

가변 구조 제어를 이용한 AC 서보 모터의 고성능 제어

Variable Structure Control of AC Servo Motors for High Performance

김정호, 은용순, 조동일
(Jung-ho Kim, Yongsoon Eun, Dong-il Cho)

Abstract : A variable structure controller is developed for an AC servo motor used in CNC milling machines. The designed controller is implemented as an outer loop controller to a factory designed motor-servopack system. The robustness parameter is tuned for a fast response when the speed tracking error is large, while it is tuned for small oscillations when the speed tracking error is small. The designed controller is installed on a CNC machine using a PC. Cutting experiments show improved performance over the factory-designed controller.

Keywords : variable structure control, sliding mode, AC servo motor, milling experiment

I. 서론

CNC (Computer Numerical Control) 공작 기계는 크게 서보 시스템(servo system)을 기반으로 한 기계적 부분과 이를 고속, 고정밀로 제어하기 위한 제어기 부분으로 나눌 수 있다. 서보 시스템은 공작물을 가공하기 위해서, 가공물을 올려놓고 평면 운동을 행하는 x축, y축 모터, 공구의 절삭 위치를 조절하는 z축 모터, 공구를 고속으로 회전시키는 스피들(spindle) 모터, 공구를 공급하여 주는 ATC (Automatic Tool Changer) 모터로 크게 나눌 수 있다. 제어기 부분은 사용자가 원하는 공작물을 얻을 수 있도록 이들 모터들을 이용하여 공구나 가공물의 속도, 위치를 정밀하게 제어하는 것이다.

과거에는 CNC의 서보 시스템의 구동 장치로 주로 DC 모터가 사용되었다. DC 모터는 가변속 제어가 용이하고, 토크(torque)가 전류에 비례하여, 넓은 범위에서 선형 제어가 가능하였기 때문이다. 그러나, DC 모터는 전력 변환을 해주기 위해서 브러시와 정류자가 필요하며, 이는 구조적으로 복잡하여 정기적인 보수를 필요로 하게 된다 [1]. 이에 반하여 AC 서보 모터는 브러시와 정류자를 반도체 스위치로 대체한 것으로 DC 모터에 비해서 효율이 좋고, 또한 속도에 대한 토크 응답 특성이 우수하다. 특히, AC 동기(synchronous) 모터는 AC 모터의 일종인 유도 모터(induction motor)에 비해서, 똑같은 전류의 크기로 더 큰 토크를 얻을 수 있기 때문에 전력 효율이 우수하다. 또, 최근의 연구 결과[2]에 의하면, 영구 자석을 이용한 AC 동기 모터는 유도 모터나 권선형 모터(wound-rotor motor)에 비해서 관성에 대한 토크비(torque-to-inertia ratio) 및 전력 밀도(power density)가 높다. 이러한 장점으로 인해서, AC 동기 모터는 CNC 공작 기계의 서보 시스템으로 많이 이용되고 있다. 따라서, 정밀한 CNC 공작 기계를 제작하기 위해서는 AC 서보 모터의 고정밀, 고성능 제어가 필수적이라 말할 수 있다.

제어기 부분은 서보 모터들을 이용하여 선반이나 공구의 위치와 속도를 정밀하게 제어하는 역할을 한다. 보통 CNC에서 모터를 제어할 때는 모터의 동력학 방정식을 이용하여 전류나 토크를 제어기가 직접 다루어서 모터의 위치와 속도를 제어한다. 제어기의 설계 방식으로는 일반적으로 비례제어 또는 비례-적분제어 방법을 많이 사용한다. 그 외에 [15-16]에서는 피드백 선형화(feedback linearization)기법을, [1

7]에서는 최적제어기법을 이용해 AC 모터를 제어했다. 또한, 견실성을 높이기 위해 [19-20, 27-28]에서는 가변구조제어(Variable structure control)기법을 이용했고, [26]에서는 가변구조제어기에 외란 관측자를 사용하였으며, [21-25]에서는 가변구조제어기법과 퍼지이론을 함께 적용하였다. [14]에서는 적분-비례제어에 외란 관측자를 추가했고, [18]은 외란 관측자를 사용해 부하 토크를 추정하고 앞먹임 제어로 이를 보상하여 견실성을 높였다.

이와 같이 여러 가지 제어 이론을 적용한 사례가 있으나, 실제 널리 쓰이는 Yaskawa 모터나 Fanuc 모터의 경우 비례-적분제어 또는 적분-비례제어방법이 사용되고 있다. 이와 같이 간단한 제어방법으로 AC 모터의 제어가 가능한 이유는 AC 모터의 모델이 잘 알려져 있기 때문에 이득 값을 잘 조정하여 원하는 성능을 구할 수 있기 때문이다. 그러나, 피삭물을 가공할 때에 걸리는 부하, 주변환경 변화에 대한 민감도 등의 외란은 모델링이 불가능하고, 따라서 외란에 대한 성능 보상이 용이하지 않다. 본 논문은 외란에 의한 성능 저하를 작게 할 수 있도록, 가변구조제어방법을 사용하여 제어기를 설계하였다. 견실성계수(robustness parameter)를 가변구조로 하여 빠른 응답속도와 정밀제어가 동시에 가능하도록 제어기를 설계하였고, 설계된 제어기를 CNC 밀링 머신에 장착하고 실제 가공실험을 통해 그 성능을 검증하였다.

II. AC 모터와 서보팩의 모델링

본 연구에 이용된 AC 동기 모터는 Yaskawa의 USA-MED-20M2 모터로 영구 자석을 이용한 모터이며, 2.0kW의 정격 출력 및 1000rpm의 정격 속도를 나타낸다. 이 모터를 가동시키려면 전류제어기가 필요한데 동사(同社)의 서보팩은 전류제어기와 속도제어용 비례-적분제어기가 함께 내장되어 있고, 이의 분리가 용이하지 않다. 또한, 별도의 전류 제어기의 제작은 고도의 전력전자기술을 필요로 하며 따라서 별도의 제작도 용이하지 않다. 따라서, 본 논문에서 설계된 가변구조제어기는 모터나 서보팩을 하나의 시스템으로 보고 외부루프를 첨가하는 형태를 취하였고, 이 방법은 서보팩의 모델이 잘 알려져 있지 않기 때문에 제어기 설계과정을 더욱 어렵게 하였다. 서보팩은 동사(同社)의 CACR-SR20BB1AM이다. 서보팩의 매뉴얼 [9]와 [13]을 참고로 해서 AC 서보 모터와 서보팩을 함께 모델링 하면 그림 1과 같은 형태의 모델을 얻을 수 있다. 그림 1을 보면 서보팩과 AC 모터는 비례-적분 속도 제어기(PI 제어기), 전류 제어기, 토크 정수 이득, 모터의 속도에 대한 전달 함수, 그리고

접수일자 : 1995. 12. 2., 수정완료 : 1996. 10. 10.

김정호, 은용순, 조동일 : 서울대학교 전기공학부

* 본 연구는 과학재단 지정 서울대학교 제어계측신기술연구센터의 지원 하에 수행되었으며, 이에 감사드립니다.

서보팩 내부에서 모터의 인코더(encoder) 출력으로부터 모터의 속도를 되먹임시킬 때 거치게 되는 f/v (frequency to voltage converter) 변환기의 전달 함수로 모델링할 수 있다. 서보팩 내부의 PI 제어기는 그림 2와 같은 anti-windup 형태의 모델을 갖는다. 그림 2의 PI 제어기는 개루프 특성에서의 가감속 동작 특성과 [9]를 참고하여 얻은 모델이다. 모터가 최대 가감속을 할 때는 최대 전류로 동작하게 되고, 이 때는 서보팩 내부의 전류 제한기에 의해서 42A(rms)의 전류가 모터로 들어가게 된다. 따라서, 이 순간에는 anti-windup에 의해서 PI 제어기의 적분 부분에서는 최대 전류 이상의 속도 오차는 적분이 일어나지 않는다는 것을 알 수 있다. 최대 가감속 이내의 속도로 모터가 회전하는 경우에는 전류 제한기의 영향이 선형 영역에서 일어나게 되고, 이 때는 순수한 PI 제어기의 역할을 하게 된다[9,13]. 그림 2의 PI 제어기의 내부를 식으로 써 보면, 전류 제한기가 선형 영역에서 작동할 때는 다음의 식에 의해서 동작함을 알 수 있다.

$$\begin{cases} y = K_p e + K_i \int edt \\ \hat{y} = y \end{cases} \quad (1)$$

반면에 전류 제한이 일어나면, 다음 식과 같이 PI 제어기의 출력은 42A(rms)로 고정되게 된다.

$$\begin{cases} y = K_p e + K_i \int [e - K_a(y - \hat{y})] dt \\ \hat{y} = 42.0 \end{cases} \quad (2)$$

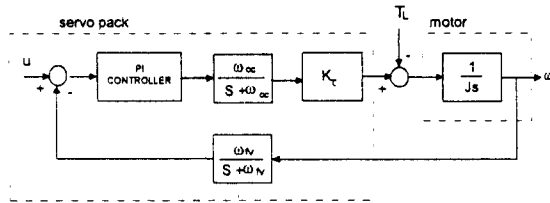


그림 1. AC 서보 모터와 서보팩의 모델.
Fig. 1. Model of AC servo motor and servopack.

