

論文98-35T-9-7

유도전동기의 위치제어 시스템을 위한 가변구조제어기의 떨림저감 (Chattering Reduction of Variable Structure Controller for Position Control System of Induction Motor)

金永祖*, 金炫中*

(Young-Jo Kim and Hyun-Jung Kim)

요 약

가변구조 제어기는 이론적으로 빠른 응답특성을 가지며 오버슈트가 없고 외란이나 파라미터 변동에 강인한 제어기로 알려져 왔다. 그러나 가변구조 제어기는 모델링과정에서 무시된 플랜트의 고주파 동특성을 여기할 수 있고, 또 시스템을 구성하는 소자들에 손상을 줄 수 있는 채터링현상이 발생하기 때문에 산업현장에서 널리 적용되지 못하고 있다. 본 논문에서는 채터링을 저감시키기 위한 개선된 가변구조 제어기를 제안하고 유도전동기의 위치제어에 적용한다. 기존의 가변구조 제어기는 한 개의 스위칭면을 중심으로 고주파 스위칭을 행하여 시스템의 구조를 절환한 반면에, 개선된 가변구조 제어기는 한 개의 면 대신 슬라이딩 영역을 이루기 위해 두 개의 스위칭면을 가지며 이 영역 내에서 저주파 스위칭으로써 시스템 구조를 절환하게 된다. 그러므로 제안된 알고리즘은 기존의 가변구조 제어기가 가지는 빠른 응답성이나 강인성을 유지하면서 고주파 채터링을 저감시키는 특징을 가지며 전동기정수 변동에도 양호하게 동작하고 있다. 제안하는 제어기의 타당성을 확인하기 위해 실험을 행하였다.

Abstract

It has been known that variable structure control(VSC) has theoretically powerful control technique of providing fast response, no overshoot, and very robust control with respect to system parameter variations and disturbances. However, the technique has not become more widely extended in the industrial circles because chattering phenomenon which may excite high-frequency unmodelled plant dynamics and damage to system components exists. In this paper, a modified variable structure control(MVSC) is developed to alleviate these problems which are applied to the position control of induction motor. While the conventional VSC makes the structure of the system change with high-frequency switching on the center of the one switching surface, in the MVSC two switching surfaces are used to establish a sliding sector. The structure of the system will be changed with low-frequency switching. Therefore, the proposed algorithm has the properties of reducing chattering, retaining the benefits achieved in the conventional VSC, and working even under the influences of parameter variations. Experimental results show the effectiveness of the control strategy proposed here for the position control of induction motor.

* 正會員, 柳潭大學 制御計測科

(Dept. of Control & Instrumentation, Yuhan College)

※ 본 연구는 유한대학 산업과학기술연구소의 연구비 지원에 의하여 조성된 것임.

接受日字: 1998年8月29日, 수정완료일: 1998年9月23日

I. 서론

산업계의 각종 기계 및 플랜트에 있어서 정밀한 속도제어, 위치제어, 급가감속운전 등을 필요로 하는 용도에 유도전동기에 의한 구동제어 기술의 고도화 및 정밀화가 요구되고 있다. 이에 부응하기 위해 벡터제

어 이론을 적용한 인버터 구동 유도전동기 시스템이 고성능 동력원으로서 산업계에 폭넓게 응용되고 있으며, 특히 CNC 동작기계, 엘리베이터, 로봇틱스와 같은 제어시스템에서 정밀한 위치제어성능을 요구하고 있다. 전동기의 위치제어나 로봇제어와 같이 파라미터나 외란의 변동에 둔감한 특성을 요구하는 시변 제어시스템에 있어서는 가변구조제어(Variable Structure Control, 이하 VSC)가 주목을 받아오고 있다. VSC는 슬라이딩면(Sliding Surface)을 중심으로 시스템의 구조를 전환하여 목표치로 수속하게 되므로 시스템의 궤적이 일단 슬라이딩면에 도달하게 되면 계속 그 면 상에 남아있게 되고, 슬라이딩면을 정의하는 방정식에 의해 지배를 받게 된다. 따라서 VSC는 파라미터 변동이나 외란에 대해서 강인한 특성을 갖게 된다. 또한 VSC는 제어기의 설계가 용이하고, 구현이 간단하며 시스템에 대한 정확한 정보를 알 필요가 없다는 등의 장점을 가지고 있다^{[1] [2] [3] [4]}. 그러나 VSC를 이용한 실제 시스템에서는 제어시스템의 스위칭 속도와 제어 지연, 히스테리시스, 속도검출기의 한계 등으로 채터링 현상이라는 문제점이 발생하여 산업현장의 적용을 어렵게 하고 있다.

