

가변구조제어기를 사용한 CNC 공작기계의 절삭실험 CNC Milling Experiments Using a Variable Structure Control

°김정호, 은용순, 조동일

서울대학교 공과대학 전기공학부, 제어계측신기술연구소

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

1. 서론

Computer Numerical Control (CNC) 공작기계는 다양한 도구를 바꾸어 가며 여러 형태의 가공을 자동으로 수행할 수 있는 복합공작기계이다. CNC 공작기계는 서보시스템과 기계적 부분으로 구성되어 있다. 과거에는 CNC의 서보 시스템의 구동 장치로 주로 DC 모터가 사용되었다. DC 모터는 제어하기 쉬운 반면 전력 변환을 해주기 위해서 브러시와 정류자가 필요하며, 이는 정기적인 보수를 필요로 하게 된다[6]. 이에 반하여 AC 서보 모터는 브러시와 정류자를 반도체 스위치로 대체한 것으로 DC 모터에 비해서 효율이 좋고, 또한 속도에 대한 토크 응답 특성이 우수하다. 특히, 영구 자석을 이용한 AC 동기 모터는 관성에 대한 토크비(torque-to-inertia ratio) 및 전력 밀도(power density)가 높고, 전력 효율이 우수하기 때문에 CNC 공작 기계의 서보 시스템으로 많이 이용되고 있다[5].

CNC의 AC 모터 제어기의 설계 방식으로는 일반적으로 비례 제어 또는 비례-적분제어 방법을 많이 사용한다. 그 외에 참고문헌[9]에서는 궤환선형화(feedback linearization) 기법을, 참고문헌[1]에서는 최적제어기법을 이용해 AC 모터를 제어했다. 또한, 견실성을 높이기 위해 참고문헌[7]에서는 가변구조제어(Variable structure control)기법을 이용했다. 참고문헌[14]에서는 적분-비례제어에 외란관측자를 추가했고, 참고문헌[4]은 외란 관측자를 사용해 부하 토크를 추정하고 앞먹임 제어로 이를 보상하여 견실성을 높였다.

본 논문은 외란에 의한 서보시스템의 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 밀링머신에 장착하고 실제 가공실험을 통해 그 성능을 검증하였다.

2. AC 모터와 서보팩의 모델링

본 연구에 이용된 영구 자석을 이용한 AC 동기 모터는 Yaskawa의 USAMED-20M2 모터로, 2.0kW의 정격 출력 및 1000rpm의 정격 속도를 가진다. 모터를 가동시키려면 전류제어기가 필요한데 동사(同社)의 서보팩은 전류제어기와 속도제어용 비례-적분제어기가 함께 내장되어 있고, 이의 분리가 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. 제어기 설계를 위한 플랜트 모델은 그림1과 같이 비례-적분(PI) 제어기, 전류제어기, AC 모터 전달함수로 구성되어 있고 속도궤환을 위해 인코더와 frequency-to-voltage(f/v) 변환기가 있다.

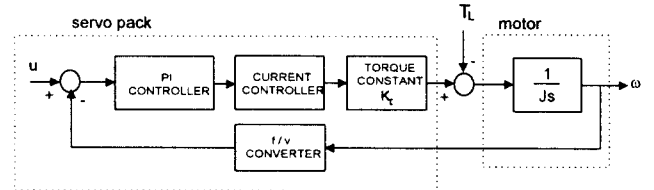


그림1. AC 서보 모터와 서보팩의 모델
Fig.1 AC servo motor and servopack model

그림2의 PI 제어기는 개루프에서의 가감속 동작 특성과 참고 문헌[12, 15]을 참고하여 얻은 모델로 anti-windup 구조를 가진다. 모터가 최대 가감속을 할 때는 서보팩 내부의 전류 제한기에 의해서 42A(rms)의 전류가 모터로 들어가게 된다. 따라서, 이 순간에는 anti-windup에 의해서 PI 제어기의 최대 전류 이상의 속도 오차는 적분이 일어나지 않는다는 것을 알 수 있다. 최대 가감속 이내의 속도로 모터가 회전하는 경우에는 순수한 PI 제어기의 역할을 하게 된다. 그림2의 PI 제어기를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$|y| \leq 42 \quad \begin{cases} y = K_p e + K_i \int e dt \\ \hat{y} = y \end{cases} \quad (1)$$

$$|y| \geq 42 \quad \begin{cases} y = K_p e + K_i \int [e - K_a (y - \hat{y})] dt \\ \hat{y} = 42.0 \end{cases} \quad (2)$$

모터를 제어하기 위해서 전류제어기는 보통 모터의 기계적 시정수에 의한 대역폭보다 10~20배 정도의 대역폭을 갖도록 설계되므로 그림1의 전류 제어기는 약 2kHz의 대역폭을 갖도록 모델링되었다. 토크 정수 이득은 참고문헌[12]에 나와 있는 값을 참조하여 얻었다.