그림 1에서 PI 제어기 다음의 블록은 전류 제어기인데 약 2 kHz의 대역폭을 갖도록 모델링 되었다. 전류 제어기 응답이 모터의 응답보다 느리면 모터를 원하는 대로 제어할 수 없으므로, 전류제어기는 보통 모터의 기계적 시정수에 의한 대역폭보다 10~20배 정도의 대역폭을 갖도록 설계된다. 토크 정수 이득은 [9]에 나와 있는 값을 참조하여 얻었다. 모터 출력단에서 서보팩에 되먹임되는 부분의 전달 함수는 이득은 1이 되고 약간의 시간 지연이 있도록 선정하였다. 왜냐하면, 서보팩 내부에서 모터의 속도를 되먹임하는 f/v 변환기는 보통 수μs~수십ms 정도의 시간 지연을 가지기 때문이다. 이러한 모델링을 바탕으로 전류 제어기나 f/v 변환기를 이득 1로 근사화할 경우에, AC 서보 모터와 서보팩의 모델은 그림 3과 같이 간략화시킬 수 있다. 그림 3을 이용해서 상태 변수를 $x_1 = \int(u - \omega)dt$, $x_2 = \omega$ 로 잡으면 다음과 같은 제어기 설계를 위한 상태 공간 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{x}_1 = -x_2 + u \quad (3.1)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{K_i K_t}{J} x_1 - \frac{K_p K_t}{J} x_2 + \frac{K_p K_t}{J} u - \frac{T_L}{J} \quad (3.2)$$

$$y = x_2 \quad (3.3)$$

그림 4의 (a)는 무부하일 때, 개루프에서의 단위 계단 입력에 대한 AC 서보 모터의 실험 응답 특성이며, 그림 4의 (b)는 위에서 모델링된 모델을 바탕으로 한 컴퓨터 시뮬레이션 결과이다. 속도 지령은 60rpm, 120rpm, 180rpm, 240rpm, 300rpm, 500rpm이다. 그림 4의 (a)와 (b)를 비교해보면, 위에서 잡은 모델이 실제 모델과 질적으로 일치함을 알 수 있다.

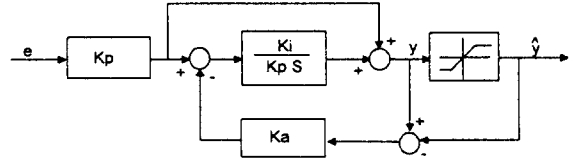


그림 2. 서보팩 내부의 PI 제어기의 상세도.
Fig. 2. PI controller in detail.

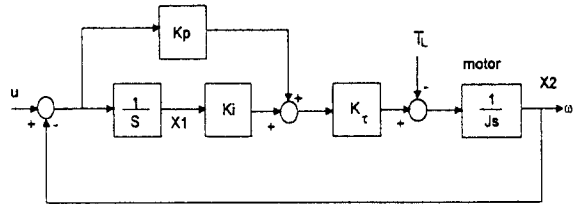


그림 3. 제어기 설계를 위해 간략화된 모델.
Fig. 3. Simplified model for controller design.

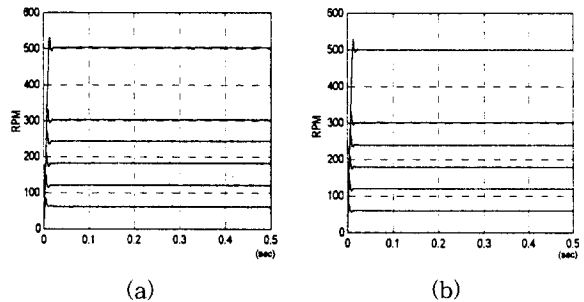


그림 4. 실제 서보팩과 모델의 응답 비교.
(a) 서보팩(실험), (b) 모델 시뮬레이션.
Fig. 4. Servopack vs. model.
(a) servopack, (b) model simulation.

III. VSC를 이용한 제어기 설계

VSC는 외란이나 불확실한 매개변수의 변화에 대해서 매우 견실하고, 불변성(invariance), 차수 감소 (order reduction) [3-4] 등의 장점을 지니고 있기 때문에 자동차의 엔진 제어 [5-6], 자기 부상 시스템 제어 [7], 모터의 전류나 속도, 토크 및 위치 제어 [8] 등 여러 분야에 많이 적용되고 있다. 본 연구에서는 AC 서보 모터와 서보팩의 모델링 과정에서 매개변수들의 불확실성을 포함하고 있고, 모터는 부하라는 외란이 큰 영향을 미치기 때문에, 이러한 불확실성에 대하여 견실성을 추구하기 위해서 VSC 기법을 이용하여, 그림 5와 같이 AC 서보 모터와 서보팩을 하나의 플랜트로 보고 제어기를 설계한다. 그림 5의 VSC 제어기는 실제 구현시에는 그림 2의 PI 제어기 내부에 들어 있는 전류 제한기의 영향을 고려하여, 최대 입력 제어(maximal input control)와 VSC 제어로 구성되어 있다. 최대 입력 제어는 주어진 속도 지령과 실제 모터의 회전 속도의 차이가 50rpm 이상이 되면, 서보팩 내부에서 최대 전류가 모터로

들어가게 하는 부분으로, 이 때는 모터가 최대 가속이나 감속을 하게 된다. 즉, 이 경우는 전류 제한기가 포화 영역에서 동작하도록 제어하는 것이다. 반면 VSC 제어는 속도 지령과 실제 속도의 차이가 50rpm 이하이면 VSC 기법을 사용하여 모터의 속도를 제어하는 것이다. 이렇게 하면 서보팩의 전류 포화에 의해 속도 지령 추종이 늦어질 때, 그 오차가 절환 함수에 주는 영향을 감소시켜 준다. 따라서, 처음부터 VSC 제어를 이용할 때보다 정상 상태에 보다 빨리 도달할 수 있고, 오버슈트(overshoot)를 줄이는 데 도움을 주게 된다.

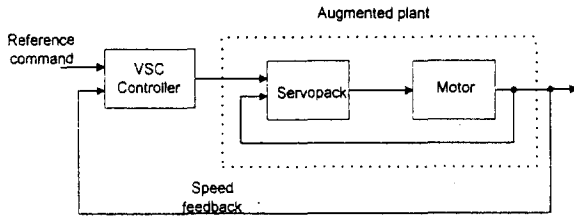


그림 5. 제어기와 플랜트의 블록 선도.
Fig. 5. Block diagram of controller and plant.

1. 부호 함수를 이용한 제어기 설계
절환 함수(switching function)를 다음과 같이 선정하자.

$$s = \omega_{ref} - \omega \quad (4)$$

여기서, ω_{ref} 는 기준 입력이고, ω 는 모터의 실제 출력이다. (4)의 양변을 미분하면, 다음을 얻게 된다.

$$\dot{s} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (5)$$

이제 $s\dot{s} < 0$ 을 항상 만족시킬 수 있도록 $\dot{s} = -\eta \text{sgn}(s)$ 을 만족시키는 속도 제어 입력 u 를 계산한다. 여기서, η 는 양의 상수이며, 부호 함수의 정의는 다음과 같다.

