

공작기계 시스템의 모델링과 동적특성 분석 (제1보) - PI 속도 제어기의 제어이득 설정 -

박용환*, 문희성*, 최종률*

Modeling and Dynamic Analysis of Electromechanical System in Machine Tools (1st Report) - Gain Tuning of PI Speed Controller -

Yong-Hwan Park*, Hee-Sung Moon* and Song-Yul Choe*

ABSTRACT

In the feed drive systems or the spindle systems of machine tools that consist of many mechanical components, a torsional vibration is often generated because of its elastic elements in torque transmission. Generally, the accuracy of motion control system is strongly influenced by the dynamic behavior of coupled transmission components. Especially, a torsional vibration caused by the elasticity of mechanical elements might deteriorate the quick movement of system and lead to shorten the life time of the mechanical transmission elements. So, it is necessary to analyze the electromechanical system mathematically to optimize the dynamic characteristics of the feed and spindle system.

In this paper, based on the DC motor model, a model of electro-drive system with motor has been developed and an optimal criterion for tuning the gain of speed controller is discussed. The frequency bandwidth of the system and the damping ratio in time domain are optimal design specifications for the gain adjustment of PI speed controller. The gains of PI speed controller are then derived from the bandwidth and damping ratio, and those relationships have been classified.

Key Words : machine tools(공작기계), mechanical resonance(기계적 공진), speed control(속도제어), frequency bandwidth(주파수대역폭), damping ratio(감쇠비)

1. 서론

공작기계의 이송계 또는 주축계는 다수의 기계요소들의 조합으로 구성된다. 이송계의 경우에는 가공물이 놓이는 테이블 또는 가공 공구가 장착된 터렛(turret)을 이동시키기 위하여 커플링(coupling), 볼스크류(ball screw), 너트(nut) 등이 필

요하며, 주축계도 스피ن들을 회전시키기 위한 구동 전달기구 등이 필요하다. 따라서 공작기계의 이송계 또는 주축계는 각 기계요소들의 탄성특성에 기인한 기계적 공진을 수반하게 되며, 이송계 또는 주축계의 운동제어시 이러한 기계적 공진에 대한 고려가 반드시 따라야 한다. 기계적 공진의 영향을 충분히 고려하지 않고 기계계의 운동을

* (주)현대정공 공작기계기술부

제어하게 되면, 기계적인 공진의 발생으로 정확한 운동제어를 실현할 수 없을 뿐만 아니라 전체 시스템의 안정성이 저하되고, 기계 수명의 단축을 야기하게 된다.

한편 일반적인 공작기계에 적용되는 제어구조는 전류제어계, 속도제어계, 위치제어계가 서로 계단식으로 연결된 계단형 제어구조 (cascade control structure)로, 이러한 제어구조에서 각 제어계는 반드시 안정성(stability)이 먼저 보장되어야 하며, 특히 전체 시스템의 안정성에 가장 많은 영향을 미치는 속도제어계의 안정성에 대한 충분한 고려가 필요하다. 이것은 공작기계의 속도제어계가 실가공시 발생하는 외란의 영향을 직접 받을 뿐만 아니라, 제어대상인 이송계 또는 주축계의 기계적 공진모드를 포함하기 때문이다⁽³⁾.

기계계의 기계적 공진을 고려한 운동제어를 실현하기 위하여 다양한 접근 방법이 있겠으나, 기계계에 대한 수학적 모델 유도를 통한 해석적 접근 방법이 가장 효과적이라 하겠다. 기계계의 수학적 모델을 이용하면 기계적 공진과 각 기계 파라미터간의 연관관계를 살펴볼 수 있을 뿐 아니라, 기계적 공진이 기계계를 포함하는 제어계의 특성에 미치는 영향을 좀 더 면밀하게 분석할 수 있기 때문이다.