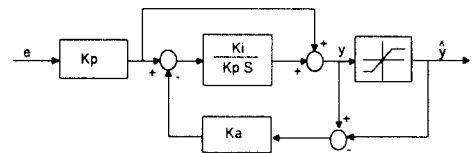


그림2. 서보팩 내부의 PI 제어기의 상세도
Fig.2 detailed PI controller in servopack

전류 제어기나 f/v 변환기의 동적특성이 모터의 동적특성보다 좋

분히 빠르다는 가정을 바탕으로 AC 서보 모터와 서보팩의 모델은 그림3과 같이 간략화 시킬 수 있다.

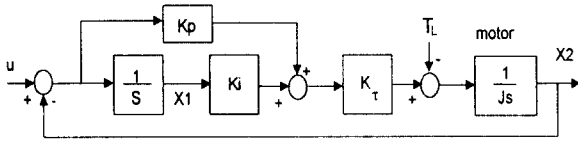


그림3. 제어기 설계를 위해 간략화된 모델
Fig.3 Simplified model for controller design

그림3을 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.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -x_2 + u \\ \dot{x}_2 &= \frac{K_i K_r}{J} x_1 - \frac{K_p K_r}{J} (u - x_2) - \frac{T_L}{J} \\ y &= x_2 \end{aligned} \quad (3)$$

III. VSC를 이용한 제어기 설계

VSC는 외란이나 불확실한 매개변수의 변화에 대해서 매우 견실하고, 불변성(invariance), 차수 감소 (order reduction) [3, 10] 등의 장점을 지니고 있기 때문에, 자기 부상 시스템 제어 [2], 모터의 전류나 속도, 토크 및 위치 제어 [11] 등 여러 분야에 많이 적용되고 있다. 본 연구에서는 AC 서보 모터와 서보팩의 모델링 과정에서 매개변수들의 불확실성을 포함하고 있고, 공작물 가공시 모터에는 부하가 걸리므로, 이러한 외란에 대하여 견실성을 추구하기 위해서 VSC 기법을 이용하여 제어기를 설계한다.

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 $ss < 0$ 을 항상 만족시킬 수 있도록 $\dot{s} = -\eta \text{sgn}(s)$ 을 만족시키는 속도 제어 입력 u 를 계산한다. 여기서, η 는 양의 상수이다.

(5)을 이용하면, 제어 입력 u 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u = \hat{u} + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \eta \text{sgn}(s) \quad (6)$$

여기서, \hat{u} 는 다음과 같다.

$$\hat{u} = -\frac{K_{io}}{K_{po}} x_1 + x_2 + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \dot{\omega}_{ref} \quad (7)$$

$K_{io}=0$ 인 경우에는 (7)은 다음과 같이 된다.

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

견실성계수(robustness parameter) η 는 다음과 같이 선정한다.

$$\eta > \frac{|\Delta_p \dot{\omega}_{ref}| + \frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) |x_1| + \frac{T_L}{J}}{1 + \Delta_p} \quad (9)$$

여기서, Δ_i 와 Δ_p 는 다음을 만족시킨다.

$$\frac{K_i K_r}{J} = \frac{K_{io}K_m}{J_o} (1 + \Delta_i), \quad \frac{K_p K_r}{J} = \frac{K_{po}K_m}{J_o} (1 + \Delta_p) \quad (10)$$

그러면,

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= s[-\Delta_p \dot{\omega}_{ref} + \frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1 + \frac{T_L}{J}] \\ &\quad - (1 + \Delta_p) \eta s < 0 \end{aligned} \quad (11)$$

이 되고, 모델링 오차 및 외란에 대한 견실성을 보장할 수 있다.

