

이득 설계가 간단한 선형전동기 구동용 고성능 통합 PID 위치제어기 구현 제2부: 이득설계 및 응용

論 文
51B-4-6

Implementation of the High Performance Unified PID Position Controller for Linear Motor Drive with Easy Gain Adjustment Part II – Gain Adjustment & Application

金 峻 奭*
(Joohn-Sheok Kim)

Abstract - The high performance position controller named 'Unified PID Position Controller' is presented in part 1 of this paper. In part 2, we provide smart gain adjustment methods including the freedom utilizations for rare sensitivity toward the system parameter variation and for increasing the stiffness of the system. Owing to the provided gain tuning strategy, the overall system characteristics can be stabilized without over-shoot phenomena when the system parameter is changed in the rate of from 0.5 to 2~4. Moreover, for the actual feasibility to the industrial fields, a simple but effective anti-windup strategy prohibiting the integral component of the PID position controller from saturation is presented too. All of the presented algorithms are verified through the experiment works with commercial linear motor..

Key Words : Unified PID position controller, Linear Motor, Stiffness.

1. 서 론

본 논문의 1부에서 고속운전이 가능한 선형 전동기 구동용의 '통합형 PID 위치 제어기'를 제안하였다. 제안된 위치제어기는 PI제어기에 비하여 동특성이 우수한 PID제어기를 사용하면서도 상태 제환 기법을 이용하여 제어기에 극점 및 영점의 배치에 대한 자유도를 부여하였다. 이에 따라, CNC 및 반도체 공정 장비 등에 응용하기 적합한 형태로 시스템의 동작 특성을 변환하기 쉬울 뿐만 아니라 매우 간단하게 이득을 선정할 수 있는 장점을 지니고 있다. 특히, 전체 시스템의 동특성을 1차 지연 필터 형태로 유지할 경우 제어기의 동작에 대한 예측이 쉽고 높은 안정성을 얻을 수 있다. 아울러, 1차 지연 필터 형태의 제어 구조로 인하여 동특성을 일정하게 유지시키면서 각종 외란에 유연하게 대처할 수 있는 완전한 자유도를 얻을 수 있다.

본 논문에서는 논문의 1부에서 확인한 바 있는 자유도를 활용하여, 이송부의 무게 변동과 같은 시스템 제어 정수의 변동에 대한 제어기의 안정도를 확보에 대한 이득 설정 방법 및 강성도(stiffness)로 규정되는 외란에 대한 강인성을 고려하기 위한 이득 설정 방법 등에 대한 연구 결과를 제시한다.

통상적인 선형 전동기에서 위치 제어 루프에 영향을 주는 제어 정수는 전동기의 힘(force)상수 및 이동자의 무게(mass)로 요약 될 수 있다. 일반적으로 영구자석을 이용하는 동기 기형 선형 전동기에서는 힘상수의 값을 비교적 정확하게 측

정할 수 있다. 또한, 전동기의 이송부 무게 역시 비교적 정확하게 알 수 있는 것으로 가정할 수 있다. 그러나, 이러한 정수의 측정값에 오차가 있거나 정수 자체가 변동하는 경우에는 전체 제어루프에서 전달함수의 극점이 변동하는 효과가 발생한다. 따라서, 제어기의 안정도가 감소하고 오버슛(over shoot) 현상과 같은 비이상적인 결과가 발생할 수 있다. 그러므로, 실용적인 제어기를 설계하기 위해서는 이러한 제정수의 변동에 대한 대응 방안이 필요하다. 정수가 특정 범위 내에서 변동하는 경우에 오버슛 현상이 없는 안정된 동작을 하도록 이득설정의 자유도를 활용할 수 있다. 또한, 외부에서 제어기에 인가되는 힘이 존재할 경우 이러한 힘은 제어루프에 외란(disturbance)으로 작용하며, 이에 대한 저항도를 강성도(stiffness)로 정의한다. 이 강성도는 해당 응용분야에 따라 특정값 이상으로 커야 할 필요가 있다. 본 연구에서는 이득 설정에서 파생되는 자유도를 이용하여 필요로 하는 강성도를 만족시키는 방법을 제시한다.

