸다.

전류제어형 PWM 인버터에서의 전류제어기법중 비선형제어방식의 일종인 히스테리시스 전류제어(Hysteresis current regulator : HCR)방식은 제어기 구조가 간편하고 우수한 동특성과 함께 전류리플제한이 용이한 장점들을 지녀 전력전자기기의 전류제어방식으로 널리 사용되고 있다. 하지만 히스테리시스밴드폭, 부하의 인덕턴스, 직류 링크전압 및 역기전력에 따라 스위칭 주파수가 변하고 특히, 역기전력의 크기가 작은 경우에는 높은 스위칭 주파수를 갖게 되는 리미트 사이클이 발생되는 단점들을 지닌다. 본 연구에서는 유도기 가변속 드라이브의 전류제어기법으로서 HCR의 단점을 보완하여 전류오차와 전압벡터들을 벡터공간상의 직교 좌표축상에서 표현하고 임의적으로 '0'전압벡터를 발생시켜 주파수 변동을 보상하고 리미트 사이클을 제거할 수 있는 다단 비교기를 사용하는 공간벡터 히스테리시스 전류제어기법을 사용하였다 [13]. 그림 4.2는 실험을 위해 구성된 전체 가변구조 유도전동기 제어시스템 블록선도를 보인다.



N : 분자 D : 분모 V_{dc} : 직류링크전압 T_e^* : 토크기준값 i_{dq}^s : 고정자축직교전류 i_{dq}^e : 동기축직교전류 $\overline{\lambda_r}$: 회전자자속추정값 $\overline{\theta_e}$: 동기축회전각추정값 $\overline{w_m}$: 회전자속도필터링값 d_ϕ : 위치기준값 θ : 회전자위치 I_S : 3상고정자전류

그림 4.2 전체 유도전동기 위치제어 시스템 구성도
Fig. 4.2 Overall IM position control system configuration

4.3 실험결과 및 고찰

실험에 사용된 유도 전동기의 정격과 파라미터값들은 시뮬레이션에 사용된 제3장의 표 3.1과 같고, 제어변수들은 표 4.2와 같이 설정하였다. 그림 4.3은 실험시 부하상태를 나타낸다.

표 4.1 하드웨어 블록별 세부내역
Table 4.1 Details of each hardware block

Motor	• 3상 4극 농형 유도 전동기 • 2000pul/rev Incremental Encoder • Load Generator and Resistor
CPU	• DSP320C31
INVERTER	• Intelligent Power Module(IPM) - IGBT Type (50A, 600V) - Gate Driver 내장(3μ Dead time)
	- 15 KHz PWM frequency - 과전류/전압,과열등 보호회로 내장
ADC/DAC	• AD7874/AD7247
Counter	• M/T speed counter

표 4.2 유도기 제어시 사용되는 제어 변수
Table 4.2 Control variables for IM control

스위칭 함수	C0=1575, C1=120, C2=1(적분보상) C0=0, C1=15, C2=1(conventional)	
Reaching Law	스위칭 다이나믹 계수	q=150,k=150,α=0.5
부하 관측기	관측기 이득	L0=-0.88

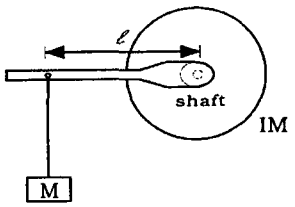


그림 4.3 부하 구성
Fig. 4.3 Load configuration

그림 4.4는 슬라이딩 모드 존재조건(스위칭 조건)으로부터 제어입력을 구하는 종래의 가변구조 제어기 특성을 보이는 것으로, 입력전류에 있어서 큰 채터링이 발생됨을 알 수 있다. 이 경우 실험중 정격의 50% 부하(7Nm)를 정상 상태돌입 후 계통에 인가하였고 예측 부하량(T_{Lmin}, T_{Lmax})은 실제 부하량의 105%로, 파라미터 변동은 최대 10%로 가정하였다.

그림 4.5는 그림 4.4와 같은 부하조건에서 처음부터 적분보상상태를 스위칭 함수에 포함시킨 경우의 위치응답을 보이는 것으로, 정상상태 오차는 보이지 않지만 과도시 오버슈트가 위치 기준값의 50% 이상, 상승시간(rising time)은 약 0.8초 정도로 크게 발생되어 기존의 방식(그림 4.4)보다 오히려 과도시 제어성능이 저하됨을 알 수 있다.