이러한 배경 아래 본 연구에서는 공작기계의 이송계와 주축계에 대한 수학적 모델 유도를 통해 기계계의 특성 분석 및 이송계와 주축계의 기계적 특성을 고려한 제어계의 설계방향에 대하여 논하고자 하며, 특히 본 논문에서는 공작기계 이송계와 주축계에 대한 수학적 모델 유도에 앞서 기계계의 특성 영향을 가장 많이 받는 속도제어계의 제어이득 설정방법을 제안하였다.

공작기계 이송계의 제어이득 설정방법으로도 다양한 형태의 방법론이 제안되어 왔으나⁽³⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾, 본 논문에서는 공작기계 이송계 또는 주축계의 속도제어계가 요구하는 주파수응답 대역폭과 시간응답 오버슈트를 설계사양으로 하여 PI 속도제어기의 제어이득을 결정하도록 하였다. 또한 시간응답 오버슈트와 속도제어계의 감쇠비간의 관계식을 유도하여 시간응답 오버슈트에 따른 속도제어계 감쇠비의 변화 또는 속도제어계의 감쇠비에 따른 시간응답 오버슈트의 변화를 예측할 수 있도록 하였다.

2. 속도제어기의 제어이득 설정

2.1 PI 제어이득의 유도

공작기계의 속도제어기로는 일반적으로 비례적분(PI)제어기가 주로 사용된다. 비례적분제어기는 제어대상 시스템에 대한 정확한 정보가 없어도 설계가 가능하며, 일반적으로 높은 강인성의 제어특성을 갖는다⁽¹⁾⁽²⁾. 비례적분제어기는 비례이득과 적분이득을 설계 파라미터로 하며, 통상 다음과 같은 전달함수로 표현된다.

$$G_c(s) = K_{pm} + \frac{K_{im}}{s} \quad (1)$$

여기서 K_{pm} , K_{im} 은 각각 속도제어기의 비례이득과 적분이득을 나타낸다.

본 논문에서는 제어이득의 결정과정을 간단히 하기 위하여 기계계와 모터를 하나의 단일 질량체로 모델링하였으며, Fig. 1은 속도제어계의 구조를 간략화하여 블록도로 표현한 것이다. 그림에서 속도제어계가 전류제어계를 내루프로 하고 있는 것을 볼 수 있으며, 전류제어계는 시정수 T_{ei} 의 1계 시스템으로 간략화하였다.

본 논문에서는 주파수 응답 영역에서의 시스템 대역폭과 시간 응답 영역에서의 단위응답 오버슈트(overshoot)를 설계 사양으로 하여 속도제어기의 비례이득과 적분이득을 유도하고자 한다. 주파수 응답 영역에서의 대역폭은 속도제어계의 속응성과 연관되며, 시간 응답 영역에서의 오버슈트는 지령속도입력의 변화에 따른 과도 응답의 안정성과 연관된다.

Fig. 1의 속도제어계에 대하여 페루프 전달함수를 유도하면 다음과 같다. 단, 유도과정에서 전류제어계의 대역폭이 속도제어계의 대역폭보다 무척 크다고 가정하여, 전류제어계의 응답시정수 $T_{ei} \approx 0$ 으로 하여 전류제어계를 이득 1의 시스템으로 간략화하였다.

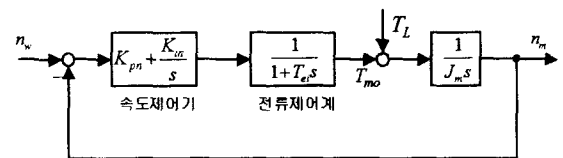


Fig. 1 Block diagram of speed control loop

$$G_n(s) = \frac{n_m(s)}{n_w(s)} = \frac{K_m \left(1 + \frac{K_{pm}}{K_{in}} s\right)}{s^2 + \frac{K_{pm}}{J_m} s + \frac{K_{in}}{J_m}} \quad (2)$$

여기에서 J_m 은 모터의 관성모멘트(moment of inertia)를 나타낸다.