한편, 위치제어 알고리즘을 실용 모델에 적용시키기 위해서는 전동기 및 전력 변환부를 보호하기 위한 전류 제한기를 반드시 설치해야 한다.[8][9] 본 연구에서는 전류가 제한되는 상태에서의 적분기 포화 동작을 방지하기 위하여 제어기의 구조를 가변시키는 '가변 구조 알고리즘을 도입하였다.

제안된 모든 알고리즘 및 이득 설정 방법은 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션 및 상용 선형전동기를 이용한 실험을 통하여 그 실용성을 검증하였다.

2. 자유도를 활용한 이득 설정

그림.1에 논문 1부에서 제안된 통합 PID위치 제어기의 구

* 正 會 員 : 仁 川 大 電 氣 工 學 科 助 教 授 · 工 博
接 受 日 字 : 2001年 8月 29日
最 終 完 了 : 2002年 1月 29日

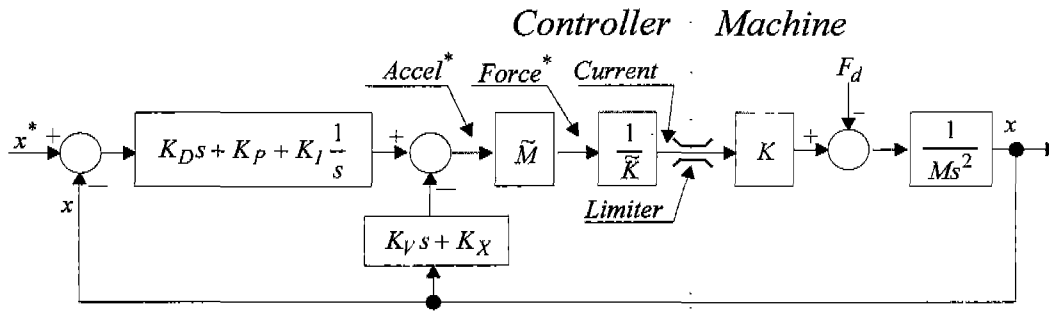


그림 1. 제안된 통합 PID 위치제어 루프
Fig. 1 Proposed Unified PID Position Controller

성도가 도시되어 있다. 전동기의 정수 변동 비율을 k ($k = \frac{K_F}{K_F} \cdot \frac{M}{M}$)로 정의하면 전체 제어루프의 폐루프 전달 함수가 다음과 같이 표시된다.

$$G_c(s) = \frac{x}{x^*} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{\frac{1}{k} s^3 + (K_D + K_V) s^2 + (K_P + K_X) s + K_I} \quad (1)$$

$k=1$ 인 경우에 이득을 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{aligned} K_D &= \omega_c, & K_P &= 2\zeta\omega_n\omega_c, & K_I &= \omega_n^2\omega_c \\ K_V &= 2\zeta\omega_n, & K_X &= \omega_n^2 \end{aligned} \quad (2)$$

제어기의 이득을 선정할 때에는 ω_c , 및 ζ , ω_n 3개의 이득을 설정하면 항상 1차 저역 통과 필터의 특성으로 제어가 동작한다. ω_c 는 제어기의 차단 주파수로서 시스템에서 요구되는 제어 성능에 따라 마치 저역 통과 필터의 차단 주파수를 설정하는 방식과 동일한 방법으로 결정한다. 이때, ζ 및 ω_n 은 폐루프 전달함수에서 나타나지 않으므로 일종의 완전한 이득 선정의 자유도에 해당한다. 따라서, 이들 값은 제어의 목적에 부합하는 특정 값으로 선택할 수 있다.

ω_c 만이 폐루프 전달함수에서 나타나므로 ζ , ω_n 의 값은 이론적으로 임의의 값이 될 수 있다. 통상적으로 이득 값을 크게 하면 할수록 시스템의 동특성 및 응답성이 커지게 된다. 그러나, 너무 큰 값으로 설정되는 경우에는 시스템의 잡음(noise)에 민감해지고 아울러 진동 현상이 발생할 수 있다.