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} +1 & \text{if } s > 0 \\ -1 & \text{if } s < 0 \end{cases} \quad (6)$$

(3.2)를 이용하면, 제어 입력 u 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u = \hat{u} + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \eta \text{sgn}(s) \quad (7)$$

여기서, \hat{u} 는 다음과 같으며, 아래 첨자 o 는 공칭값(nominal value)을 나타낸다.

$$\hat{u} = -\frac{K_{io}}{K_{po}} x_1 + x_2 + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \dot{\omega}_{ref} \quad (8)$$

만약, $K_{io}=0$ 인 경우에는 (8)은 다음과 같이 된다.

$$\hat{u} = x_2 + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \dot{\omega}_{ref} \quad (9)$$

견실성계수(robustness parameter) η 는 다음과 같이 선정한다.

$$\eta > \frac{|\Delta_p \dot{\omega}_{ref}| + \frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1 + \frac{T_L}{J}}{1 + \Delta_p} \quad (10)$$

여기서, Δ_i 와 Δ_p 는 다음을 만족시킨다.

$$\frac{K_i K_r}{J} = \frac{K_{io} K_m}{J_o} (1 + \Delta_i) \quad (11.1)$$

$$\frac{K_p K_r}{J} = \frac{K_{po} K_m}{J_o} (1 + \Delta_p) \quad (11.2)$$

그러면,

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \\ &= \dot{\omega}_{ref} - \frac{K_i K_r}{J} x_1 + \frac{K_p K_r}{J} x_2 \\ &\quad - \frac{K_p K_r}{J} \left(-\frac{K_{io}}{K_{po}} x_1 + x_2 + \frac{J_o}{K_{po} K_m} \dot{\omega}_{ref} + \frac{J_o}{K_{po} K_m} \eta \text{sgn}(s) \right) + \frac{T_L}{J} \\ &= -\Delta_p \dot{\omega}_{ref} + \frac{K_{io} K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1 \\ &\quad - (1 + \Delta_p) \eta \text{sgn}(s) + \frac{T_L}{J} \end{aligned} \quad (12)$$

따라서,

$$s\dot{s} = s \left(-\Delta_p \dot{\omega}_{ref} + \frac{K_{io} K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1 + \frac{T_L}{J} - (1 + \Delta_p) \eta \text{sgn}(s) \right) \quad (13)$$

이 되고, 모델링 오차 및 외란에 대한 견실성을 보장할 수 있다.

2. 포화 함수를 이용한 제어기

부호 함수는 불연속 함수이기 때문에, 절환 함수의 값에 따라서 제어 입력이 불연속적으로 변하게 된다. 그러나, 전류제어기는 유한의 응답속도를 가지고, 제어기의 샘플링 주기(sampling time)와 실제 플랜트의 시간 지연 때문에 채터링(chattering) 현상이 나타나게 된다. 채터링 현상은 시스템을 모델링할 때 고려하지 않은 고주파에서의 모델링되지 않은 동적 특성을 유발시킬 수 있기 때문에, 부호함수를 사용한 제어기는 실제 시스템에 비실용적이다.

포화 함수는 부호 함수가 불연속인데 반하여 연속인 함수이다. 포화 함수의 정의는 다음과 같다.

$$\text{sat}(s/\phi) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & \text{if } |s| > \phi \\ s/\phi & \text{if } |s| \leq \phi \end{cases} \quad (14)$$

여기서, ϕ 는 경계층(boundary layer)이다. 포화 함수는 경계층 밖에서만 부호 함수처럼 작용하고, 경계층 안에서는 선형 함수로 작용한다. 따라서, 오차가 클 때는 부호 함수의 영향이 제어 입력에 나타나게 되어서 절환 함수가 빠르게 경계층 안으로 들어가게 한다. 경계층 안에서는 절환 함수의 값에 따라서 제어 입력의 크기가 달라지게 된다. 이와 같이 포화 함수를 사용하여 성능과 견실성 사이에서 절충을 한다. 부호 함수를 이용한 경우에는 절환 함수에 적분항이 포함되어 있지 않았다. 그러나, 포화 함수를 이용하여 제어기를 설계할 경우에는 정상 상태에서 속도 오차가 0이 되도록 하기 위해서는 절환 함수를 설정할 때, 적분항도 포함하여야 한다. 이것에 대한 수학적 증명은 다음절에 나와 있다. 절환 함수를 다음과 같이 선정하자.

$$s = (\omega_{ref} - \omega) + \lambda \int (\omega_{ref} - \omega) dt \quad (15)$$

여기서, λ 는 양의 상수이다. [12]에서는 습동평면을 선택함에 있어 속도와 가속도를 이용하였다. 그런데, 가속도는 측정 속도의 미분을 이용해야 되기 때문에, [12]에서는 이를 피하기 위하여 가속도에 대한 관측자를 설계하여 습동평면의 값을 구하는 데 이용하였다. 그러나, (15)와 같이 습동평면을 선정하게 되면, 가속도 추정을 위한 관측자가 필요하지 않게 되고, 모터의 인코더 펄스를 이용하여 쉽게 습동평면의 값을 계산할 수 있는 장점이 있다. (15)의 양변을 미분

하면,

$$s = (\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}) + \lambda(\omega_{ref} - \omega) \quad (16)$$

이 된다. $ss < 0$ 이 항상 만족되도록 $s = -\eta \text{sat}(s/\phi)$ 이 되게 하는 제어 입력 u 를 선정하자. (3.2)를 이용하면, 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$u = \hat{u} + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \eta \text{sat}(s/\phi) \quad (17)$$

여기서,

$$\hat{u} = -\frac{K_{io}}{K_{po}} x_1 + x_2 + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \dot{\omega}_{ref} + \frac{\lambda J_o}{K_{po}K_m} (\omega_{ref} - \omega) \quad (18)$$

건실성 계수 η 는 다음 식을 만족시키도록 잡는다.

$$\eta > \frac{|\Delta_p \dot{\omega}_{ref}| + |\lambda \Delta_p (\omega_{ref} - \omega)|}{(1 + \Delta_p)} + \frac{|\frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1| + |\frac{T_L}{J}|}{(1 + \Delta_p)} \quad (19)$$

그러면,

$$\begin{aligned} s &= \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \\ &= \dot{\omega}_{ref} - \frac{K_i K_r}{J} x_1 + \frac{K_p K_r}{J} x_2 + \lambda(\omega_{ref} - \omega) \\ &\quad - \frac{K_p K_r}{J} \left(-\frac{K_{io}}{K_{po}} x_1 + x_2 + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \dot{\omega}_{ref} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\lambda J_o}{K_{po}K_m} (\omega_{ref} - \omega) + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \eta \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \right) \\ &\quad + \frac{T_L}{J} \end{aligned} \quad (20)$$

이 되므로, 절환 함수가 경계층 밖에 있을 때, 다음 식에 의해서 도달 조건이 성립함을 알 수 있다.

$$ss = s \left(-\Delta_p \dot{\omega}_{ref} - \lambda \Delta_p (\omega_{ref} - \omega) + \frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1 + \frac{T_L}{J} \right) - (1 + \Delta_p) \eta s < 0 \quad (21)$$

3. 페루프 오차의 동적 특성

일반적으로 채터링으로 인한 영향을 감소시키기 위해서 포화 함수를 이용하여 VSC 제어기를 설계한 경우에 경계층 안에서 제어기는 PI 제어기와 거의 같은 역할을 한다. 따라서, 매개변수의 불확실성이나 외란이 존재하는 경우에는 경계층 안에서는 추종 오차의 0으로의 수렴성에 대한 보장이 어렵다. 본 논문에서 연구된 시스템의 경우에도 시변의 불확실성이나 외란에 대해서는 경계층 안으로의 수렴성만 보장할 뿐, 경계층 안에서 속도 오차가 0으로 가는 것을 보장할 수 없다. 그러나, 일정한 외란에 대해서는 경계층 안에서도 속도의 추종 오차가 0으로 수렴하게 된다.

이를 증명하기 위해, (17)과 (18)의 제어 입력에 대해서 경계층 안에서의 오차에 관해 분석한다. 경계층 안에서는 포화 함수는 $\frac{s}{\phi}$ 가 되므로, (17)에서 포화 함수 대신에 $\frac{s}{\phi}$ 를 이용한다. 먼저, 모델링 오차가 없고, $T_L = 0$ 이라 가정한다. (17)과 (18)을 (3.2)에 대입하면, 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$x_2 = \dot{\omega} = \dot{\omega}_{ref} + \lambda(\omega_{ref} - \omega) + \frac{\eta}{\phi} (\omega_{ref} - \omega + \lambda \int \omega_{ref} dt - \lambda \int \omega dt) \quad (22)$$

(22)를 정리하면, 다음과 같은 오차 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{e} + \left(\lambda + \frac{\eta}{\phi}\right)e + \frac{\lambda\eta}{\phi} \int e dt = 0 \quad (23)$$

여기서, $e = \omega_{ref} - \omega$ 이다. 그러면, (23)의 특성 방정식(characteristic equation)은 음의 실근 $-\lambda$, $-\frac{\eta}{\phi}$ 을 갖는다. 따라서, 부하가 작용하지 않을 때에는 위치 오차와 속도 오차는 점근적으로 0으로 수렴하게 된다.