이러한 채터링을 제거하기 위해 많은 연구가 행하여지고 있는데 J. C. Hung는 시스템의 입력 측에 1차원의 확장된 회로를 도입하여 채터링을 저감시키는 방법과 퍼지 적응제어를 적용하여 채터링을 저감하는 방법을 제안하였다^[5]. 퍼지 적응제어는 외란 관측기와 퍼지 결정기를 이용하여 오차의 크기에 따라 signum 항의 크기를 조정하는데 이 방법은 연산량이 많아져서 소프트웨어의 부담이 증가한다는 단점을 가진다. A. Consoli 등은 슬라이딩면을 중심으로 강인성과 채터링 저감 사이의 타협에 의해 선택된 일정한 폭을 갖는 히스테리시스 밴드를 설정하고 그 영역 내에서는 제어입력을 연속화하기 위해 적응속도제어기를 이용하는 방법을 제안하였다^[6]. 그러나 이 경우 또한 제어시스템의 구현이 상당히 복잡해지는 단점을 가지고 있다. F. J. Chang 등은 VSC를 두 가지 상태로 분할하여 hitting phase에서는 큰 이득을 사용하여 스위칭면에 도달하는 시간을 감소시키고 sliding phase에서는 적응제어를 이용하여 채터링을 저감시키는 방법을 제안하였다^[7]. 이 경우는 hitting phase와 sliding phase 사이에서 제어법칙을 전환하기 위해 예측하여야 하므로 구현이 복잡해지는 단점이 있다.

Harashima씨 등은 슬라이딩모드 제어기의 불연속적인 입력을 필터 또는 평활함수를 사용하여 연속화하는 방법을 제안하였으나^[8] 이 방법은 강인성이 약해지게 된다.

따라서 본 논문에서는 기존의 VSC가 슬라이딩면을 설정하고 제어시스템이 저주파 스위칭으로도 제어가 용이하도록 슬라이딩면 대신 슬라이딩영역을 설정하여 이 영역 내에서 시스템의 상태가 가변되도록 하여 채터링을 저감시킬 수 있는 개선된 가변구조 제어기(Modified Variable Structure Controller, 이하 MVSC)를 제안하고, 전동기정수 변동에 영향을 받지 않고 안정하게 동작할 수 있도록 동일차원 2차자속 관측기를 구성하여 유도전동기의 위치제어 시스템에 적용시킨다. 제안된 방법은 32비트 부동소수점 연산이 가능한 TMS320C31 DSP 칩을 이용한 실험을 통해 제안된 알고리즘의 타당성을 확인하였다.

II. 기존의 가변구조 제어

가변구조 제어는 시스템 상에서 미리 설정한 스위칭면으로 비선형 시스템의 상태를 이끌며(reaching mode), 스위칭면에 도달한 후 시스템의 상태가 그 면 상에서 목표점(원점)으로 향하여 진행하도록 고속의 스위칭 제어법칙이 사용된다(sliding mode)^{[1] [2] [3]}. 여기서 설정된 시스템의 동특성은 이 면의 기울기에 의하여 결정된다. 상태공간상에서 가변구조 제어기에 의한 시스템상태의 움직임은 그림 1에 보여진다.

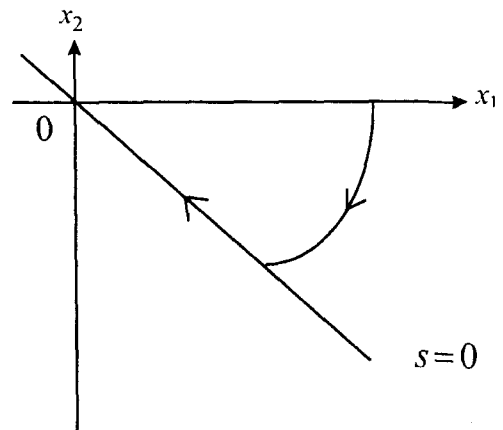


그림 1. 기존의 가변구조제어

Fig. 1. Conventional variable structure control.

일반적인 경우 가변구조 제어기에 의한 위치제어 시스템의 상태방정식은 다음 식과 같이 표현된다.

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

$X : n \times 1$ 상태벡터, $u : 1 \times n$ 스칼라 제어입력

$A : n \times n$ 벡터, $B : n \times 1$ 벡터

가변구조 제어기가 단일 슬라이딩면을 갖는 경우 면 s 는 다음과 같이 정의한다.