ω_c 는 응용분야에 따라 다를 수 있으나 0.5ms의 제어주기를 갖는 경우 10~400rad/s의 값이 사용될 수 있다. 실험적인 결과를 예로 들면 1m/s이하의 속도로 동작하는 저속 동작에서는 50~100rad/sec 정도의 값이 적절하다. 또한, 2m/s 이상의 고속 동작을 하는 경우에는 150~250rad/sec의 값을 사용하는 것이 제어 성능 및 안정성을 감안할 때 유리하다. 그러나, 이러한 이득은 시스템에서 요구하는 차단 주파수 및 시스템의 잡음도에 따라 크게 달라질 수 있다. 한편 ζ 는 0.5~20, ω_n 은 10~400rad/s의 범위 내에서 사용하는 것이 안정적이다.

2.1 전동기 제정수의 변동에 강인한 이득설정 방법

식 (1)에서 볼 수 있는 바와 같이 정수 변동 비율 k 는 전달함수의 동특성을 결정하는 매우 중요한 변수로 작용한다. 정수를 정확하게 알고 있는 경우, k 를 1로 설정하여 시스템을 단순화 시킬 수 있다. 그러나, 선형 전동기가 주로 사용되는 모션(motion)운동 위주의 응용분야에서는 공작물을 이동시키는 과정에서 이송부의 무게가 변동할 가능성이 매우 높

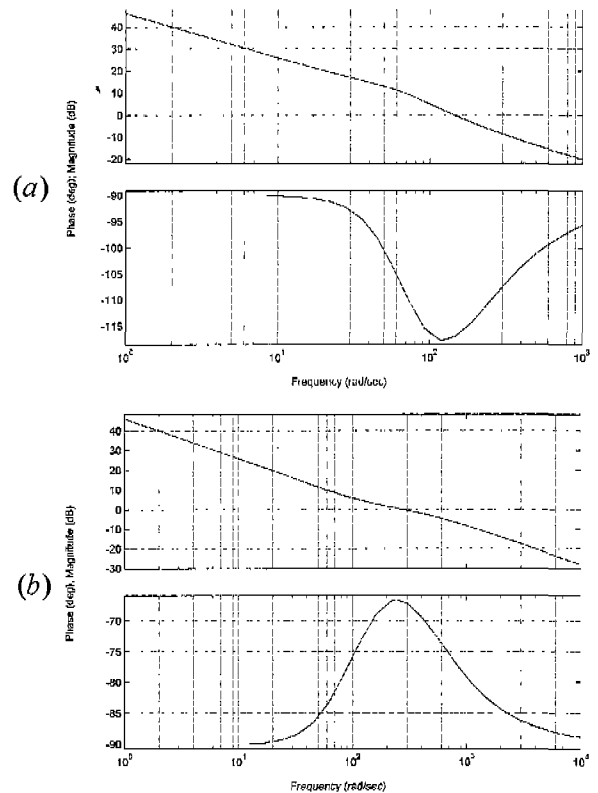


그림 2. 개루프 보드 선도.

- (a) $k=0.5$, $\omega_c=200$, $\omega_n=100$, $\zeta=1$ 의 경우
 - (b) $k=2$, $\omega_c=200$, $\omega_n=100$, $\zeta=1$ 의 경우.
- Fig. 2 Open loop bode plot.
(a) case of $k=0.5$, $\omega_c=200$, $\omega_n=100$, $\zeta=1$.
(b) case of $k=2$, $\omega_c=200$, $\omega_n=100$, $\zeta=1$.

다. 또한, 반복적인 동작 과정에서 전기자 권선의 열 손실로 인하여 전동기의 온도가 상승되는 경우가 많다. 온도가 상승하면 계자로 사용되는 영구자석의 자속 밀도가 감소하고 결과적으로 힘상수가 감소하게 된다. 이렇게 전동기의 정수가 변동하면 식 (1)의 페루프 전달함수가 더 이상 1차 저역 통과 필터 형태를 유지하지 못하게 되므로 오버슈트 현상과 같이 예측할 수 없는 동작이 발생할 수 있다. 이때, 이득 설정의 자유도로 남아 있는 ζ 및 ω_n 을 효율적으로 사용한다면 일정 한도 범위 내의 제정수 변동에 거의 무관하게 1차 저역 통과 필터의 특성을 그대로 유지할 수 있는 강인성을 얻을 수 있다.