이제, (3.2)에 다음과 같은 모델링 오차와 부하 및 외란 Δ 가 있다고 가정하자.

$$\dot{x}_2 = \frac{K_i K_r}{J} x_1 - \frac{K_p K_r}{J} x_2 + \frac{K_p K_r}{J} u + \Delta \quad (24)$$

그러면, (22)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{e} + \left(\lambda + \frac{\eta}{\phi}\right)e + \frac{\lambda\eta}{\phi} \int e dt = \Delta \quad (25)$$

여기서, Δ 가 상수라고 가정하면, (25)의 유일한 해는 특성 방정식의 근이 음의 실수부를 가지면, 속도 오차와 위치 오차는 점근적으로 0으로 수렴하게 된다. 절삭 가공시에 $T_L \neq 0$ 이 되나 이 경우의 오차방정식도 (25)와 동일하여, 특성방정식의 성질에 따라 오차가 0으로 수렴하게 된다. 따라서, 우리는 원하는 제어 목적을 달성할 수 있다. 또, (23)이나 (25)에서 속도 오차의 동적 특성은 특성 방정식의 두 근 $-\lambda$, $-\frac{\eta}{\phi}$ 에 의해서 결정된다. 물론 상수의 Δ 와 T_L 은 제한적이나 매개변수의 불확실성 또는 환경변화에 의한 느리게 변하는 오차는 이 조건을 만족시킨다 할 수 있고, 부하가 걸렸을 때 일단 속도 및 위치 오차는 0을 유지하지 못하지만 그 후 (25)의 특성근의 시정수로 다시 0으로 수렴하게 된다.

4. 최대 입력 제어의 구성

속도 지령이 갑자기 변하는 경우에 VSC 제어기를 처음부터 사용하면 응답 특성이 느려질 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 상승 시간을 빠르게 하기 위해서, 속도 오차의 영역이 클 때에는 최대 입력 제어를 이용하였다. 서보팩 내부에는 전류 제한기가 내장되어 있다. 따라서, 서보팩으로 모터를 구동시킬 때, 모터의 가속도에는 한계가 정해져 있다. 최대 입력 제어는 상승 시간에는 속도 지령을 크게 인가하여, 모터가 최대 가속도로 회전하게 하는 것이다. 그러므로, 처음부터 VSC 제어기를 사용하는 것보다 과도 상태에서 정상 상태로 빠르게 수렴해 간다. 결국, 최대 입력 제어는 속도 오차가 갑자기 변할 때는 서보팩의 특성을 이용하여 시간적으로 가장 빠르게 속도 지령 값으로 수렴하게 하고, 일단 모터의 속도가 지령과 가까워지면, VSC 제어기를 이용하여, 모터의 속도를 정밀하고, 견실하게 제어하는 것이다. 최대 입력 제어와 VSC 제어의 절환은 속도 오차를 이용하였다. 그림 2의 \hat{y} 는 그림 1에서 보면 전류 제어기로의 입력이다. 서보팩을 비례 제어 모드로 동작시키는 경우 (1)은 K_i 가 0이 되어 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} y = K_p e \\ \hat{y} = y \end{cases} \quad (26)$$

\hat{y} 가 최대값인 42A(rms)를 갖기 위한 e 는 다음과 같이 얻어진다.

$$e = \frac{42}{K_p} \tag{27}$$

$$= \frac{42}{8.1} = 5.185 \text{ rad/sec} = 49.51 \text{ rpm} \approx 50 \text{ rpm}$$

따라서, 모터의 회전 속도가 속도 지령과 50rpm 이상 차이가 나게 되면, 최대 입력 제어를 이용하고 속도 오차가 50rpm 이내에 들어오면, 그 순간부터는 III장 2절에서 설계한 VSC 제어기를 이용하여 모터의 속도를 제어하게 된다. 단위 계단 입력에 대하여 서보팩만을 가지고 실험하여, 모터가 최대 가속에 들어가는 지령을 구하여, 위와 같이 결정된 값 50rpm이 잘 맞음을 확인할 수 있었다.

IV. 실험 결과

1. 하드웨어 setup

전압 지령 형식의 서보팩을 사용하기 위해서, I/O 보드를 제작하였다. 이 I/O 보드는 모터에서 나오는 인코더 값을 읽기 위한 24-bit 카운터(counter)와 정확한 속도 측정을 위하여, M/T 기법 [10]을 이용한 속도 측정 장치가 내장되어 있다. 또, PC에서 나오는 속도 지령을 서보팩에 넣어주기 위하여 해상도가 12-bit인 D/A 변환기를 내장하고 있다. 루프 타임은 1ms로 I/O 보드에 내장된 클락을 이용하여 인터럽트를 걸어준다. 그러나, 실제로는 M/T 기법을 사용하기 때문에 루프타임은 수μs~수백μs 정도의 시간이 더 걸리게 된다. 본 실험에서는 자동화공동연구소에 있는 TNV-40 머시닝 센터의 z축에 Yaskawa의 모터를 장착해서 실험을 수행하였다. 그림 6은 전체 하드웨어 구조이다.

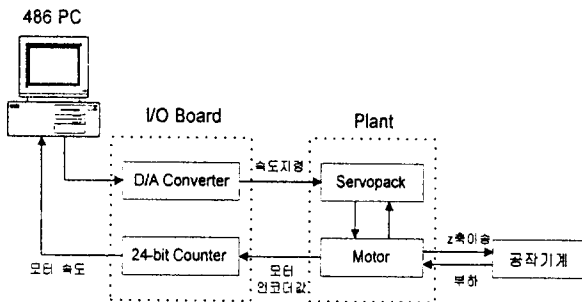


그림 6. 전체 하드웨어 구조.
Fig. 6. Hardware setup.

2. 실험 결과

본 실험에서는 포화 함수를 이용하여 설계한 VSC 제어기를 이용하여 실험하였다. VSC 제어기를 외부 루프에 첨가할 경우에는 서보팩의 동적 특성을 최대한 줄이기 위해서, 서보팩 내부의 적분 이득을 0으로 조정된 후 실험을 행하였다.

이제 건설성계수 η의 값을 구하기 위해 Δ_p와 Δ_i에 대해서 최대 10%의 변동률을 가정하였다. 최대가속도는 $\frac{104.7(\text{rad/sec})}{0.04(\text{sec})} = 2617.5(\text{rad/sec}^2)$ 이다. λ는 250이고,

K_{p0}는 8.1, K_{v0}는 1.068×1.5이다. 여기서, VSC 제어기 적용시 서보팩을 비례제어 모드로 동작시키므로 K_{i0}는 0으로 놓는다. 가공시 절삭력에 의해 나타나는 부하토크의 값의 범위는 가공물의 재질과 가공조건에 따라 다르다. [29]에 의하면 가공시 나타나는 절삭력은 수백 N(Newton)에서 수천 N에 이르기까지 변화하므로 모든 경우에 대해서 건설성을 보장할 수는 없다. 일반적으로 가공의 순서는 가공깊이를 크게 하고 빠른 속도로 거칠게 깎아내는 황삭을 먼저 수행한 수, 얇은 가공깊이로 형상을 다듬고 표면을 매끄럽게 하

는 정삭가공을 한다. 황삭가공을 하는 경우는 큰 절삭력이 걸리지만, 정삭가공을 하는 경우는 가공깊이가 얇고 가공속도도 작기 때문에 절삭력은 1000N 이내가 되는 것이 일반적이다[29]. 정삭을 하는 경우는 가공시의 공구이송속도(feedrate)가 중요하다. 표면의 정도와 직접 연결되기 때문이다. 따라서, 건설성과 함께 속도 오차 면에서 고성능 제어를 하는 범위는 정삭가공으로 생각하는 것이 타당한 가정이라고 할 수 있다. 1000N의 힘은 T_L = $\frac{P_s}{\rho} F$ 을 이용하여 계산하면 약 14.3Nm가 된다. 공작기계의 축을 이루는 볼 스크류의 효율은 70%로 가정했다. $\frac{T_L}{J}$ 의 최대값은 $\frac{14.3(\text{N} \cdot \text{m})}{0.011(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec}^2)} \approx 1300(\text{rad/sec}^2)$ 이 된다. 본 논문에서 제안된 제어기는 5.236rad/sec(50rpm) 이상의 속도 오차가 발생하면 최대 입력 제어를 하기 때문에 ω_{ref} - ω는 5.236rad/sec로 잡는다. 이상을 바탕으로 η의 최소값을 계산해보면 다음과 같다.

$$\eta > \frac{0.1 \times 2617.5 + 250 \times 0.1 \times (5.236 - 0)}{(1 - 0.1)} + \frac{0.1 \times 1.068 \times 1.5}{0.011} \frac{(0.1 - (-0.1))x_1}{(1 - 0.1)} + 1300$$

$$\approx 1890$$

표 1은 실험에 이용된 매개변수의 값들이다.