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

$C : 1 \times n$ 벡터

여기서 C 는 슬라이딩면의 기울기로서 시스템의 성능을 결정하며 안정된 설계가 요구된다. 또한, $s = 0$ 인 면을 기준으로 시스템의 구조를 전환시키는 불연속적인 제어입력 u 는 다음과 같다.

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

위 식으로부터 슬라이딩면 s 를 시스템의 상태가 정확하게 따라가기 위해서는 제어입력의 전환이 매우 빨라야 함을 알 수 있다. 이때 슬라이딩모드가 존재하기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \dot{s} < 0 \quad (4)$$

즉, 위와 같은 조건이 만족하여야만 시스템의 상태 궤적은 슬라이딩면에 도달하게 되며 따라서 슬라이딩모드가 존재하게 된다.

가변구조 제어기는 다음과 같은 장점이 있다.

- 파라미터 변동과 외란에 강인하다.
- 빠른 동적 응답을 가진다.
- 대상 플랜트에 대해 제어기의 적용이 용이하다.
- 고정밀도 및 오버슈트 없이 제어가 설계가 가능하다.

그러나 실제의 구현에서는 다음과 같은 문제가 발생된다.

- 이상적인 슬라이딩모드가 발생되지 않는다.
- 슬라이딩면을 기준으로 고주파와 채터링현상이 나타난다.

- 채터링에 의한 시스템이 불안정하다.
- 기계 및 전기적 소자에 피로(stress)를 야기시킨다.

III. 개선된 가변구조 제어

이상적인 경우 슬라이딩모드가 일어나기 위해서는 무한대에 이르는 제어입력의 스위칭이 요구되어지나 이것은 실현이 불가능하므로 이를 피할 수 있는 방법으로 MVSC의 기본개념은 다음과 같다^[9]. 식 (1)과 같은 시스템에서 식 (2) 대신에 그림 2와 같이 두 개의 스위칭면을 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{cases} s_1 = C_1 X \\ s_2 = C_2 X \end{cases} \quad (5)$$

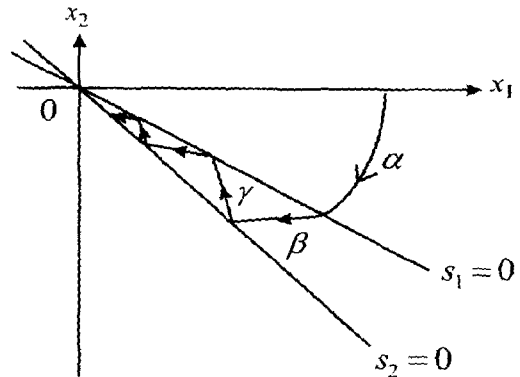


그림 2. 개선된 가변구조제어

Fig. 2. Modified variable structure control.

이 두 면 사이의 영역을 슬라이딩영역(Sliding Sector)이라 부르며 시스템상태가 이 영역 안에서 움직이도록 제어입력이 변화된다. 슬라이딩영역(Sliding Sector)은 다음과 같이 정의되어질 수 있다.

$$\{X : s_1 < 0 \cap s_2 > 0\} \quad (6)$$

그림 2에서와 같이 상태공간상에서 플랜트의 상태 궤적은 두 면에 의해 각각 다른 움직임을 갖는 세 가지 상태 궤적 α, β, γ 부분이 나타난다. 각 부분에서의 움직임은 다음과 같다.

i) α 부분: $s_1 \cdot s_2 > 0$ 인 영역으로 Representative Point (RP)는 슬라이딩영역 밖에 위치하며 이 부분은

기존의 가변구조 제어기에서의 reaching mode와 동일하다. 따라서 임의의 초기점에서 RP는 항상 슬라이딩영역으로 향한다.

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

iii) γ 부분: RP는 $s_1 \cdot s_2 > 0$ 인 영역에서 $s_2 = 0$ 인 면을 지나 $s_1 \cdot s_2 < 0$ 인 영역으로 들어오고 이 때의 상태궤적은 $s_2 = 0$ 인 면에서 멀어지며 $s_1 = 0$ 인 면으로 접근함과 동시에 RP는 원점을 향한다. 이와 같이 각 부분에서의 조건을 만족하며 상태가 움직이도록 제어입력이 변화한다면 MVSC는 슬라이딩영역 내에서 제어법칙의 스위칭 주파수가 낮은 상태로 목표치인 원점에 도달하게 된다.