그런데 식(2)의 전달함수는 다음과 같은 전형적인 2차 시스템의 페루프 전달함수에 영점 $s = -1/T_z$ 가 하나 추가된 형태의 전달함수 $G(s)$ 와 동일한 형태를 가짐을 알 수 있다.

$$G(s) = \frac{\omega_n^2(1+T_z s)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

여기서 ζ 는 계의 감쇠비(damping ratio)를 나타내고, ω_n 은 고유비감쇠주파수(natural undamped frequency)를 나타낸다. 일반적으로 식(3)에서 추가된 영점은 계의 속응성을 개선시키고, 단위계단 입력응답의 오버슈트를 증가시키는 효과를 가져온다⁽¹⁾.

식(2)와 식(3)이 동일한 형태를 가지므로, 두 식을 비교하여 다음과 같이 속도제어기의 비레이득, 적분이득과 계의 감쇠비, 고유비감쇠주파수 간의 관계식을 유도할 수 있다.

$$K_{pm} = 2\zeta\omega_n J_m, \quad K_{in} = \omega_n^2 J_m, \quad T_z = \frac{K_{pm}}{K_{in}} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \quad (4)$$

상기식의 결과로부터 알 수 있듯이 모터의 관성 J_m 은 알고 있는 값이므로 속도제어계에 대한 감쇠비와 고유비감쇠주파수가 결정되면, 속도제어기의 비레이득과 적분이득의 값을 계산할 수 있다. 감쇠비는 시간응답의 오버슈트와 연관되고 고유비감쇠주파수는 주파수 대역폭과 연관되므로, 결국 시간응답의 오버슈트와 주파수 대역폭이 속도제어계의 설계 사양이 됨을 알 수 있다.

2.2. 감쇠비 ζ 와 오버슈트의 연관

감쇠비 ζ 와 시간응답 오버슈트와의 연관관계를 알아보기 위하여 식(3)의 전달함수를 다음과 같이 두개의 전달함수로 분리하여 표현한다.

$$\frac{\omega_n^2(1+T_z s)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} + \frac{T_z \omega_n^2 s}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5)$$

단위 계단 입력에 대하여 식(5)의 우변의 첫번

째 항에 대응하는 출력응답을 $c_1(t)$ 로 표현하면 전체 응답은 다음과 같다.

$$c(t) = c_1(t) + T_z \frac{dc_1(t)}{dt} \quad (6)$$

그런데 상기식에서의 응답 $c(t)$ 는 시스템의 부족감쇠 ($0 < \zeta < 1$) 인 경우와 과감쇠 ($\zeta > 1$) 인 경우에 서로 다른 형태를 갖는다. 부족감쇠인 경우 응답 $c(t)$ 는 정현적으로 감쇠하는 응답형태를 갖지만, 과감쇠인 경우 응답 $c(t)$ 는 오직 하나의 오버슈트만을 가지는 감쇠응답 형태를 갖는다. 따라서 부족감쇠인 경우와 과감쇠인 경우로 나누어 응답 $c(t)$ 의 수식을 유도하기로 한다. 단, 식(6)에서 $T_z = 2\zeta/\omega_n$ 이라고 가정한다.

① 부족감쇠 ($0 < \zeta < 1$) 인 경우

단위계단입력에 대한 응답을 구하기 위하여 식(5)의 우변 첫번째 항에 단위계단입력의 전달함수인 $1/s$ 을 곱한 후 역라플라스 변환을 취하면 다음과 같다.

$$c_1(t) = \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \frac{1}{s} \right) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} \exp(-\zeta\omega_n t) \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \theta) \quad (7)$$

여기서

$$\theta = \cos^{-1} \zeta, \quad (0 < \zeta < 1) \quad (8)$$

따라서 시스템의 전체 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$c(t) = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} \exp(-\zeta\omega_n t) \cdot \left[\sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t + \theta) - 2\zeta \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) \right] \quad (9)$$

시간응답 $c(t)$ 의 오버슈트 또는 언더슈트가 발생하는 시간은 다음과 같이 상기 식(9)의 도함수가 0이 되는 시점으로부터 얻을 수 있다.