이득을 설정하기 위해서는, 식 (1)에서 정수 변동 비율 k 가 1이 아닌 경우에 전체 위치 제어 루프에 나타나는 영향을 먼저 고찰할 필요가 있다. 정상상태의 안정도 측면에서는 k 가 변동하여도 최종 위치가 항상 위치 명령에 수렴하기 때문에 크게 문제되지 않는다. 그러나, 오버슈트를 억제한다는 이득 설정의 기본 방향을 고려할 때 k 의 값에 따라 시스템 과도 상태 특성이 크게 변동 될 수 있다. 식 (1)의 개루프 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$G_o(s) = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s \left(\frac{1}{k} s^2 + K_V s + K_X \right)} \quad (3)$$

위 식에 식 (2)의 루프 이득 비율을 적용하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$G_o(s) = \frac{\omega_c (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}{s \left(\frac{1}{k} s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \right)} \quad (4)$$

식 (4)를 관찰하면 k 가 오직 분모의 고차항에만 존재한다. 따라서, k 의 변동은 개루프 전달함수의 영점에 영향을 주지 않는다. 다만, 0을 제외한 두 극점의 위치가 k 에 따라 변동하게 된다. 이때, k 가 1보다 큰 경우에는 임의의 ω_n 과 ζ 값에 대하여 극점의 위치가 영점보다 항상 큰 값을 유지함을 알 수 있다. 이 경우에는 개루프 함수의 위상 지연이 항상 $-90 \sim 0^\circ$ 사이의 값을 갖게 된다. 반대로, k 가 1보다 작은 경우에는 위상 지연이 항상 $-180 \sim -90^\circ$ 사이의 값을 갖는다. 이에 대한 하나의 예로써 식 (4)에 대한 보드선도를 그림 2에 도시하였다. 이것이 의미하는 바는 페루프로 구성할 경우, $k \geq 1$ 일 때에는 언제나 과제동(over-damping)이 되므로 오버슈트 현상이 억제기 때문에 임의의 ω_n 과 ζ 를 사용해도 이론적으로 문제가 없다. 그러나, $k < 1$ 인 경우에는 문제가 될 수 있다는 것이다. 따라서, $k < 1$ 일 때에는 특정한 ω_n 과 ζ 의 조합을 찾아 주어야 안정된 동작을 얻을 수 있다. 이때, 1보다 작은 모든 k 에 대하여 오버슈트 현상을 억제하는 이득 조합을 찾기는 불가능하다. 그러나, 특정 k 의 범위 내에서 오버슈트 동작을 제거하는 이득 조합을 찾아내는 방법이 있다. 본 연구에서는 k 의 허용 변동 범위를 2~0.5까지 한정하여 연구를 진행하였다. k 가 1보다 큰 경우에는 분해될 것이 없으나 너무 큰 값이 되는 경우에는 실제 루프 이득이 증가하는 효과가 나타나므로 가능하면 정수를 정확하게 설정하는 것이 좋다.

식 (4)는 분모가 3차식으로 이루어져 있으므로 이를 모두 고려할 경우 해석이 매우 복잡해진다. 본 연구에서는 ζ 가 1보다 상당히 큰 경우로 한정하여 해석을 간소화시킨다. 식 (4)의 분자식에서 영점을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Z_1 &= \omega_n (-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) \\ Z_2 &= \omega_n (-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \end{aligned} \quad (5)$$

만일 $\zeta > 1$ 인 경우에는 $\sqrt{\zeta^2 - 1} \cong \zeta$ 이므로,

$$Z_1 \cong 0, \quad Z_2 \cong -2\zeta\omega_n \quad (6)$$

위 식과 같이 되어서 식 (4)의 분자를 다음과 같이 근사시킨다.