IV. 개선된 가변구조 제어기를 이용한 위치제어기의 설계

위치제어를 위한 시스템 상태방정식은 전동기의 운동방정식으로부터 다음과 같이 변화시켜 정의한다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -K_i/J \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J \end{bmatrix} T_i \quad (7)$$

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

ω : 회전자의 각속도 [rad/sec] θ : 기계각

K_i : 토오크 상수 J : 관성모멘트

D : 점성마찰계수 T_i : 부하토크

i_T : 토오크분전류이다.

이 시스템의 슬라이딩영역은 다음 두 면 사이의 영역으로 정의된다. 식 (5)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$s_i = C_i X = c_i x_1 + x_2 \quad (8)$$

$$C_i = [c_i \quad 1] \quad i = 1, 2$$

등가 제어 법칙으로부터 슬라이딩면 상에서는 $\dot{s}_i = 0$ 이며 이 면 상에서 시스템 상태가 머무를 때

폐루프 시스템은 안정해야만 한다. 이 때의 제어입력을 U_{eq} 라 하고 식(1)과 (8)로부터 이를 구하면

$$\dot{s}_i = C_i \dot{X} = C_i (AX + BU_{eq}) = 0 \quad (9)$$

$$U_{eq} = -(C_i B)^{-1} C_i A X = G_i X \quad (10)$$

단, $G_i = -(C_i B)^{-1} C_i A$ 이다.

또한 $s_i = 0$ 인 면 상에서 시스템의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{X} = AX + BU_{eq} = (A + BG_i)X \quad (11)$$

식 (11)의 특성방정식의 고유치가 부(負)에 있도록 C_i 를 설정한다.

$$\bar{A} = A + BG_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{J}(D - K_i c_i + \frac{K_i D}{J}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$|sI - \bar{A}| < 0 \quad (13)$$

식 (13)이 만족되면 시스템은 슬라이딩면 상에서 안정하며 위 식으로부터 c_i 의 조건을 구하면 다음 식과 같다.

$$c_i < \frac{D}{K_i} (1 + \frac{K_i}{J}) \quad (14)$$

그러므로 슬라이딩면을 설정할 때 식 (14)가 만족되도록 면을 설정한다. 이 제어기에서의 제어법칙 $u (= i_{ref})$ 는 다음과 같다.

$$u = \phi_1 x_1 + \phi_2 x_2 + \phi_3 \quad (15)$$

단, $\phi_3 = K \operatorname{sgn}(s_i) \quad i = 1, 2$

그림 3에서와 같이 상태의 움직임은 각기 세부분에서의 제어 이득이 모두 다르므로 각 이득들에 대하여 살펴본다.

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

은 조건을 얻는다.

$$\begin{cases} \phi_1 > 0 & \text{if } x_1 \cdot s_1 > 0 \\ \phi_1 < 0 & \text{if } x_1 \cdot s_1 < 0 \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \phi_2 > \frac{I}{K_t} (c_1 - \frac{D}{J}) & \text{if } x_2 \cdot s_1 > 0 \\ \phi_2 < \frac{I}{K_t} (c_1 - \frac{D}{J}) & \text{if } x_2 \cdot s_1 < 0 \end{cases} \quad (17)$$

$$K > \frac{T_I}{K_t} \operatorname{sgn}(s_1) \quad (18)$$

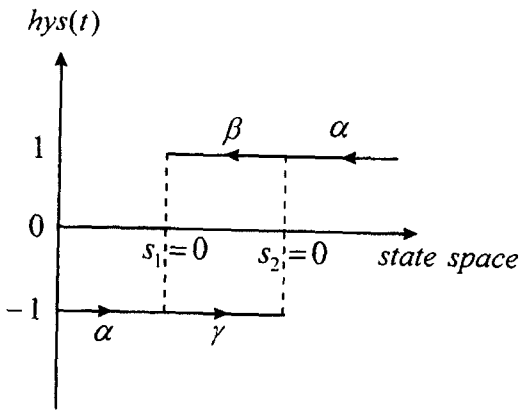


그림 3. 히스테리시스 함수
Fig. 3. Hysteresis function.