먼저, 무부하 상태에서 서보팩을 비례 제어기로 이용할 때와 비례 적분 제어기로 이용할 경우에 대하여 각각 300rpm 지령을 넣어 주었을 때, 300rpm의 속도가 나오도록 서보팩을 튜닝하였다. 그리고 나서, 300rpm 지령에 대한 서보팩의 응답을 관찰하였다. 그림 7은 300rpm 지령에 대해 3초간의 응답을 구하여, 정상 상태에서의 평균 속도를 구한 것이다. 이 실험을 50회 반복하여, 정상 상태 속도 값이 반복되는 동작에서도 일정하게 유지되는지 알아 본 것이다. 앞에서 설계한 VSC 속도 제어기를 외부 루프에 첨가하여 실험을 행할 때는 서보팩의 상태를 비례 제어기만으로 이용하였다. 그림 7에서 알 수 있듯이 서보팩은 튜닝을 정확히 하여도 실험을 행할 때마다 정상 상태에서의 평균값이 약간씩 변하고 있음을 알 수 있다. 그에 반해서 VSC 제어기는 거의 일정한 평균값이 나오고 있다.

그림 8과 9는 무부하 상태에서 300rpm 지령을 주었을 때, 서보팩의 전체 응답 특성의 결과이며, 그림 10은 외부 루프에 VSC 제어기를 첨가한 경우에 대한 전체 응답 특성이다. 무부하 상태에서는 서보팩의 비례 제어기나 비례 적분 제어기나 외부 루프에 첨가한 VSC 제어기나 거의 비슷한 성능을 내고 있음을 볼 수 있다. 표 2는 무부하 상태에서 각 제어기의 특성을 정량적으로 비교한 것이다. 표 2에는 상승 시간(rising time, t_r), 실효 전력에 해당하는 정상 상태에서의 제곱 평균오차(mean square error, MSE), 정상 상태 오차(steady state error, ess), 오버슈트(Mp), 그리고 정상 상태에서의 진동(steady state oscillation, ss osci)의 크기를 나타내었다. 세 개의 제어기 중 서보팩의 비례 제어기가 정상 상태에서 가장 큰 속도 오차를 갖는 것을 볼 수 있다.

표 1. 실험 사용된 매개변수들의 값.

Table 1. Parameter value for experiment.

	J(N·m)	K _p	K _v	η	Φ	λ
값	0.0109	8.1	1.6023	2000	2.5	250

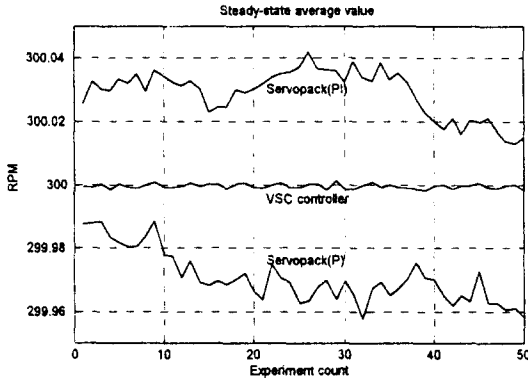


그림 7. 정상 상태에서의 평균값 비교.
Fig. 7. Steady-state average.

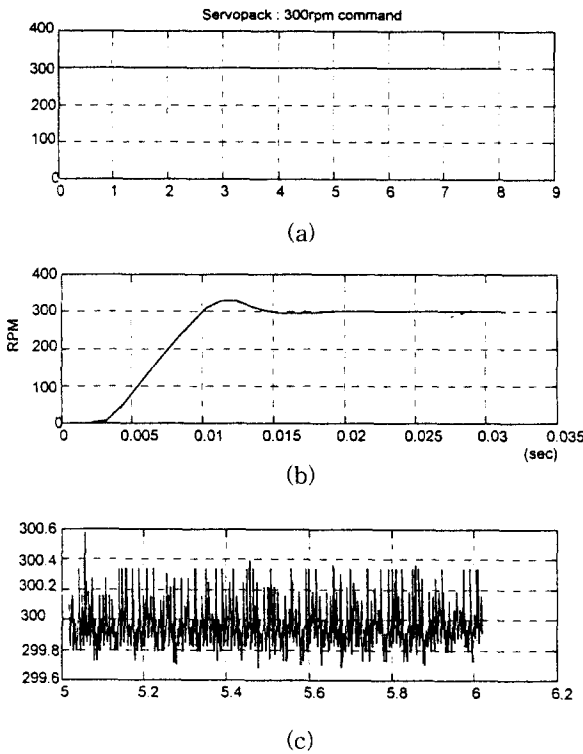


그림 8. 서보팩(비례 제어) : 무부하.
(a) 전체 응답, (b) 과도 상태, (c) 정상 상태.
Fig. 8. Servopack(only P) : no load.
(a) step response, (b) transient, (c) steady-state.

표 2. 300rpm 회전시 서보팩과 VSC의 비교(무부하).

Table 2. Servopack vs. VSC(300rpm with no load).

	t_r (ms)	MSE	ess(%)*	Mp(%)	ss osci. (rpm)
서보팩 (비례 제어)	10	0.0211	-0.0155	9.934	± 0.1375
서보팩 (비례 적분 제어)	11	0.031	0.0057	9.6	± 0.1757
VSC (무부하)	8.2	0.0766	0.0003	7.67	± 0.2769

*ess : 500-3000ms까지 평균

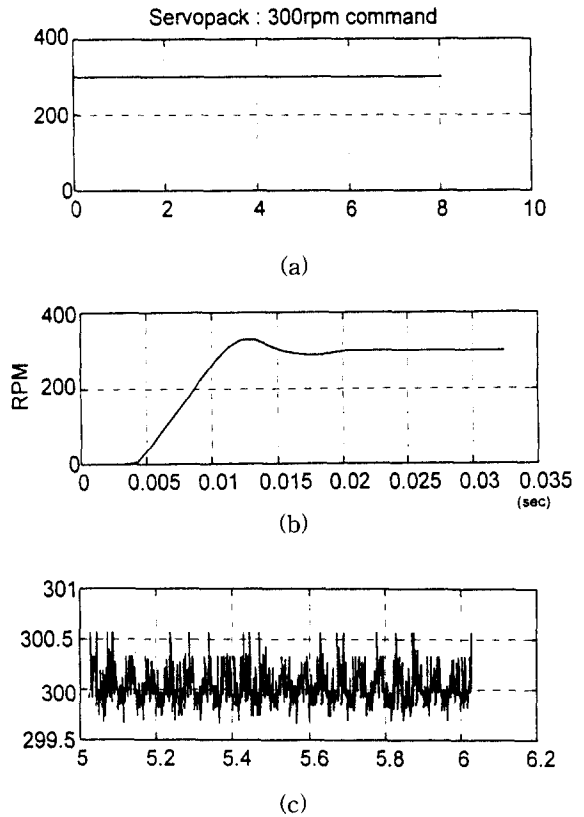


그림 9. 서보팩(비례 적분 제어) : 무부하.
(a) 전체 응답, (b) 과도 상태, (c) 정상 상태.
Fig. 9. Servopack(PI) : no load.
(a) step response, (b) transient, (c) steady-state.

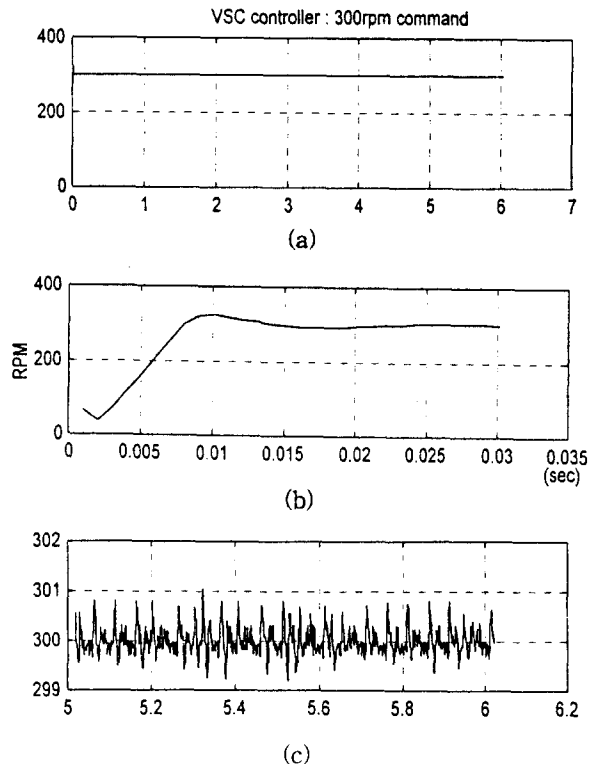


그림 10. VSC 제어기 : 무부하.
(a) 전체 응답, (b) 과도 상태, (c) 정상 상태.
Fig. 10. VSC controller : no load.
(a) step response, (b) transient, (c) steady-state.