$$\omega_c (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \cong \omega_c (s + 2\zeta\omega_n) s \quad (7)$$

마찬가지로 분모에도 동일한 가정을 적용하면 식 (4)를 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$\begin{aligned} G_o(s) &\cong \frac{\omega_c (s + 2\zeta\omega_n) s}{\frac{1}{k} s (s + 2\zeta\omega_n k) s} \\ &= \frac{\omega_c (s + 2\zeta\omega_n)}{\frac{1}{k} s (s + 2\zeta\omega_n k)} \end{aligned} \quad (8)$$

따라서, 식 (8)을 이용하여 근사된 페루프 방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_C(s) &= \frac{G_o(s)}{G_o(s) + 1} \\ &\cong \frac{\omega_c (s + 2\zeta\omega_n)}{\frac{1}{k} s^2 + (2\zeta\omega_n + \omega_c) s + 2\zeta\omega_n \omega_c} \end{aligned} \quad (9)$$

위 식의 영점은 항상 실수축 상의 $-2\zeta\omega_n$ 에 고정되어 있다. 스텝 응답 특성에서 오버슈트가 없는 완전한 제동 효과를 갖기 위해서는 위식의 극점이 항상 음의 실수축 상에 존재하면 된다. 일단, 식 (9)의 분모항에서 근을 조사해 보면 다음과 같다.

$$s_{1,2} = \frac{-(2\zeta\omega_n + \omega_c) \pm \sqrt{(2\zeta\omega_n + \omega_c)^2 - 8\zeta\omega_n \omega_c / k}}{2/k} \quad (10)$$

위식에서 근의 축이 음의 값을 갖고 있으며 근호 안의 값이 0보다 큰 경우에는 식 (9)의 극점이 항상 음의 실수축 상에 존재한다는 것을 알 수 있다. 한편, k 가 1보다 큰 경우에는 식 (10)의 근호 안의 값이 항상 0보다 크므로 위에서 언급한 바와 같이 항상 과제동 효과를 갖는다는 것을 확인할 수 있다. 위식이 항상 실수 값을 갖는 조건을 요약하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} 0 &\leq (2\zeta\omega_n + \omega_c)^2 - 8\zeta\omega_n \omega_c / k \\ &\leq \{k(2\zeta + \eta)^2 - 8\zeta\eta\} \omega_n^2 / k \quad \text{단, } \eta = \frac{\omega_c}{\omega_n} \\ \therefore 0 &\leq k(2\zeta + \eta)^2 - 8\zeta\eta \end{aligned} \quad (11)$$

위식에서 ω_c 와 ω_n 의 비율을 $\eta = \omega_c / \omega_n$ 로 정의한다. 이럴 경우 이득을 설정하는 방법을 η 에 따른 ζ 의 값을 결정하는 문제로 바꾸어 생각할 수 있다. 따라서, 미리 한정된 k 의 값에 대하여 식 (11)이 성립하는 ζ 및 η 의 조합을 선정하면 식 (9)의 스텝 응답 특성에서 오버슈트가 없는 안정된 동작을 얻을 수 있다. 하나의 예로 $k=0.5$ 인 경우에 대하여 식 (11)을 적용하면 다음과 같은 조건을 구할 수 있다.

$$\zeta \geq \frac{6 + \sqrt{32}}{4} \eta \cong 2.91\eta \quad (12)$$

위식을 이용하면 ω_c 와 ω_n 의 비율 η 에 따른 ζ 의 최소 값을 결정할 수 있다. 만일 η 를 2로 결정할 경우에는 ζ 의

최소값은 약 5.8이 된다. ζ 가 5.8인 경우에는 식 (6)에서 약 1.5%의 오차만이 발생하므로 근사 방법에 큰 문제가 없다.