제어법칙에서 ϕ_3 는 외란을 보상하기 위한 항으로 sgn 함수에 의한 채터링을 억제할 목적으로 이 후에는 제어입력 u 에 sgn 함수 대신 saturation 함수를 쓴다. 즉

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1 & \text{if } s > 0 \\ 0 & \text{if } s = 0 \\ -1 & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (19)$$

$$\operatorname{sat}(s) = \frac{s}{|s| + \delta} \quad (20)$$

δ : 작은 양의 상수

한편 슬라이딩영역 내의 두 부분, 즉 β 부분과 γ 부분은 서로 교대로 시스템상태의 움직임이 변화하므로 이들을 구분하기 위해 hysteresis 함수를 도입하며 이를 그림 4에 나타내었다.

$$h_{ys}(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } s_1 \cdot s_2 > 0 \text{ and } |s_1| < |s_2| \\ -1 & \text{if } s_1 \cdot s_2 > 0 \text{ and } |s_1| > |s_2| \\ h_{ys}(t - \Delta t) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

Δt : 샘플링 시간

슬라이딩영역 내에서 시스템상태는 $h_{ys}(t)=1$ 일 때 β 부분이 움직이고 $h_{ys}(t)=-1$ 일 때 γ 부분이 움직이므로 $h_{ys}(t)$ 는 시스템 구조를 변화시켜 주는 기준이 된다. β 부분과 γ 부분에서의 시스템상태의 움직임은 2차 시스템의 위상궤적을 이용하여 외란을 무시한 시스템의 고유치를 적절히 선정하므로써 원하는 시스템 상태의 움직임을 얻을 수 있다. 식(7)과 (10)으로부터 페루프 시스템의 상태방정식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\ddot{x}_1 + (\frac{K_t \cdot \phi_2}{J} + \frac{D}{J}) \dot{x}_1 + \frac{K_t \cdot \phi_1}{J} x_1 = 0 \quad (22)$$

이때 특성근은 아래와 같다.

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2} [-(\frac{K_t \cdot \phi_2}{J} + \frac{D}{J}) \pm \sqrt{(\frac{K_t \cdot \phi_2}{J} + \frac{D}{J})^2 - \frac{4K_t \cdot \phi_1}{J}}] \quad (23)$$

β 부분에서는 페루프 시스템의 고유치가 실수이며, $\lambda_1 < \lambda_2 < 0$ 이 되도록 ϕ_1, ϕ_2 의 조건을 구하면

$$\phi_1 > 0 \quad (24)$$

$$\phi_2 > -\frac{D}{K_t} + \sqrt{\frac{4J\phi_1}{K_t}} \quad (25)$$

이고 이를 만족하는 $\phi_1 = \beta_1, \phi_2 = \beta_2$ 를 얻는다.

또한 γ 부분에서는 시스템의 고유치가 실수이며, $\lambda_1 < 0 < \lambda_2$ 이고 $|\lambda_1| < |\lambda_2|$ 가 되도록 ϕ_1, ϕ_2 의 조건을 구하면

$$\phi_1 < 0 \quad (26)$$

$$\phi_2 > -\frac{D}{K_t} \quad (27)$$

이고 이를 만족하는 $\phi_1 = \gamma_1, \phi_2 = \gamma_2$ 를 얻는다. 결과적으로 이득조건은 다음과 같다.

i) α 부분 : $s_1 \cdot s_2 > 0$

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_{11} & \text{if } x_1 \cdot s_1 > 0 \\ \alpha_{12} & \text{if } x_1 \cdot s_1 < 0 \end{cases} \quad (28)$$

$$\psi_2 = \begin{cases} \alpha_{21} & \text{if } x_2 \cdot s_1 > 0 \\ \alpha_{22} & \text{if } x_2 \cdot s_1 < 0 \end{cases} \quad (29)$$

$$\psi_3 = K \text{sat}(s_1) \quad (30)$$

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

$$\psi_1 = \beta_1 \quad (31)$$

$$\psi_2 = \beta_2 \quad (32)$$

$$\psi_3 = K \text{sat}(s_2) \quad (33)$$

이 때의 상태움직임은 s_2 를 향하므로 ψ_3 는 s_2 에 의하여 결정된다.

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

$$\psi_1 = \gamma_1 \quad (34)$$

$$\psi_2 = \gamma_2 \quad (35)$$

$$\psi_3 = K \text{sat}(s_1) \quad (36)$$

이 때의 상태움직임은 s_1 를 향하므로 ψ_3 는 s_1 에 의하여 결정된다.

V. 시스템의 구성

전체적인 시스템 블록도는 그림 4와 같이 구성한다. 회전자속을 직접 검출하지 않고 고정자 좌표계상에서의 동일차원 2차 자속관측기^[10]를 이용하여 자속의 위상각을 추정한다.