$$\frac{dc(t)}{dt} = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} \exp(-\zeta\omega_n t) \cdot \left[\sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t) - 2\zeta \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t - \theta) \right] = 0 \quad (10)$$

$$\Rightarrow t = \frac{n\pi - \alpha}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (11)$$

여기서

$$\alpha = \cos^{-1}(1 - 2\zeta^2) \quad (12)$$

따라서 최대 오버슈트가 발생하는 시간은 다음과 같고

$$t_{\max} = \frac{\pi - \alpha}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}, \quad (13)$$

식(9)로부터 최대오버슈트 Δ_{over} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta_{\text{over}} = c(t_{\max}) - 1 = \exp\left(\frac{-\zeta[\pi - \cos^{-1}(1 - 2\zeta^2)]}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \quad (14)$$

② 과감쇠 ($\zeta > 1$)인 경우

$\zeta > 1$ 인 경우, 전형적인 2차 시스템의 전달함수를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta s + \omega_n^2} = \frac{\omega_n}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \cdot \frac{(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n - (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n}{\left[s + (\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n\right] \left[s + (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n\right]} \quad (15)$$

상기 식의 역라플라스 변환식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1}\left(\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta s + \omega_n^2}\right) \\ = \frac{\omega_n}{2\zeta} \cdot \left\{ \exp\left[-(\zeta - \tilde{\zeta})\omega_n t\right] - \exp\left[-(\zeta + \tilde{\zeta})\omega_n t\right] \right\} \quad (16) \end{aligned}$$

여기서

$$\tilde{\zeta} = \sqrt{\zeta^2 - 1}, \quad \zeta > 1 \quad (17)$$

따라서, 식(5)의 전달함수로 표현되는 시스템의 단위계단입력응답 $c(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} c(t) = 1 + \frac{1}{2\tilde{\zeta}} \cdot \left\{ (\zeta - \tilde{\zeta}) \exp\left[-(\zeta - \tilde{\zeta})\omega_n t\right] - (\zeta + \tilde{\zeta}) \exp\left[-(\zeta + \tilde{\zeta})\omega_n t\right] \right\} \quad (18) \end{aligned}$$

앞에서와 마찬가지로 오버슈트가 발생하는 시간을 구하기 위하여, 상기식 $c(t)$ 의 도함수가 0이 되는 시점을 구하면 다음과 같다.

$$t_{\max} = \frac{1}{\tilde{\zeta}\omega_n} \log_e \frac{(\zeta + \tilde{\zeta})}{(\zeta - \tilde{\zeta})} \quad (19)$$

$\zeta > 1$ 인 경우에 시간응답 $c(t)$ 는 단순감쇠응답 형태를 가지므로, 상기식의 결과로부터 알 수 있듯이 단 하나의 오버슈트만을 가지며, 이 오버슈트는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \Delta_{\text{over}} &= c(t_{\max}) - 1 \\ &= \exp\left(\frac{-\zeta}{\tilde{\zeta}} \log_e \frac{\zeta + \tilde{\zeta}}{\zeta - \tilde{\zeta}}\right) = \left(\frac{\zeta + \tilde{\zeta}}{\zeta - \tilde{\zeta}}\right)^{\zeta/\tilde{\zeta}} \quad (20) \end{aligned}$$

결론적으로 감쇠비 ζ 의 값에 따른 ζ 와 오버슈트와의 관계식을 정리하면 다음과 같다.

$$\Delta_{\text{over}} = \begin{cases} \exp\left(\frac{-\zeta[\pi - \cos^{-1}(1 - 2\zeta^2)]}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right), & (0 < \zeta < 1) \\ \left(\frac{\zeta + \tilde{\zeta}}{\zeta - \tilde{\zeta}}\right)^{\zeta/\tilde{\zeta}}, \quad \tilde{\zeta} = \sqrt{\zeta^2 - 1}, & (\zeta > 1) \end{cases} \quad (21)$$

상기식으로부터 시간응답의 오버슈트는 제어계의 감쇠비 ζ 에만 의존하는 것을 알 수 있다.