2. 포화 함수를 이용한 제어기

부호 함수를 사용하면 제어 입력이 불연속적으로 변하게 되는데 이는 체터링을 유발시켜 고주파에서의 모델링되지 않은 동적 특성을 유발시킬 수 있기 때문에, 실제 시스템에 비실용적임으로 부호함수 대신 포화함수를 사용한다. 포화 함수의 정의는 다음과 같다.

$$\text{sat}(s/\Phi) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & \text{if } |s| > \Phi \\ s/\Phi & \text{if } |s| \leq \Phi \end{cases} \quad (12)$$

여기에서 Φ 는 경계층(boundary layer)이다. 포화 함수는 오차를 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. 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 다음 절에 나와 있다. 절환 함수를 다음과 같이 선정하자.

$$s = (\omega_{ref} - \omega) + \lambda \int (\omega_{ref} - \omega) dt \quad (13)$$

여기서, λ 는 양의 상수이다. (13)의 양변을 미분하면,

$$\dot{s} = (\dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega}) + \lambda(\omega_{ref} - \omega) \quad (14)$$

이 된다. $ss < 0$ 이 항상 만족되도록 $\dot{s} = -\eta \text{sat}(s/\Phi)$ 이 되게 하는 제어 입력 u 를 선정하면 다음과 같다.

$$u = \hat{u} + \frac{J_o}{K_{po}K_m} \eta \text{sat}(s/\Phi) \quad (15)$$

여기서,

$$\hat{u} = -\frac{K_{io}}{K_{po}} x_1 + x_2 + \frac{J_o}{K_{po}K_m} (\dot{\omega}_{ref} + \lambda(\omega_{ref} - \omega)) \quad (16)$$

견실성 계수 η 는 다음 식을 만족시키도록 잡는다.

$$\eta > \frac{|\Delta_p \dot{\omega}_{ref}| + |\lambda \Delta_p (\omega_{ref} - \omega)|}{1 + \Delta_p} + \frac{|\frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1| + \frac{T_L}{J}}{1 + \Delta_p} \quad (17)$$

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

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= s[-\Delta_p (\dot{\omega}_{ref} - \lambda(\omega_{ref} - \omega)) + \frac{K_{io}K_m}{J_o} (\Delta_p - \Delta_i) x_1 + \frac{T_L}{J}] \\ &\quad - (1 + \Delta_p) \eta s < 0 \end{aligned} \quad (18)$$

3. 페루프 오차의 동적 특성

식 (15)과 식 (16)의 제어 입력에 대해서 경계층 안에서의 오차에 관해 분석한다. 경계층 안에서는 포화 함수는 $\frac{s}{\Phi}$ 가 되므로, (15)에서 포화 함수 대신에 $\frac{s}{\Phi}$ 를 이용한다. 먼저, 모델링 오차가 없고, $T_L = 0$ 이라 가정하면 다음의 오차 방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{e} + (\lambda + \frac{\eta}{\Phi}) e + \frac{\lambda \eta}{\Phi} \int e dt = 0, \quad e = \omega_{ref} - \omega \quad (19)$$

그러면, (19)의 특성 방정식(characteristic equation)은 음의 실근 $-\lambda$, $-\frac{\eta}{\Phi}$ 을 갖는다. 따라서, 부하가 작용하지 않을 때에는 위

치 오차와 속도 오차는 점근적으로 0으로 수렴하게 된다.

이제, (3)에 다음과 같은 모델링 오차와 부하 및 외란 Δ 가 있다고 가정하면,

$$\dot{x}_2 = \frac{K_i K_r}{J} x_1 - \frac{K_p K_r}{J} x_2 + \frac{K_p K_r}{J} u + \Delta \quad (20)$$

다음의 오차방정식을 얻는다.

$$\dot{e} + (\lambda + \frac{\eta}{\phi})e + \frac{\lambda\eta}{\phi} \int e dt = \Delta \quad (21)$$

여기서, Δ 가 상수라고 가정하면, (21)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 (21)와 동일하여, 특성방정식의 성질에 따라 오차가 0으로 수렴하게 된다. 따라서, 우리는 원하는 제어 목적을 달성할 수 있다. 또, (19)이나 (21)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 만족시키지 않을 수 있다.

4. 최대 입력 제어의 구성

속도 지령이 갑자기 변하는 경우의 빠른 응답특성은 VSC 제어기의 건설성계수의 크기와 비례한다. 하지만 큰 건설성계수는 채터링을 유발한다. 본 논문에서는 빠른 응답특성과 채터링 감소를 위해 최대 입력 제어를 사용하였다.