개선된 가변구조제어기를 이용하여 유도전동기의 위치제어의 타당성을 검토하기 위하여 그림 5와 같이 시스템을 구성하였다. 하드웨어를 간략화하기 위하여 인버터를 제외한 모든 알고리즘은 소프트웨어로 구성하고 프로세서는 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 32비트 부동소수점 연산이 가능한 TMS320C31 DSP를 사용하였다. DSP에서의 총 연산시간은 대략 130 μ sec내외 정도가 소요되었는데 샘플링 시간을 일정하게 유지하기 위해 140 μ sec로 타이머 인터럽트를

이용하여 제어를 행하였다. 디지털 입출력을 위해 PPI 8255를 사용하였고, 아날로그 입출력을 위해 D/A, A/D 변환기를 사용하였다. 위치정보는 6000 (pulse/rev)의 펄스 엔코더를 4채배하여 16비트 카운터를 통하여 입력하였고 현재속도는 위치신호를 미분하여 사용하였다. 제안된 알고리즘에 의해 출력되는 고정자전류지령은 D/A 변환기를 통하여 DSP로부터 출력된다. 제안한 제어법의 타당성을 확인하기 위하여 실험을 행하였다. 그리고 비교·평가를 위해 기존의 가변구조 제어기와 개선된 가변구조 제어기 두 종류의 제어기에 대하여 실험을 행하였다. 실험에 사용된 전동기의 정수 및 제어이득은 표 1에 나타냈다.

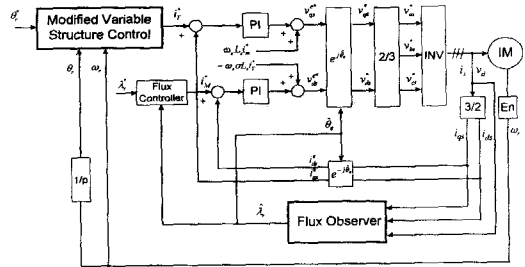


그림 4. 제어시스템 블록도
Fig. 4. Control system block diagram.

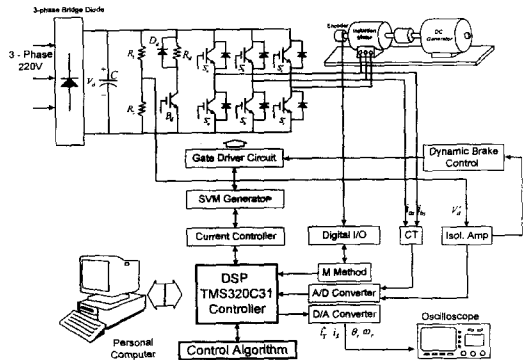


그림 5. 하드웨어 구성도
Fig. 5. Hardware configuration.

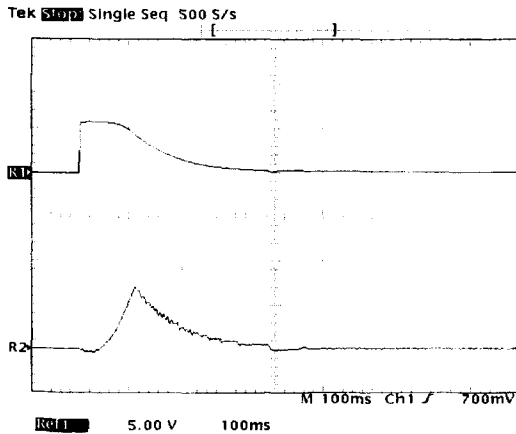
그림 6과 7은 각각 기존의 가변구조 제어기(VSC)와 개선된 가변구조 제어기(MVSC)의 위치제어와 속도를 나타낸 파형이고, 그림 8과 9는 위상평면상에서의 상태궤적을 나타낸 것이다. 지령치는 2π [rad]으로 두 경우 모두 양호하게 추종됨을 볼 수 있다. 여기서 MVSC의 경우 속도 파형에 진동이 일어나고 있는데 이것은 슬라이딩 영역 내에서 스위칭을 행하고 있기

때문에 나타나는 현상으로 슬라이딩 영역의 폭을 줄임으로써 개선이 가능하다. 그림 10와 11은 두 경우의 토크분 지령전류 i_T^* 와 실제전류 i_{as} 를 보인것이다. VSC의 경우 과도상태 초기의 토크분 지령전류는 슬라이딩면에 도달하기 위하여 최대전류가 흐른 후 슬라이딩면을 중심으로 고주파의 스위칭이 이루어지는 것을 볼 수 있다. 그러나 MVSC의 경우 슬라이딩 영역 내에서는 저주파로 시스템이 구조변화를 일으키므로 제어입력에는 저주파의 스위칭만이 일어나고, 전류파형의 채터링이 다소 개선되어졌음을 알 수 있다. 이와같이 실험을 통하여 제안한 제어기와 기존의 제어기를 비교, 평가함으로써 제안하는 제어기의 타당성을 확인하였다.