두 번째 실험은 앞에서 설계된 포화 함수를 이용한 VSC 제어기의 일정한 부하에 대한 강인성을 측정하기 위해서, 서울대학교 자동화공동연구소에 있는 TNV-40 머시닝 센터의 z축에 Yaskawa의 모터를 장착하였다. 머시닝 센터의 z축에는 스피들 모터가 장착되어 있고, 스피들 무게와 z축의 무게 때문에 일정한 부하가 작용하고 있는 실험 장치로 볼 수 있다. 그림 11은 실제로 이용된 I/O 보드와 실험 모터가 부착된 TNV-40 머시닝 센터의 실물 사진이다. 앞에 실험에서 튜닝된 것을 그대로 이용하여, 300rpm 지령에 대하여 서보팩과 VSC 제어기의 성능을 비교하였다. 그림 12와 13은 서보팩만을 이용한 실험 결과이다. 그림 12는 서보팩의 비례 제어기만을 이용하였기 때문에, 부하의 영향으로 인하여 정상 상태에서 지령과 평균적으로 약 5rpm 정도의 오차가 발생하였다. 그림 13은 서보팩의 비례 적분 제어기를 이용한 것으로 비례 제어기보다는 좋은 성능을 나타내고 있지만, 비례 제어기와 마찬가지로 부하의 영향으로 인하여 지령 속도와 약 0.7rpm 정도의 평균 속도 오차가 발생하고 있음을 볼 수 있다. 그러나, 그림 14의 VSC 제어기의 응답 특성을 보면, 부하가 걸려 있어도 정상 상태에서 속도 지령을 잘 추종하고 있다. 그림 8의 (c)의 결과와 비교하여 보면, VSC 제어기는 무부하시나 부하가 걸려있을 때나, 정상 상태에서 거의 비슷한 결과를 내고 있음을 알 수 있다. 그림 15의 (a)는 그림 14에 대한 속도 제어 입력 u 의 결과이다. 부하로 인한 속도 오차를 보상하여 주기 위해서 실제 지령보다 약 5rpm 정도 더 큰 값이 나가고 있음을 볼 수 있다. 그림 15의 (b)는 절환함수를 나타낸 것이다. 표 1에서 잡은 대로 s 의 크기는 정상 상태에서 2.5보다 작다. 부하 실험에 대한 결과들을 정량적으로 비교하기 위해서, 표 2와 같은 방법으로 표 3에 그 결과를 나타내었다. 표 3을 보면 일정한 부하가 걸렸을 때, VSC 제어기를 외부 루프를 첨가하였을 때가 서보팩만을 사용하였을 때보다 더 나은 성능을 보인다는 것을 알 수 있다. 그림 16은 시간대 별로 표 3의 변화 추이를 나타낸 것이다.

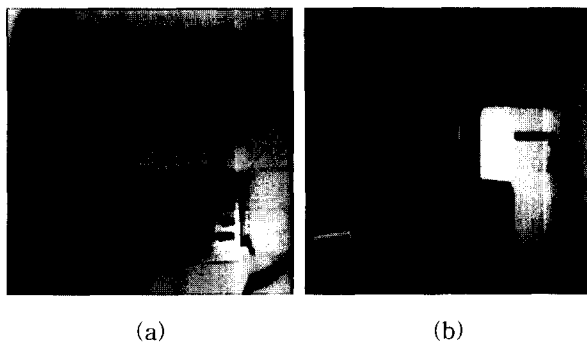


그림 11. 실제 실험 장치.

- (a) I/O 보드와 서보팩 구동부,
- (b) TNV-40 머시닝 센터.

Fig. 11. Experimental device.

- (a) I/O board and servopack drive,
- (b) TNV-40 machining center.

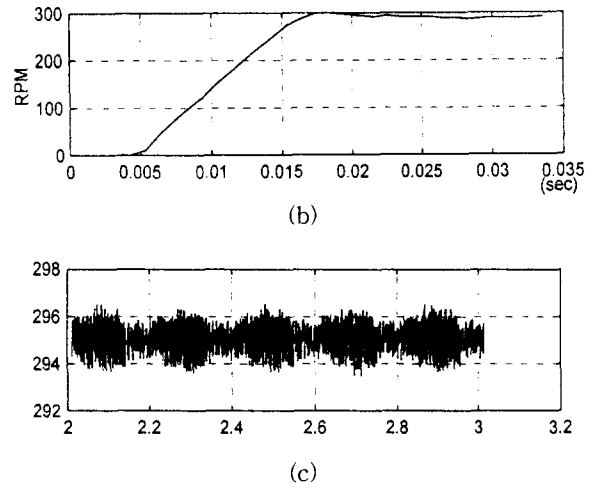
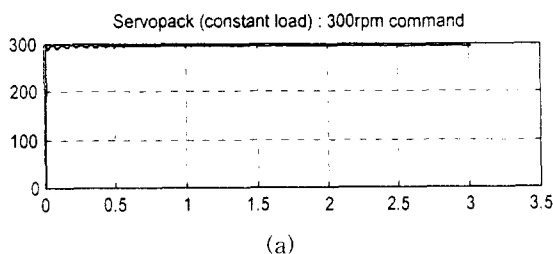


그림 12. 서보팩(비례 제어) : 일정 부하.

- (a) 전체 응답, (b) 과도 상태, (c) 정상 상태.

Fig. 12. Servopack(P control) : constant load.

- (a) step response, (b) transient, (c) steady-state.

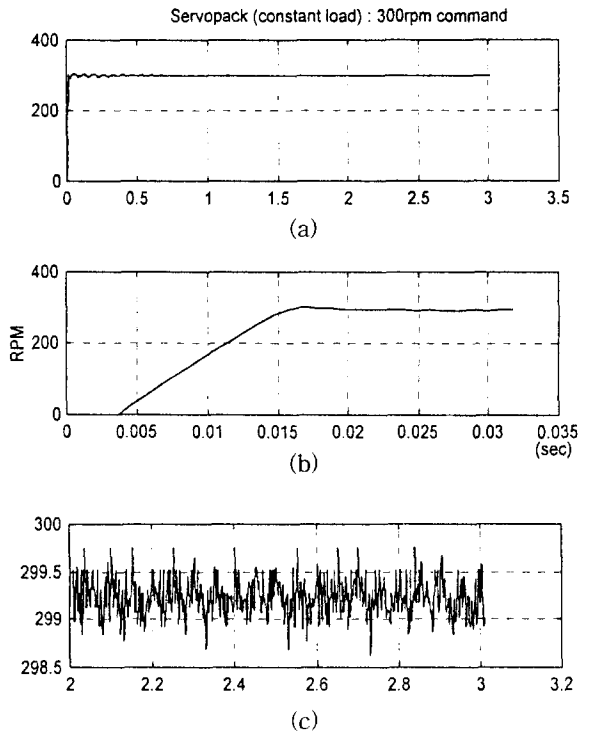


그림 13. 서보팩(비례 적분 제어) : 일정 부하.

- (a) 전체 응답, (b) 과도 상태, (c) 정상 상태.

Fig. 13. Servopack(PI control) : constant load.

- (a) step response, (b) transient, (c) steady-state.

표 3. 300rpm 회전시 서보팩과 VSC의 비교(일정 부하).