서보팩 내부에는 전류 제한기가 있으므로 모터의 가속도에 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, 건설하게 제어한다. 최대 입력 제어와 VSC 제어의 절환은 속도 오차를 이용하였다. 그림 2의 \hat{y} 는 그림 1에서 보면 전류 제어기의 입력이다. 서보팩을 비례 제어 모드로 동작시키는 경우 (1)은 K_i 가 0이 되고 \hat{y} 가 최대값인 42(A)를 갖기 위한 e 는 다음과 같이 얻어진다.

$$e = -\frac{42}{K_p} = -\frac{42}{8.1} = -5.185 \text{ rad/sec} \approx 50 \text{ rpm} \quad (22)$$

따라서, 모터의 회전 속도가 속도 지령과 50rpm 이상 차이가 나게 되면, 최대 입력 제어를 이용하고 속도 오차가 50rpm 이내에 들어오면 제한된 VSC 제어기를 이용하여 모터의 속도를 제어한다.

IV. 실험 결과

1. 하드웨어 setup

진압 지령 형식의 서보팩을 이용하기 위해서, I/O 보드를 제작하였다. 이 I/O 보드는 모터에서 나오는 인코더 펄스로부터 정확한 속도 측정을 위하여, M/T 기법 [8]을 이용하였고, PC에서 나오는 속도 지령을 서보팩에 넣어주기 위하여 해상도가 12-bit인 D/A 변환기를 내장하고 있다. 루프 타임은 1ms로 I/O 보드에 내장된 클럭을 이용하여 인터럽트를 걸어준다. 본 실험에서는 자동화공동연구소에 있는 TNV-40 머시닝 센터의 z축에 Yaskawa의 모터를 장착해서 실험을 수행하였다. 그림5는 전체 하드웨어 구조이다.



(a) I/O 보드와 서보팩 구동부 (b) TNV-40 머시닝 센터
그림4. 전체 하드웨어 구조

Fig.4 Hardware setup

2. 실험 결과

본 실험에서는 포화 함수를 이용하여 설계한 VSC 제어기를 이용하여 실험하였다. 이제 건설성계수 η 의 값을 구하기 위해 Δ_p 와 Δ_i 에 대해서 최대 10%의 변동률을 가정하였고, 가공시 절삭력에 의해 나타나는 부하토크의 값의 범위는 가공물의 재질과 가공조건에 따라 다르나 1000N 이내가 되는 것이 일반적이다 [13]. 표1은 실험에 이용된 매개변수의 값들이다.

표1. 실험시 사용된 매개변수들의 값

Table 1. Parameter values

매개변수	J(N·m)	Kp	Kτ	η	φ	λ
값	0.0109	8.1	1.6023	2000	2.5	250

먼저, 무부하 상태에서 서보팩을 P 제어기로 이용할 때와 PI 제어기로 이용할 경우에 대하여 300rpm의 속도에서 서보팩을 튜닝하였다. 그림 6은 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. 그림 6에서 알 수 있듯이 서보팩은 튜닝을 정확히 하여도 정상 상태에서의 평균값이 약간씩 변하는데 비해 VSC 제어기는 거의 일정한 평균값이 나오고 있다.

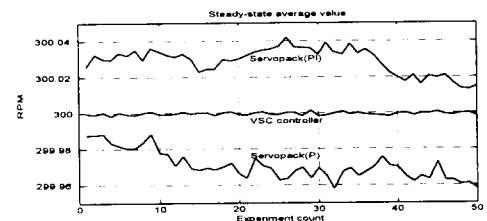


그림5. 정상상태 평균값

Fig.5 steady state average

두 번째 실험은 앞에서 설계된 포화 함수를 이용한 VSC 제어기의 일정한 부하에 대한 강인성을 측정하기 위해서, 머시닝 센터의 z축에 Yaskawa의 모터를 장착하였다. 스펀들과 z축의 무게가 일정한 부하로 작용한다고 볼 수 있다. 부하 실험에 대한 결과들을 정량적으로 비교한 결과를 표2에 나타내었다. 일정한 부하가 걸렸을 때, VSC 제어기가 P 제어기나 PI 제어기보다 더 나은 성능을 보인다는 것을 알 수 있다.