이와 같은 이득 결정 방식의 타당성을 보이기 위하여 스텝응답 특성에 대한 시뮬레이션 결과를 그림.3에 도시하였다. 이 결과는 근사되기 전의 원래 식 (1)의 전달함수를 사용하여 얻은 결과이다. 시뮬레이션에서의 이득 조건은 ω_c 를 200rad/s으로 고정하고 ω_n 및 ζ 를 변동시켰다. k 값의 변동으로 인한 영향을 관찰하기 위하여 k 가 0.2에서 2까지 변동한다고 가정하였다. 그림.3(b)는 식 (12)가 성립하도록 ω_n 을 100으로 하였을 때($\eta=2$) ζ 를 5.8로 선정한 경우의 파형이다. k 가 0.5 이상인 모든 경우에서 매우 안정된 응답 특성이 나타남을 확인할 수 있다. 한편, 식 (12)에 위배되도록 ω_n 및 ζ 를 선정한 그림.3(a)의 경우에는 $k < 1$ 인 대부분의 영역에서 오버슈트 현상이 나타나고 있음을 볼 수 있으며 $k > 1$ 인 영역에서도 과계동이 발생하여 1차 저역 통과 필터의 특성이 왜곡되어 나타남을 확인할 수 있다.

2.2 강성도를 고려한 이득설정 방법

선형 전동기가 실제로 응용되는 분야 중에서 대다수를 차지하는 분야가 이송에 관련되어 있으며 NC(Numeric Control)등과 같은 공작기기 분야 역시 선형전동기의 중요 응용분야에 해당한다. 공작기기에서도 높은 가속도와 높은 정밀도를 위하여 가속도 2~5G, 속도 1~3m/s 급의 고성능 선형전동기가 사용된다. 또한 이러한 분야에서는 피가공물과 가공기구 사이에 직접적인 접촉이 발생하므로 전체 제어 루프 상에 외적인 힘이 작용하며 이러한 외란에 저항하는 정도, 즉 강성도가 매우 높을 필요가 있다.[7] 이러한 강성도는 위치 제어기의 알고리즘 및 이득에 따라 매우 큰 차이를 보이게 된다. 문제는 통상적인 제어기 구조에서 이득을 임의로 설정하였을 때 강성도가 어느 정도인지 예측하기 어렵다는 것이다. 일반적으로 제어기 전체의 이득이 크면 볼수록 강성도가 높게 나타나는 경향을 보인다. 그러나, 너무 높은 이득을 설정할 경우, 위치 검출부에서 나타나는 잡음 및 검출시의 시간 지연 등으로 인하여 시스템의 진동 현상이 일어날 수 있다. 따라서, 원하는 크기의 강성도를 예측할 수 있는 이득 설정 방법이 반드시 필요하다.

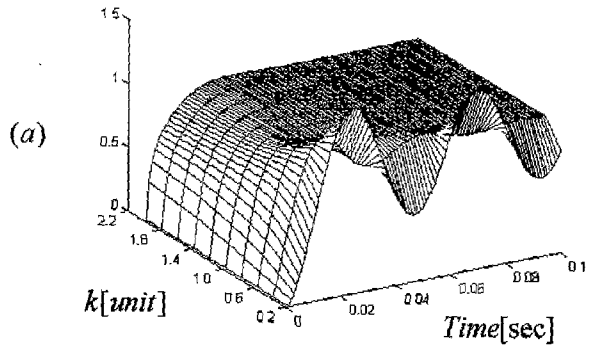
통상적으로, 강성도는 그림.1에서 외란 F_d 에 대한 위치편차 Δx 의 비율로 정의되어 진다. 제어 알고리즘의 관점에서 위치 명령을 0으로 하였을 때 외란과 실제 위치 사이의 비율(F_d/x)을 '외란 제거율(disturbance rejection ratio)'로 정의한다. 강성도는 '외란 제거율'의 크기에 해당하며 고성능 공작기기에서는 통상적으로 $10^7 \sim 10^8 N/m$ 의 값이 요구된다.

제한된 통합 PID 위치제어기에서는 전동기 제정수를 정확히 알고 있다고 가정할 때 '외란 제거율'이 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\frac{F_d}{x} = -M \left[s^2 + \frac{(K_D + K_V)s^2 + (K_P + K_X)s + K_I}{s} \right] \quad (13)$$

식에서 M은 이동자 전체의 무게를 의미한다. 식 (2)를 사용하여 강성도를 표현하면 다음과 같다.