그림 4.6, 4.7은 본 논문에서 제안된 비선형 스위칭 함수를 이용한 적분보상기법에 의하여 위치제어를 행한 경우의 실험결과를 보인다. 기준위치를 360°로 하고, 기준값과 위치응답 사이의 차이가 5°이내에 존재할 경우(ℓ) 0.5°의 옾셑(δ)을 두어 비선형 스위칭함수를 구성하였다. 실험 결과, 과도시 오버슈트 및 상승시간이 그림 4.5의 처음부터 적분 보상항을 계통에 포함시킨 경우와 비교하여 무시할 만하며, 정상상태 위치오차가 약 0.2° 이내로 나타나 엔코더의 분해능

(2000pulses/rev, 0.18°)을 고려할 때 최대 위치제어 정밀도를 얻고 있음을 알수 있다. 또한 그림 4.4와 비교하여 입력전류 채터링이 현저히 줄어든 모습을 볼 수 있다.

그림 4.8은 제안된 제어방식의 궤적 추종(Tracking) 성능을 보이기 위해 기준 위치 궤적을 정현적으로 변동시킨 경우의 실험 결과이다. 이 경우 전동기에 인가되는 부하는 (d)와 같이 회전방향에 따라 가변되는 형태를 갖는다. 실험 결과 약 0.5° 이내의 궤적추정오차를 나타내어 제안된 방식이 궤적 추종면에서도 비교적 우수한 성능을 보여주고 있음을 확인하였다.

5. 결 론

본 연구에서는 유도 전동기 위치제어시 정밀도 및 과도특성을 효과적으로 향상시킬 수 있는 새로운 제어기법을 적용하여 유도기 서보제어의 고성능화를 이루고자 하였다. 이를 위해 상태오차의 크기에 따라 구조가 가변되어 적분 보상시의 이득선정의 어려움을 피하고 오버슈트를 억제할 수 있는 비선형 스위칭 함수를 포함하고 가변구조 제어입력을 결정할 때 Reaching Law기법을 이용함으로써 리칭모드(Reaching Mode)시의 동특성 부여를 가능하게 하여 채터링 저감 특성을 높일 수 있는 새로운 적분 보상형 가변구조 제어기를 제안하였다. 제안된 방식에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행한 후, DSP(TMS320C31)를 주프로세서로 하고 IPM을 사용하여 전력변환장치로 하는 유도 전동기 벡터제어장치를 제작하여 실험을 행하였다.

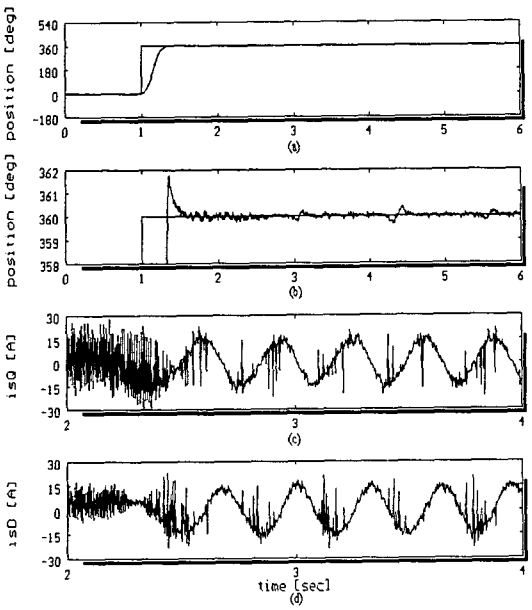


그림 4.4 스위칭 조건에 의해 제어입력을 구하는 종래의 VSC(부하 : 7Nm) : (a)위치응답 (b) 위치응답 (c)고정자 Q 축 전류응답 (d)고정자 D 축 전류 응답

Fig. 4.4 Conventional VSC using switching condition in control input calculation (load: 7Nm) : (a)position response (b)position response (c)stationary Q axis current response (d)stationary D axis current response