표 1. 전동기 정수 및 제어 이득

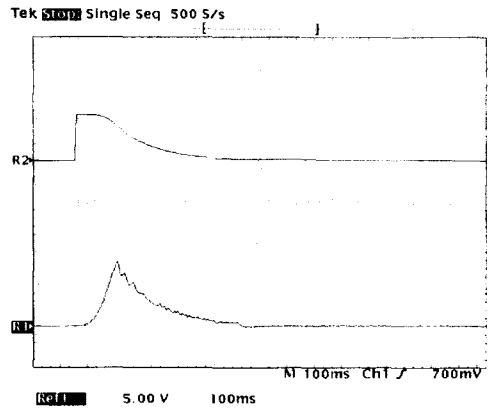
Table 1. Motor parameters and control gains.

Motor Parameters		Control Gains	
380V/8.3A/2.2KW/4pole		C1 = 100	$\gamma 1 = -0.8$
R_r	0.52 Ω	C2 = 120	$\gamma 2 = 0.005$
R_s	1 Ω	$\alpha 11 = 8$	$\beta 1 = 0.005$
L_s	110 mH	$\alpha 12 = -2$	$\beta 2 = 0.07$
L_r	103 mH	$\alpha 21 = 0.1$	K = 0.002
M	103 mH	$\alpha 22 = -0.08$	$\delta = 0.1$
J	0.009 Nms ²	Observer gain : k = 1.2	
D	0.15 Nms		



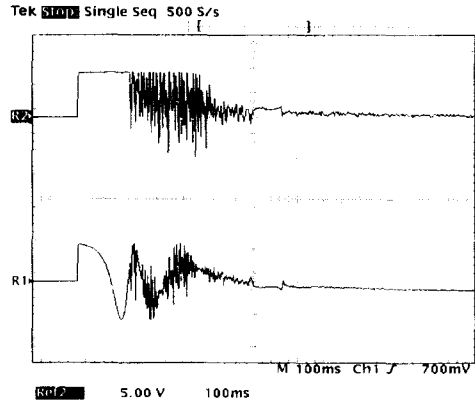
[5.4 rad, 375 rpm, 100msec/div]

그림 6. VSC의 위치오차와 속도
Fig. 6. Position error and speed of VSC.



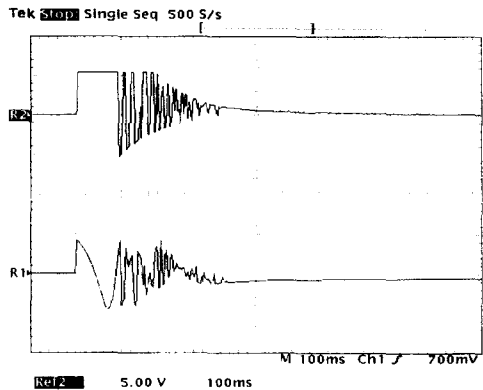
[5.4 rad, 375 rpm, 100msec/div]

그림 7. MVSC의 위치오차와 속도
Fig. 7. Position error and speed of MVSC.



[13.6A, 100msec/div]

그림 8. VSC의 i_T^* 와 i_{as}
Fig. 8. i_T^* and i_{as} of VSC.



[13.6A, 100msec/div]

그림 9. MVSC의 i_T^* 와 i_{as}
Fig. 9. i_T^* and i_{as} of MVSC.

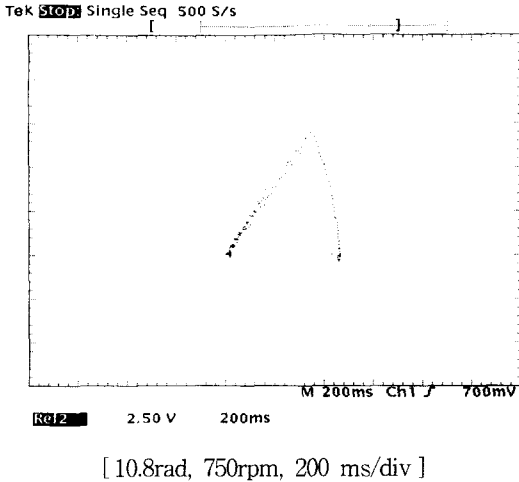


그림 10. VSC의 위상궤적
Fig. 10. Phase trajectory of VSC.