Step Response



Step Response

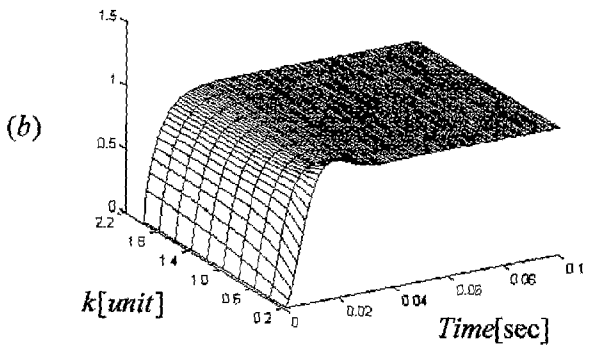


그림 3. k 변화에 따른 스텝 응답 특성.

- (a) $\omega_c=200, \omega_n=200, \zeta=0.707$ 의 경우
 - (b) $\omega_c=200, \omega_n=100, \zeta=5.8$ 의 경우
- Fig. 3 Step response according to varing k
 (a) in case of $\omega_c=200, \omega_n=200, \zeta=0.707$
 (b) in case of $\omega_c=200, \omega_n=100, \zeta=5.8$

$$\begin{aligned} \text{stiffness} &= \left| \frac{F_d}{x} \right| \quad [N/m] \\ &= M \sqrt{\frac{[\omega_a^2 - (2\zeta\omega_c\omega_n + \omega_n^2)]^2}{+ [(\omega_c + 2\zeta\omega_n)\omega_a - \frac{\omega_c\omega_n^2}{\omega_a}]^2}} \quad (14) \end{aligned}$$

식에서 ω_a 는 외란의 주파수에 해당한다. 위의 식에서 알 수 있는 바와 같이, 전체 제어 공정에서 위치제어기의 이득 ω_c, ω_n 및 ζ 가 미리 주어지는 경우에는 해당 ω_a 에서의 강성도를 미리 계산할 수 있다. 그러나, 특정한 강성도를 만족하는 ω_n 과 ζ 를 구할 경우에는 매우 많은 이득 조합이 존재할 수 있다. 따라서, 주어진 강성도에 맞는 이득을 찾고자 할 때에는 복잡한 계산을 여러번 반복해야 한다. 본 연구에서는 이득 설정의 자유도를 활용하여 보다 간편하게 강성도를 만족하는 이득을 찾는 방법으로 다음의 방식을 제시한다.

식 (14)를 간단히 정리하기 위해 ζ 를 임의로 1의 값으로 고정하고 식을 전개하면 다음과 같은 식을 어렵지 않게 얻을 수 있다.

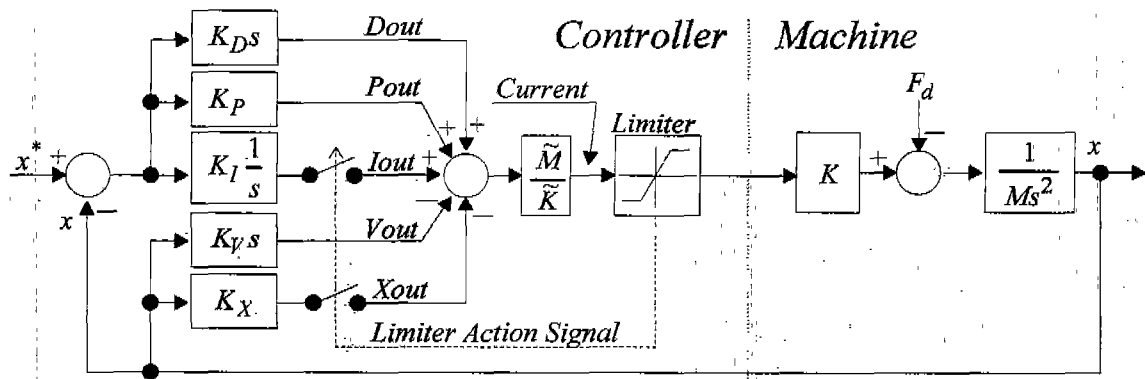


그림 4. 가변 구조 PID 위치 제어기 구성도.
 Fig. 4 Block diagram of the variable structure PID position Controller.