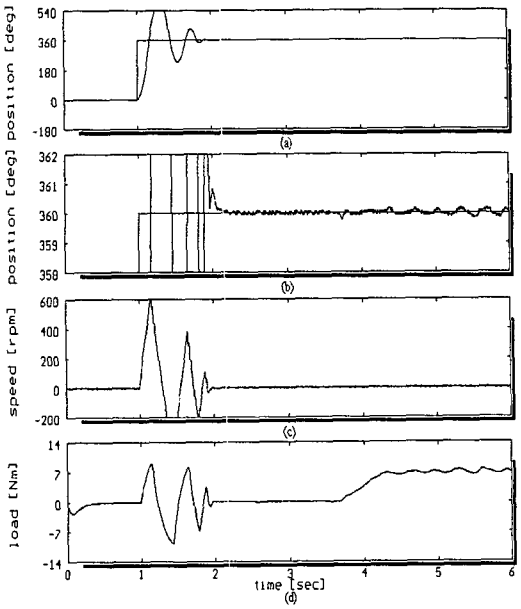


그림 4.5 처음부터 적분보상항을 스위칭 함수에 포함시킨 경우의 VSC(부하 : 7Nm) : (a) 위치응답 (b) 위치응답 (c) 속도 (d) 관측 부하

Fig. 4.5 VSC with integral compensation from initial state (load : 7Nm) : (a) position response (b) position response (c) speed (d) observed load

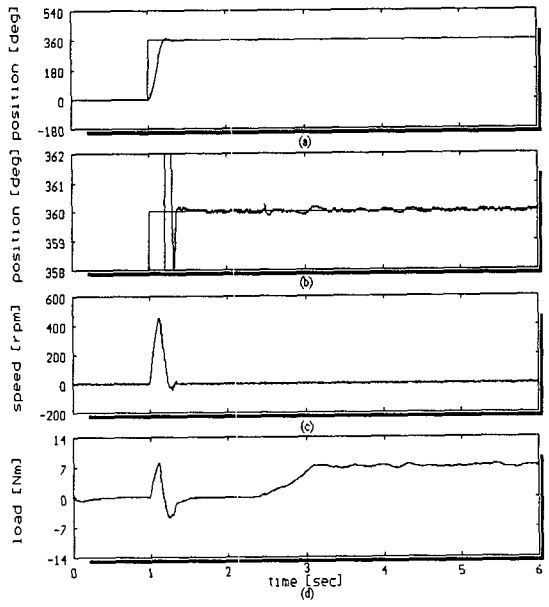


그림 4.6 비선형 스위칭 함수를 이용한 경우의 VSC ($l=5°$, $\delta=0.5°$, 부하 : 7Nm) : (a) 위치응답 (b)위치응답 (c) 속도 (d) 관측 부하

Fig. 4.6 VSC with nonlinear switching function ($l=5°$, $\delta=0.5°$, load : 7Nm) : (a) position response (b) position response (c) speed (d) observed load

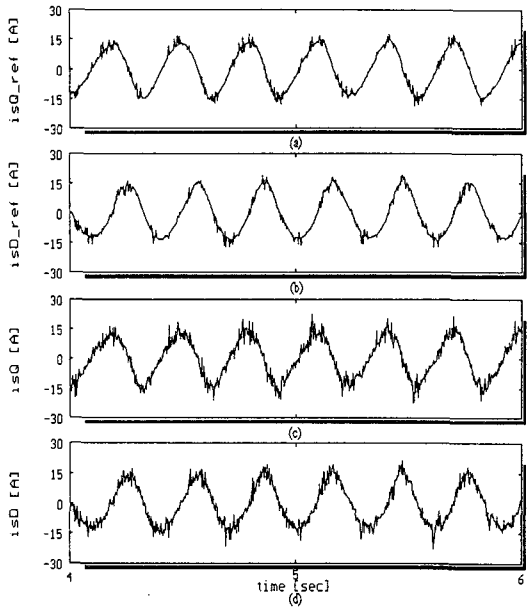


그림 4.7 그림 4.6의 경우에 대한 입력전류 : (a)고정자 Q축 전류 기준값 (b)고정자 D축 전류 기준값 (c)고정자 Q축 전류 (d)고정자 D축 전류

Fig. 4.7 Characteristics of input currents for the case of fig. 4.6 : (a) stationary Q axis current reference (b) stationary D axis current reference (c) stationary Q axis current (d)stationary D axis current