2.3. 대역폭 Δ_{BW} 와 고유비감쇠주파수(natural undamped frequency) ω_n 과의 관계

대역폭과 고유비감쇠주파수 ω_n 과의 관계는 식(5)의 페루프 전달함수와 대역폭의 정의로부터 다음과 같이 유도된다.

$$|G^c(j\omega)| = \frac{\omega_n^2 \left[1 + \frac{2\zeta}{\omega_n}(j\omega)\right]}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} = 0.707 \quad (22)$$

$$\Rightarrow \Delta_{BW} = \omega_n \sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{4\zeta^4 + 4\zeta^2 + 2}}$$

상기식으로부터 속도제어계의 대역폭 Δ_{BW} 는 감쇠비 ζ 가 일정할 경우에 고유비감쇠주파수 ω_n 에 비례하는 것을 알 수 있다.

2.4. 속도제어기의 제어이득 설정과정

앞에서 살펴본 내용에 준하여 속도제어기의 비례이득과 적분이득을 설정하는 과정을 정리하면 다음과 같다.

Step 1 : 먼저 모터축의 관성 J_m 을 계산한다. 무부하시에는 모터의 회전관성값만 필요하나, 모터에 이송계 또는 주축계 등의 기계계가 연결되어 있으면 기계계의 전체 회전관성을 계산하여 모터

측으로 환산한 후 모터의 회전관성값에 합산하여 준다.

Step 2 : 속도제어계의 오버슈트 Δ_{over} 와 대역폭 Δ_{BW} 에 대한 사양을 결정한다. 일반적으로 오버슈트 Δ_{over} 는 가능한 한 작게 하는 것이 시스템이 안정적으로 동작하도록 한다. 그러나 너무 작은 오버슈트 사양은 시스템의 속응성을 저하시키는 요인이 된다. 대역폭 Δ_{BW} 는 가능한 한 크게 할수록 시스템의 속응성이 향상된다. 그러나 지나치게 큰 대역폭은 시스템의 안정도를 저하시킨다. 따라서 시스템의 속응성과 안정도가 서로 타협하는 수준에서 오버슈트 Δ_{over} 와 대역폭 Δ_{BW} 를 결정한다.

Step 3 : 오버슈트 Δ_{over} 의 값과 식(21)으로부터 제어계의 감쇠비 ζ 를 계산한다. 식(3)으로 주어지는 속도제어계의 경우 ζ 의 범위에 따라 Δ_{over} 의 범위가 결정된다. 즉, $0 < \zeta < 1$ 인 경우에 Δ_{over} 는 약 14% 이상의 값을 갖고, $\zeta > 1$ 인 경우 Δ_{over} 는 14% 이하의 값을 갖는다. 따라서 Δ_{over} 의 값에 따라 식(21)로부터 감쇠비 ζ 를 계산한다. 그리고 감쇠비 ζ , 대역폭 Δ_{BW} 그리고 식(22)로부터 고유비감쇠주파수 ω_n 을 계산한다.

Step 4 : 감쇠비 ζ , 고유비감쇠주파수 ω_n 그리고 모터측의 관성 J_m 으로부터 식(4)를 이용하여 속도제어계의 비례이득 K_{pn} 과 적분이득 K_{in} 을 계산한다.

이송계 및 추축계의 모델링에 관한 논문에서도 살펴보겠지만, 속도제어계가 이송계 및 추축계를 포함하는 경우에는 속도제어기의 제어이득설정과정에서 기계적 공진에 대한 고려가 필요하다. 예를 들어 공작기계 이송계의 경우에 기계계의 1차 공진 주파수가 대략 100Hz 이내에 존재하게 되는데, 속도제어계의 대역폭을 크게 하여 기계계의 1차 공진 주파수가 제어계의 대역폭 내에 포함되게 되면, 속도제어기가 기계계의 공진을 유발하는 주파수 성분을 충분히 감쇠시키지 못하여 기계계가 진동하는 경우가 발생한다. 따라서 속도제어계의 대역폭에 대한 사양을 결정할 때에는 기계계의 공진주파수 대역을 파악하여, 이 공진주파수보다 낮은 범위에서 대역폭을 결정하여야 한다.