Table 3. Servopack vs. VSC (300rpm with constant load).

	t_r (ms)	MSE	ess(%)	Mp(%)	ss osci. (rpm)
서보팩 (비례제어)	17.5	23.91	-1.6072	-0.03	± 0.8140
서보팩 (비례 적분 제어)	17.5	0.796	-0.2584	1.667	± 0.4416
VSC (부하)	17.5	0.3058	-0.017	1.5346	± 0.553

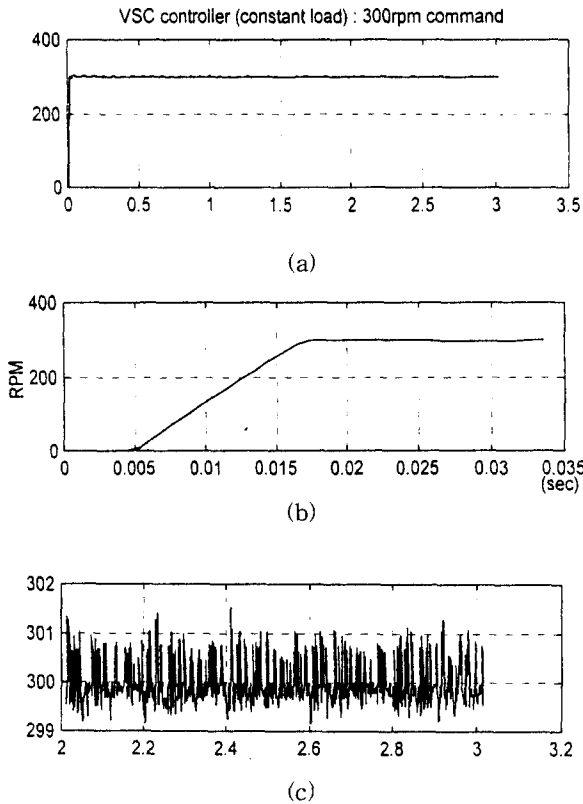


그림 14. 가변 구조 제어기 : 일정 부하.
 (a) 전체 응답, (b) 과도 상태, (c) 정상 상태.
 Fig. 14. VSCcontroller : constant load.
 (a) Step response, (b) Transient, (c) Steady-state.

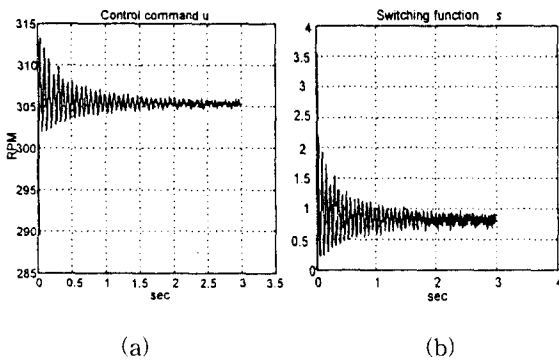


그림 15. 부하가 있을 때의 VSC 제어기의 제어 입력과 절환함수.
 Fig. 15. Control command and switching function (constant load).

마지막 실험으로써, 순간적으로 부하가 변하는 경우에 대하여 설계된 제어기를 이용하여 밀링(milling) 가공 실험을 행하였다. 그림 11(b)의 z축에 장착된 모터를 30rpm(z축 이송 속도로는 5mm/s)으로 회전시키고, 스핀들 모터는 3500rpm으로 회전시켜서 가공실험을 하였다. 드릴은 지름이 4.3φ이며, 피삭재로는 두께가 1cm인 SS41C를 이용하였다. 그림 17은 서보팩의 PI 제어기를 이용한 것이며, 그림 18은 본 논문의 VSC 제어기를 이용한 것이다. 그림 17과 18의 첫번째 그림은 필터를 거치지 않은 결과이다. 서보팩의 경우는 가공이 시작되는 순간이 확연히 나타난다. 그러나, VSC 제어기를 이용한 경우에는 가공 순간이 잘 나타나지 않기 때문에, 두번째 그림과 같이 윈도우 크기가 10인

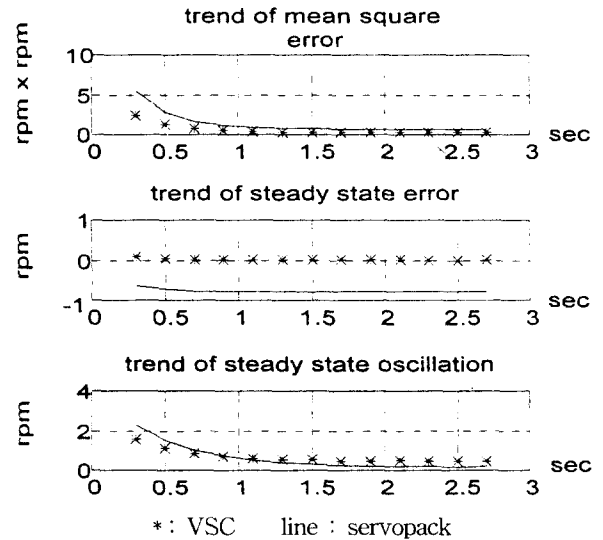


그림 16. 시간에 따른 서보팩과 VSC 제어기의 비교 (부하).
 Fig. 16. Servopack(PI) vs. VSC controller with time (load).

ZPLPF(Zero Phase Low Pass Filter)를 이용하여 데이터를 처리한 결과이다. 그림 17과 18의 두번째 그림에서 가공이 시작되는 순간의 속도 차이는 서보팩의 경우에 약 0.7rpm 정도가 되고, VSC 제어기는 약 0.5rpm 정도임을 알 수 있다. 그림 19는 절환함수의 값을 나타낸 것이다. 처음에는 z 축과 스핀들 모터의 무게로 인한 일정한 부하만이 작용하다가, 가공이 시작되는 순간에 절환함수 s의 값이 커지고 있음을 나타내고 있다. 그리고, 피삭재에 구멍이 다 뚫리면, 다시 처음과 비슷한 값으로 s의 값이 떨어진다. 또, s의 값은 어느 순간에나 경계층 안에 있음을 볼 수 있다.

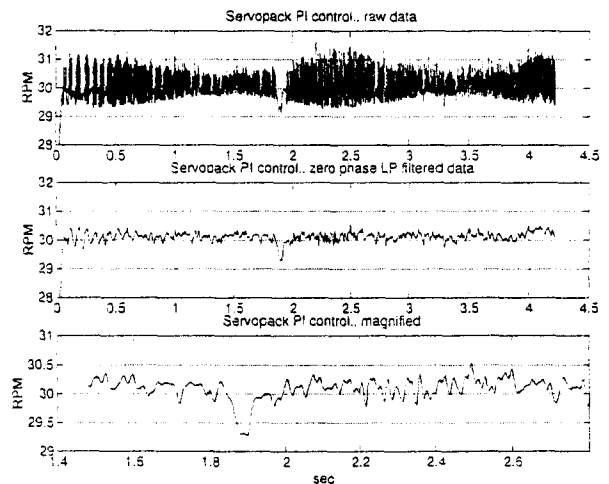


그림 17. 서보팩(PI)을 이용한 절삭 실험.
 Fig. 17. Drilling with PI servopack.

V. 결론

본 논문에서는 CNC 머시닝 센터에 이용될 AC 모터의 속도를 제어하였다. 먼저 모터와 서보팩을 하나의 플랜트로 보고 이를 모델링하여 제어기 설계를 위한 상태 공간 방정식을 얻었으며, 이를 바탕으로 매개변수의 불확실성이나 외란에 대하여 견실한 가변 구조 제어 기법을 이용하여 제어기를 설계하였다. 그리고, 서보팩 내부의 전류 제한기의 영향을 고려한 상승 시간에서의 최대 입력 제어 방법을 제시

하였다. 이와 같이 설계된 제어기를 Yaskawa 모터에 적용하였고, 이 시스템을 TNV-40 milling machine의 z-축 이송 장치에 장착하여 스피들 이송 실험과 실제 절삭 실험을 하였다. 첨가한 실험 결과는 본 논문에서 설계된 제어기가, Yaskawa 서보팩만을 이용한 경우보다 무부하에서나 일정한 부하에 대하여 성능 저하를 보강하여 줄 수 있음을 보였다. 특히 절삭 실험을 통해 순간 부하에 대하여 성능의 향상을 입증하였다.

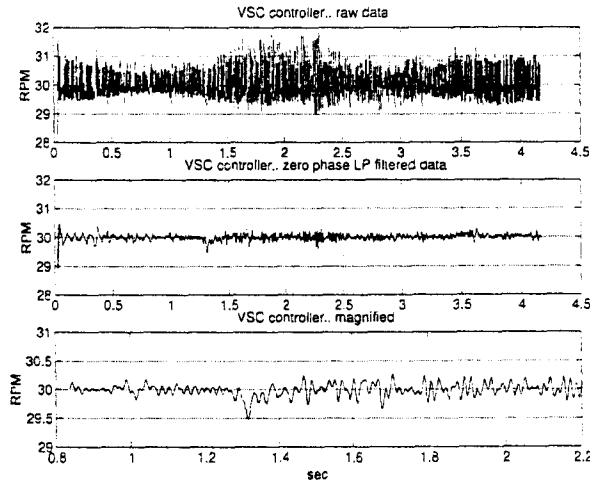


그림 18. VSC 제어기를 이용한 절삭 실험.
Fig. 18. Drilling with VSC controller.