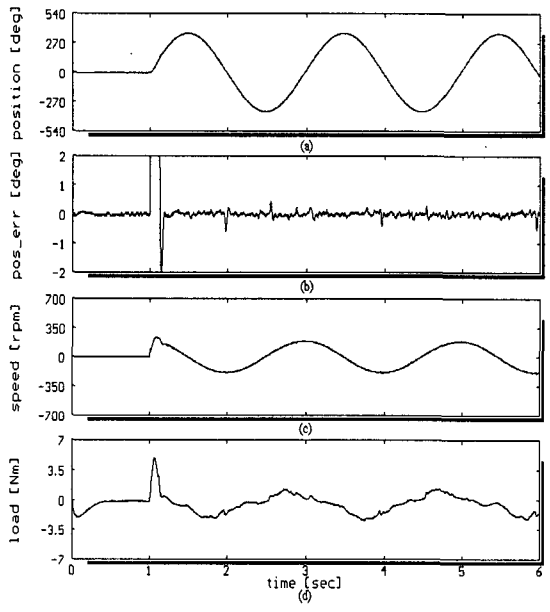


그림 4.8 위치궤적 추종제어 : (a)위치응답 (b)위치추종 오차 (c)속도 (d)관측 부하

Fig. 4.8 Position tracking control : (a)position response (b)position tracking error (c)speed (d)observed load

실험결과 50% 부하인가 상태에서 스텝기준위치에 대한 정상상태 위치오차가 약 0.2° 이내로 나타나 엔코더의 분해능(2000pulses/rev, 0.18°)을 고려할 때 최대 위치제어 정밀도를 나타냄을 확인하였고, 기준 위치를 정현적으로 변동시킨 경우에도 전체 위치궤적상에서 약 0.5° 이내의 추정오차를 나타내어 제안된 방식이 궤적 추종면에서도 비교적 우수한 성능을 보여주고 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] B. K. Bose, "Sliding Mode Control of Induction Motor", IEEE IAS, pp. 479-486, (1985)

[2] Park M. H. et. al., "Chattering Reduction in the Position Control of Induction Motor Using Sliding Mode", IEEE Trans. Pow. Elect., vol.6, no.3, pp. 317-327, (1991)

[3] J. Zhang and T. H. Barton, "Robust Control of an Induction Machine Drive with Optimal Sliding Mode Approach", IEEE IECON, pp.49-59, (1992)

[4] V. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives," IEEE Trans. Ind. Elect., vol.40, no.1, pp.22-35, (1993)

[5] M. H. Kang et. al., "Variable Structure Approach for Induction Motor Control - Practical Implementation of DSP", IEEE IECON, pp.50-55, 1994.

[6] T. L. Chern et. al., "An Optimal Variable Structure Control with Integral Compensation for Electrohydraulic Position Servo Control Systems", IEEE Trans. Ind. Elect., vol.39, no.5, 1992.

[7] J. H. Lee and M. H. Lee, "A New Variable Structure Controller Using Integral-Augmented Sliding Surface for BLDDSM Position Control with Prescribed Output Dynamics," Proc. 3rd Asia-Pacific Conference on Control & Measurement, Dunhuang-China, pp.197-202, (1998)

[8] W. Gao and J. C. Hung, " Variable Structure Control of Nonlinear System: A New Approach," IEEE Trans. Ind. Elect., Vol.40, no.1, pp.45-55, (1993)

[9] Texas Instrument, TMS32030 C Compiler Reference Guide

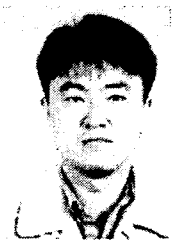
[10] E. R. Motto et. al., "A New Generation of Intelligent Power Device for Motor Drive Applications", IEEE IPEC, pp.1332-1338, (1993)

[11] A. Kawamura and H. Itoh, "Stability Analysis of the Disturbance Observer Based Sliding Mode CP Control", IIC-90-44, pp.19-28(in Japanese), 1990.

[12] S. Sangwangwanich et. al., "Design of Sliding Observer for Estimation of Rotor Flux of Induction Motors", IEE Japan Trans., vol.110-C, no.4, pp.279-288, (1993)

[13] D. Wuest et. al., "Space Vector-based Current Control Schemes for Voltage Source Inverters", IEEE PESC, pp.986-992, 1993.

저 자 소 개



강 문 호 (康 文 浩)

1964년 7월 13일생. 1998년 고려대 전기공학과 졸업. 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년~현재 선문대 기계및제어공학부 조교수

Tel : (041)530-2339, Fax : (041)530- 2981

E-mail : mhkang@sunmoon.ac.kr