또한 속도제어계의 시간응답 오버슈트의 설정에도 주의가 필요하다. 식(4), 식(21), 식(22)로부터

시간응답 오버슈트의 크기를 작게 하기 위하여 제어계의 감쇠비 ζ 를 크게 설정하면, 동일한 대역폭에 대하여 시간응답 오버슈트의 크기가 큰 경우보다 속도제어기의 적분이득은 감소하고 비례이득은 증가하게 된다. 결국 전 주파수영역대에 대하여 속도제어계의 개루프 이득이 증가하게 되어 오히려 제어계의 안정도가 저하되는 원인이 된다.

3. 시뮬레이션 및 실측정 실험 비교

본 논문에서 기술한 절차에 의하여 당사가 보유하고 있는 시험기의 속도제어계에 대하여 제어이득을 설정하여 보았다. 제어이득설정 후 시험기의 속도제어계 응답을 실측정하고 그 결과를 시뮬레이션 결과와 비교하여 제안된 제어이득 설정방법의 효용성을 검증하였다.

당사가 보유하고 있는 시험기는 모든 제어계가 디지털 시스템으로 구현되어 있으며, 전류제어계와 속도제어계의 샘플링 간격은 125 μ sec로 동일하다. 2절의 절차에 의하여 구한 속도제어기의 비례이득과 적분이득이 주어진 시간응답 오버슈트와 주파수 대역폭의 사양을 만족하는지 살펴보기 위하여, 모터로부터 기계계를 분리한 단순시스템에 대하여 실험 및 시뮬레이션을 수행하였다. 사용한 모터는 서보 모터이며, Table 1은 모터의 관성값과 함께 대역폭을 고정시키고 서로 다른 시간응답 오버슈트로 속도제어계를 설계하는 경우에 제안한 절차에 의하여 계산된 제어이득을 정리한 것이다.

Fig. 2는 시뮬레이션 수행을 위하여 사용한 속도제어계의 블록도를 도시한 것이다. 전류제어기

Table 1 Speed controller design specifications

	CASE 1	CASE 2
모터의 관성 J_m [Kgm ²]	0.003	0.003
주파수 대역폭 Δ_{BW} [Hz]	100	100
시응답 오버슈트 Δ_{over} [%]	21.03	4.78
고유비감쇠주파수 ω_n [rad/sec]	306.65	147.87
감쇠비 ζ	0.7	2
비례이득 K_{pn} [Nmsec/rad]	1.2879	1.7744
적분이득 K_{in} [Nm/rad]	282.1098	65.5955

및 속도제어기는 디지털 제어기로 구현되었으며, 그림에서 전류전처리필터(current prefilter)는 속도 제어기의 전류지령출력으로부터 고주파 성분을 제거하기 위한 필터이며, 본 실험에서는 2kHz의 대역폭을 갖는 저역통과필터(low-pass filter)를 사용하였다. 전류제어기는 약 1kHz의 대역폭을 갖도록 제어이득을 설정 하였다.

Fig. 3은 본 논문에서 제안한 방법에 의하여 속도제어기의 시간응답 오버슈트 Δ_{over} 를 약 21%, 주파수 대역폭 Δ_{BW} 는 100Hz의 사양으로 하였을 때의 주파수 응답과 단위계단입력 응답을 나타낸 것이다. 비교를 위하여 실측정 결과와 시뮬레이션 결과를 함께 도시하였으며, 그림에서 점선이 실측정 결과를 나타내고 실선이 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 주파수 응답의 경우에 실측정 결과가 시스템의 비선형 요소의 영향으로 고주파수대역에서 왜곡이 생기는 것을 제외하면, 실측정 결과와 시뮬레이션 결과가 서로 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 설계 사양대로 실제 속도제어기의 주파수 대역폭이 약 100Hz, 시간응답 오버슈트가 약 21%로 나타나고 있는 것을 볼 수 있다.