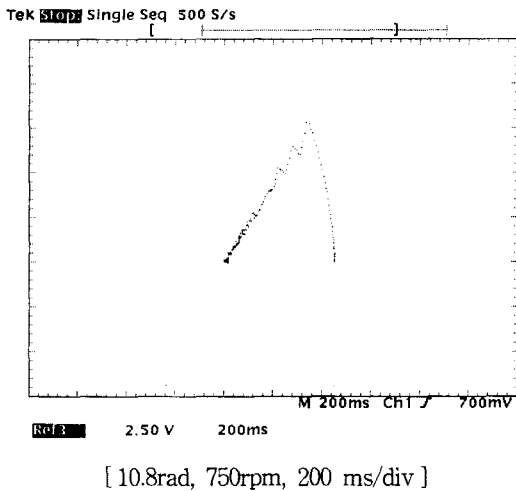


그림 11. MVSC의 위상궤적
Fig. 11. Phase trajectory of MVSC.

VI. 결 론

개선된 가변구조제어기를 이용하여 유도전동기의 위치제어의 타당성을 검토하기 위하여 32비트 부동소수점 연산이 가능한 TMS320C31 DSP칩을 사용하였다. 본 논문에서는 채터링을 저감시키기 위한 개선된 가변구조 제어기를 제안하고 전동기정수 변동에 견실성을 확보하기 위하여 동일차원 2차자속 관측기를 적용하였다.

실험을 행한 결과 다음과 같은 결과를 얻을 수 있

었다.

- 1) 개선된 가변구조제어기를 유도전동기의 위치제어에 적용하여 제어법의 타당성과 가능성을 확인하였다.
- 2) 기존의 가변구조 제어기는 한 개의 스위칭면을 중심으로 고주파 스위칭을 행하여 시스템의 구조를 절환한 반면에, 개선된 가변구조 제어기는 두 개의 스위칭면 내에서 저주파 스위칭을 함으로써 고주파 채터링을 저감시키는 것이 가능하였다.
- 3) 제안된 알고리즘은 기존의 가변구조 제어기가 가지는 빠른 응답성과 강인성을 유지하면서 동시에 오버슈트가 없는 제어가 가능하였다.
- 4) 2차 자속을 추정하기 위하여 동일차원 2차자속 관측기를 적용함으로써 전동기정수 변동에도 양호하게 동작할 수 있었다.

따라서 제안하는 제어기는 고성능의 안정적인 제어를 갖는 각종 기계의 정밀한 위치제어를 필요로 하는 용도에 적용할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] U. Itkis, Control Systems of Variable Structure, Halsted press, 1976.
- [2] V.I. Utkin, "Variable Structure System with Sliding Modes", IEEE Trans. AC., Vol. AC-22, pp.212-222, 1977.
- [3] C. Namuduri, Paresh. sen, "A Servo-Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor(SCSM) with Sliding Mode Controller", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No.2, pp.283-295, 1987.
- [4] F. Harashima, "MOSFET Converter-Fed Position Servo System with Sliding Mode Control", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-32, No.3, pp.238-244, 1985.
- [5] J.C. Hung, "Chattering Handling for Variable Structure Control Systems", IECON, pp.1968-1971, 1993.
- [6] A. Consoli, "Experimental Low-Chattering Sliding-Mode Control of A PM Motor Drive", EPE FIRENZE, pp.1/013-1/018, 1991.
- [7] F.J. Chang, "Adaptive chattering alleviation of variable structure systems control" IEE. Proc., Vol.137, Pt.D., No.1,

- pp.31-39, 1990.
- [8] H. Hashimoto, "Variable Structure Approach for Brushless Servo Motor Control", IECON, pp.1169-1179, 1987.
 - [9] Kuo-kai Shyu, "A Modified Variable Structure Controller", Automatica, Vol.28, No.6, pp.1209-1213, 1992.
 - [10] Hisao Kubota, Kouki Matsue, "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability" T.IEE Japan, vol.111-D, No.3, '91, pp188-194
 - [11] P. Vas, Vector Control of AC Machines, Clarendon press, Oxford, 1990.
 - [12] Wan-sik You, Young-seok Kim, "A Position Control of Brushless DC Motor with Modified Variable Structure Controller", KIEE Trans., Vol.44, No.4, pp.429-437, 1995.

저 자 소 개



金永祖(正會員)
 1950年 11月 8日生. 1972년 인하대
 공대 전기공학과 졸업. 1986년 단국
 대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현
 재 유한대학 제어계측과 부교수



金炫中(正會員)
 1964年 5月 23日生. 1989년 인하대
 공대 전기공학과 졸업. 1995년 인하
 대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현
 재 유한대학 제어계측과 조교수