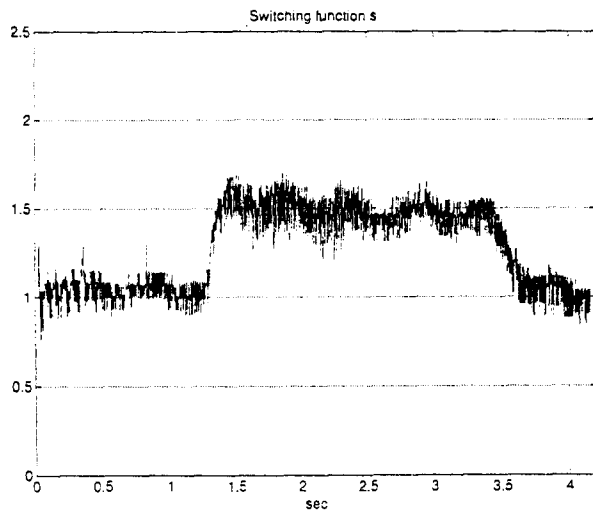


그림 19. 절삭 실험시의 절환함수 s.
Fig. 19. Switching function s in drilling experiment.

참고문헌

[1] R. Krishnan and A. J. Beutler, "Performance and design of an axial field permanent magnet synchronous motor servo drive," *Proceedings of IEEE on Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 634-640, 1985.

[2] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives, part I: The permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industry Appli-*

cations, vol. 25, no. 2, pp. 265-273, 1989.

[3] Vadim I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-22, no. 2, pp. 212-222, 1977.

[4] J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, 1993.

[5] D. Cho and H. K. Oh, "Variable structure control method for fuel-injected systems," *ASME Journal of Dynamic System, Measurement, and Control*, vol. 115, pp. 475-481, 1993.

[6] H. K. Oh and D. Cho, "Sliding mode fuel injection controller: Theory and experiment," *American Control Conference*, Boston, MA, June, 1991.

[7] D. Cho, Y. Kato and D. Spilman, "Experimental comparison of sliding mode and classical controllers in magnetic levitation systems," *IEEE Control System Magazine*, vol. 13, pp. 42-48, 1993.

[8] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, 1993.

[9] (주) 효성 중공업, *AC Servo Drive 設計 SERVICE MANUAL* 編

[10] T. Ohmae, T. Matsuda, K. Kamiyama, and M. Tachikawa, "A microprocessor-controlled high accuracy wide-range speed regulator for motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-29, no. 3, pp. 207-211, 1982.

[11] 김 정호, 은 용순, 조 동일, "성능과 강인성 제고를 위한 AC 서보 모터의 가변구조제어," 제10회 한국자동차 제어학술대회, pp. 515-518, 1995. 10.

[12] 이 제희, 허 옥열, "슬라이딩 제어기법을 이용한 교류 서보 시스템의 속도 제어," 제어·자동화·시스템 공학 논문지, 제2권, 제2호, pp. 115-120, 1996. 6.

[13] 최 종호, 장 대정, 최 병갑, 나 일주, 송 오석, "CNC 머시닝 센터용 고기능 위치제어기 개발에 관한 연구," 제어계측신기술연구센터 1995년도 참여교수 하계 워크샵, pp. 55-66, 1995. 8.

[14] 이 제희, 이 석호, 허 옥열, "2자유도를 갖는 적응 서보 제어기 설계," 제어계측신기술연구센터 1995년도 참여교수 하계 워크샵, pp. 67-74, 1995. 8.

[15] 하 인중, 강 창익, 한 석희, "극저속제어가 가능한 서보제어에 관한 연구," 고기능 NC 컨트롤러에 관한 워크샵, pp. 1-15, 2. 1994.

[16] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. M. Peresada, and D. G. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-32, no. 5, pp. 371-379, 1987.

[17] K. -T. Chang, T. -S. Low, and T. -H. Lee, "An optimal speed controller for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 503-510, Oct., 1994.

- [18] M. Iwasaki and N. Matsui, "Robust speed control of IM with torque feedforward control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 6, pp. 553-560, Dec., 1993.
- [19] C. Rossi and A. Tonielli, "Robust control of permanent magnet motors : VSS techniques lead to simple hardware implementations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 4, pp. 451-460, Aug., 1994.
- [20] J. -H. Lee, J. -S. Ko, S. -K. Chung, D. -S. Lee, and M. -J. Youn, "Continuous variable structure controller for BLDDSM position control with prescribed tracking performance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 483-491, Oct., 1994.
- [21] J. C. Wu and T. S. Liu, "A sliding-mode approach to fuzzy control design," *IEEE Transactions on Control System Technology*, vol. 4, no. 2, pp. 141-151, Mar., 1996.
- [22] A. Suyitno, J. Fujikawa, H. Kobayashi and Y. Dote, "Variable-structure robust-controller by fuzzy logic for servomotors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 80-87, Feb., 1993.
- [23] Y. -S. Kung and C. -M. Liaw, "A fuzzy controller improving a linear model following controller for motor drives," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 194-201, Aug., 1994.
- [24] A. Ishigame, T. Furukawa, S. Kawamoto. and T. Taniguchi, "Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 64-70, Feb., 1993.
- [25] Y. -S. Lu and J. -S. Chen, "A self-organizing fuzzy sliding-mode controller design for a class of nonlinear servo systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 492-502, Oct., 1994.
- [26] H. Elmali and N. Olgac, "Sliding mode control with perturbation estimation (SMCPE) : A new approach," *International Journal of Control*, vol. 56, no. 4, pp. 923-941, 1992.
- [27] M. H. Kang, N. Y. Kim, J. Y. Yoo, G. T. Park and S. Y. Yu, "Variable-structure approach for induction-motor control - practical implementation of DSP," *IECON'94 - 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 1-3, pp. 50-55, May., 1994.
- [28] S. K. Chung, J. H. Lee, J. S. Ko and M. J. Youn, "A robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable-structure control with sliding mode observer," *IAS'94 - Conference Record of the 1994 Industry Applications Conference. / 29th IAS Annual Meeting*, vol. 1-3, pp. 393-400, Oct., 1994.
- [29] 김 태용, "견실한 적응제어기를 이용한 질삭력 제어에 관한 연구," 공학박사학위논문, 서울대학교, pp. 106-132, 1995. 2.

기호설명

- K_p : 서보팩의 비례 이득
 K_{po} : 서보팩의 비례 이득의 공칭값
 K_i : 서보팩의 적분 이득
 K_{io} : 서보팩의 적분 이득의 공칭값
 K_T : 서보팩의 토크 상수
 K_m : 서보팩의 토크 상수의 공칭값
 J : 모터의 관성(inertia)
 J_o : 모터의 관성의 공칭값
 ω_{cc} : 서보팩 내부의 전류제어기의 차단 주파수(cut off frequency)
 ω_{fv} : 서보팩 내부의 f/v 변환기의 차단 주파수
 T_L : 부하 토크
 ω : 모터의 출력 속도
 η : 견실성 계수
 ϕ : 경계층 두께(boundary layer thickness)
 s : 습동평면
 P_S : CNC 공작기계의 축을 구성하는 볼 스크류의 특성. length/rotation단위
 ρ : CNC 공작기계의 축을 구성하는 볼 스크류의 동력전달 효율



김 정 호

1970년 5월 5일생. 1994년 2월 서울대학교 제어계측공학과 학사. 1996년 2월 동대학원 제어계측공학과 석사. 1996년 ~ 현재 동대학원 전기공학부 박사과정. 연구분야는 비선형제어, 모터제어, 차량시스템, 시스템모델링이다.



은 용 순

1969년 8월 21일생. 1992년 2월 서울대학교 수학과 학사. 1994년 8월 동대학교 제어계측공학과 학사. 1995년 ~ 현재 동대학원 제어계측공학과 석사과정. 연구분야는 비선형제어, 모터제어이다.



조 동 일

1958년 6월 15일생. 1980년 Carnegie Mellon 대학교 기계공학과 학사. 1984년 M.I.T. 기계공학과 석사. 1987년 M.I.T. 기계공학과 박사. 1987년 9월 ~ 1993년 8월 Princeton 대학교 기계·항공·우주공학과 및 Materials In-

stitute 조교수. 1993년 9월 ~ 1995년 12월 서울대학교 제어계측공학과 조교수. 1995년 12월 ~ 현재 서울대학교 전기공학부 조교수. 현재 IOP J. of Micromechanics and Microengineering Associate Editor. 1991년 ~ 현재 IEEE/ASME J. of Microelectromechanical Systems Associate Editor.