Fig. 4는 동일한 주파수 대역폭에 대하여 시간응답 오버슈트 Δ_{over} 를 약 5%로 낮게 설정하였을 때의 주파수 응답과 시간응답을 나타낸 것이다. 실측정 결과와 시뮬레이션 결과가 마찬가지로 서로 일치하는 것을 볼 수 있으며, 설계 사양대로 시간응답의 경우에 약 5%의 오버슈트가 발생함을 확인할 수 있다. 또한 주파수 응답의 경우에 감쇠비 ζ 의 감소로 대역폭내의 이득은 Fig. 3의 경우보다 작게 나오는 것을 확인할 수 있으며, 고주파수 영역대에서 Fig. 3의 경우보다 속도제어기의 이득이 전반적으로 약간 상승한 것을 확인할

수 있다. 이것은 Table 1에서 확인할 수 있듯이, 동일한 주파수 대역폭에 대하여 속도제어기의 감쇠비를 크게 설정할 수록 속도제어기의 적분이득은 감소하나 비례이득은 증가하게 되어 대역폭 이상의 고주파수 영역에서의 속도제어기 개루프 이득이 커지기 때문이다. 따라서 모터에 기계계가 연결되어 있는 경우에는 대역폭 이상의 고주파수 대역에 존재하는 기계적 공진 모드들의 영향도 증가하리라는 것을 예측할 수 있어 속도제어기의 감쇠비 설정에 주의가 필요함을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 공작기계에 일반적으로 적용되는 계단형 제어구조에서 속도제어기의 제어이득 설정 방법을 제안하고, 실측정 실험과 시뮬레이션 수행 결과를 비교하여 제안된 이득 설정 방법의 타당성을 검증하였다.

제안된 제어이득 설정 방법은 속도제어기의 시간응답 오버슈트와 주파수 대역폭을 설계 사양으로 하며, 주어진 설계 사양을 만족하도록 비례이득과 적분 이득을 산출한다. 실측정 실험과 시뮬레이션을 수행하여 제안된 이득설정 방법에 의하여 산출된 제어이득이 주어진 속도제어기 설계 사양을 만족함을 확인하였다.

공작기계의 이송계 또는 주축계는 다수의 기계요소의 결합으로 구성되므로, 각 기계요소의 탄성 특성에 기인한 기계적 공진 모드를 갖는다. 공작기계의 안정된 제어와 성능은 속도 제어기의 설계에 좌우된다고 할 수 있으며, 따라서 속도 제어기의 설계 과정에서 속도제어기와 연결된 기계계의 기계적인 특성을 고려하여 속도 제어기의

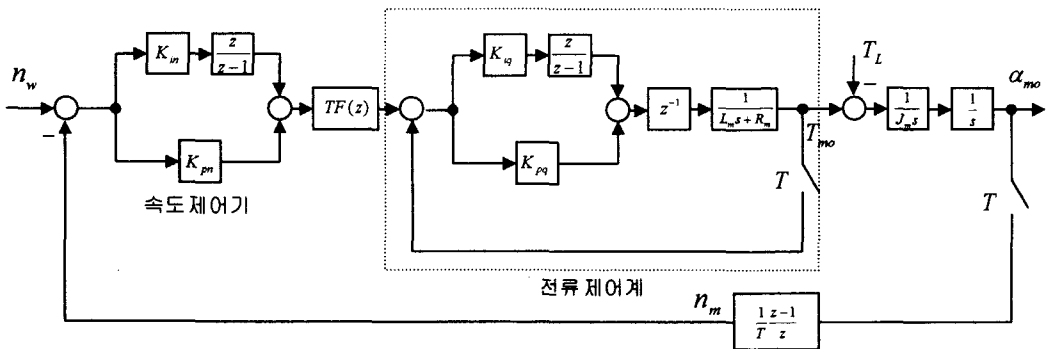
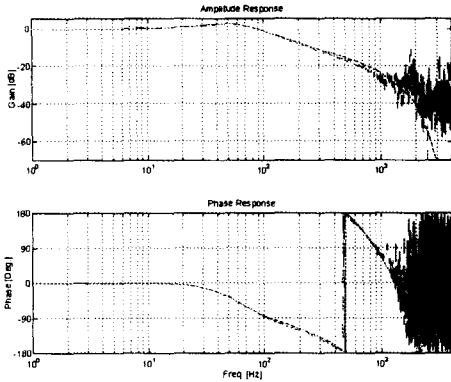
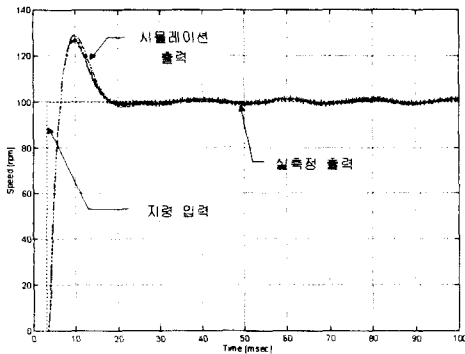