표2. 300rpm 회전시 서보팩과 VSC의 비교(일정 부하)

Table 2. 300 rpm responses of servopack and VSC

	tr(ms)	MSE	ess(%)	Mp(%)	ss osci.(rpm)
서보팩(P제어)	17.5	23.91	-1.6072	-0.03	±0.8140
서보팩(PI제어)	17.5	0.796	-0.2584	1.667	±0.4416
VSC	17.5	0.3058	-0.017	1.5346	±0.553

마지막 실험으로 밀링(milling) 가공 실험을 행하였다. z축에 장착된 모터를 30rpm(z축 이송 속도로는 5mm/s)으로 회전시키고, 스펀들 모터는 3500rpm으로 회전시켜서 가공실험을 하였다. 드릴은 지름이 4.3 φ이며, 피삭재로는 SS41C를 이용하였다. 그림

7, 8, 9 는 각각 P 제어기, PI 제어기, VSC 제어기를 사용한 실험 결과이다. 순간부하에 대해서 VSC 제어기가 가장 좋은 반응을 보인다.

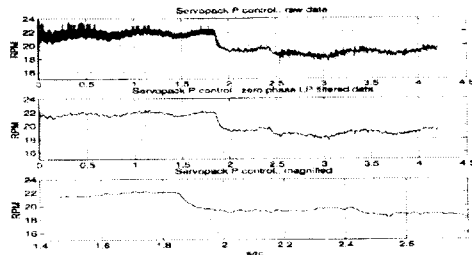


그림6 비례제어기를 이용한 절삭실험
Fig. 6 Milling with P servopack

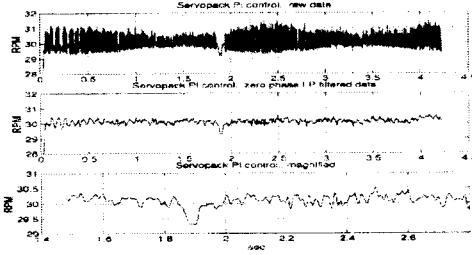


그림7 비례-적분제어기를 이용한 절삭실험
Fig. 7 Milling with PI servopack

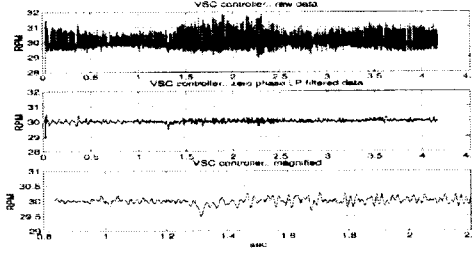


그림8 가변구조제어기를 이용한 절삭실험
Fig. 8 Milling with VSC controller

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, 외란에 대하여 견실한 가변 구조 제어 기법을 이용하여 제어기를 설계하였다. 그리고, 서보팩 내부의 전류 제한기의 영향을 고려한 상승 시간에서의 최대 입력 제어 방법을 제시하였다. 이와 같이 설계된 제어기를 Yaskawa 모터에 적용하였고, 이 시스템을 머시닝 센터 z-축 이송장치에 장착하여 spindle 이송실험과 실제 절삭실험을 하였다. 첨가한 실험 결과는 본 논문에서 설계된 제어기가, Yaskawa 사 서보팩만을 이용한 경우보다 무부하에서나 일정한 부하에 대하여 성능 저하를 보강하여 줄 수 있음을 보였다. 특히 절삭 실험을 통해 순간 부하에 대하여 성능의 향상을 입증하였다.

기호 설명

- K_p : 서보팩의 비례 이득
- K_{po} : 서보팩의 비례 이득의 공칭값
- K_i : 서보팩의 적분 이득
- K_{io} : 서보팩의 적분 이득의 공칭값
- K_r : 서보팩의 토크 상승
- K_{ro} : 서보팩의 토크 상승의 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 : 슬딩 평면

VI. 참고 문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] C. I. Kang, "Feedback-linearizing control of BLDCM with a general shape of back EMF", Ph. D. Thesis, Seoul National University, p1, Feb. 1995.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] T. Ohmae, T. Matsuda, K. Kamiyama, "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.
- [9] M. I. Spong, R. Narino, 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.
- [10] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [11] 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.
- [12] Yaskawa 모터 매뉴얼, 효성 중공업
- [13] 김 태용, "견실한 적응제어기를 이용한 절삭력 제어에 관한 연구", 공학박사학위논문, 서울대학교, pp106-132, 1995. 2.
- [14] 이 제희, 이 석호, 허 옥열, "2자유도를 갖는 적응 서보 제어기 설계", 제어계측신기술연구센터 1995년도 참여교수 하계 워크샵, pp. 67-74, 1995. 8.
- [15] 최 종호, 장 태정, 최 병갑, 나 일주, 송 오석, "CNC 머시닝 센터용 고기능 위치제어기 개발에 관한 연구", 제어계측신기술연구센터 1995년도 참여교수 하계 워크샵, pp. 55-66, 1995. 8.