Fig. 2 Block diagram of simulated speed control loop

사양이 결정되어야 한다. 본 논문에서 제안된 방법은 공작기계의 이송계 또는 주축계와 연결된 속도 제어계 설계시 기초적인 제어이득 설정 방법으로 적절히 사용될 수 있을 것으로 기대된다.

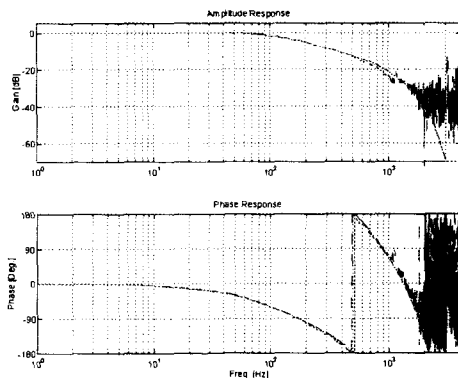


(a) Frequency response

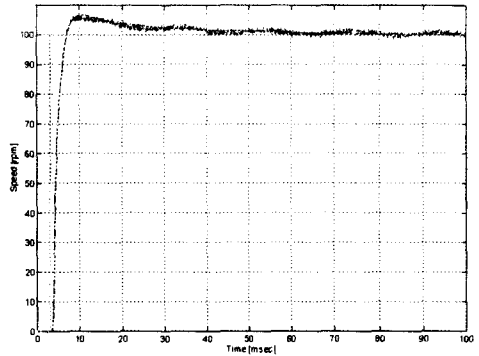


(b) Step input response

Fig. 3 Comparison of speed control loop response ($\Delta_{BW}=100\text{Hz}$, $\zeta=0.7$)



(a) Frequency response



(b) Step input response

Fig. 4 Comparison of speed control loop response ($\Delta_{BW}=100\text{Hz}$, $\zeta=2$)

참고문헌

1. Benjamin C. Kuo, Automatic Control Systems, Prentice-Hall, 1991.
2. Karl J. Astrom, Automatic Tuning of PID Controllers, Instrument Society of America, 1988.
3. Hidehiko Sugimoto, AC サーボシステムの理論と設計の實際, 日本総合電子出版社.
4. Yoshiaki Kakino, Atsushi Matsubara, "A study on the Total Tuning of Feed Drive Systems in NC Machine Tools (1st Report)," 日本 精密工學會誌 Vol. 60, No. 8, pp. 1097-1101, 1994
5. Yoshihiro Matsui, "Speed Control of 2-Mass System by PID Controller," T. IEE Japan, Vol. 116-D, No. 4, pp. 442-447, 1996.
6. A. Poo and J. G. Bollinger, "Digital-analog servo system design for CNC," 9th Annual Meeting of the IEEE Ind. Appl. Society, Paper IC-WED-AM3, pp. 621-623, 1974.
7. Y. Koren and J. G. Bollinger, "Design Parameters for Sampled-Data Drives for CNC Machine Tools," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-14, No. 3, pp. 255-264, 1978.