$$\begin{aligned}
 \text{stiffness} &= M \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega_d}\right)^2 \cdot (\omega_d^2 + \omega_n^2)} \text{ [N/m]} \\
 &\cong M \cdot \frac{\omega_c}{\omega_d} \cdot (\omega_d^2 + \omega_n^2), \quad \text{if } \omega_c > \omega_d. \quad (15)
 \end{aligned}$$

위식에 미리 선정된 ω_c 및 ω_d 를 대입하면 필요로하는 강성도에 따른 ω_n 의 값을 손쉽게 구할 수 있다. 만일 이동자 질량이 100Kg 이고 ω_c 가 300rad/s인 시여 10^8 N/m에 해당하는 강성도를 필요로 한다면, $\zeta=1$ 일 때 ω_n 을 약 320rad/s로 설정해야 한다는 계산이 나온다. 이는 위치 제어 루프의 주기를 0.5ms로 하고 약 3000N (100Kg질량에서 약 3G)의 힘을 발생시킬 수 있는 선형전동기를 사용할 경우 실용적으로 구현 가능한 이득이다.

3. 제어기 포화 방지 대책

위치제어 알고리즘을 산업 현장에 적용시키기 위해서는 알고리즘 자체의 특성 이외에 고려되어야 할 사항이 매우 많다. 그중에 반드시 필요한 것이 전동기 및 인버터의 정격에 따른 전류 제한 동작 과 이에 대한 제어기의 포화 방지 대책이다. 전류 제한기는 전류 명령이 최대 허용값 이상인 경우에 명령값 자체를 제한하는 기능을 하며, 제한기가 동작하는 경우에는 제어에 비선형성이 발생하게 된다. 특히, 전류가 제한되는 상황에서는 적분 제어기에 포화 현상이 발생하므로 제어 성능이 크게 감소할 수 있다. 따라서, 전류 제한이 발생하면 이를 적절히 상쇄시킬 수 있는 '비포화 보상기'가 반드시 필요하다.[8][9] 이러한 보상기의 가장 간단한 전형은 적분기 출력 자체를 제한하는 방법이다. 그러나, 이 방식은 과도 상태 및 정상 상태 모두에서 만족할 만한 성능이 구현되지 않는다. 보다 진보된 방식으로 적분기의 포화를 억제하는 알고리즘이 개발되어 있으나 실용적으로 사용하기에는 너무 복잡하다. 따라서, 본 연구에서는 매우 간단하고 실용적으로 적분기의 포화현상을 제거하는 하나의 방법을 도입하였다.

그림.4에는 본 연구에서 적분기의 포화방지 대책의 일환으로 사용하는 가변구조 방식의 위치제어기가 도시되어 있다. 원리는 전류가 제한되는 상태에서는 적분기 출력항과 위치 제한항의 일부를 제어에서 제거함으로써 전체 위치 제어기가 PID가 아닌 PD제어기로 구조를 변경하는 것이다. PD제어기

자체에 동작 및 특성은 참고문헌[10]에 설명되어 있다. PD제어기는 적분 요소가 없으므로 정상상태의 오차가 나타날 수 있다. 그러나 적분 요소가 없기 때문에 적분 포화 현상 자체가 없다. 따라서 전류가 제한되는 때에는 PD를 사용하고, 전류제한이 풀리는 시점에서는 PID로 전환하는 방식을 사용하면 적분기의 포화 현상을 제거할 수 있다. 또한, 식 (2)의 이득을 그대로 사용하더라도 PD제어기의 페루프 전달함수가 다음과 같이 PID의 전달함수와 동일하게 나타난다.

$$\begin{aligned}
 G_C(s) &= \frac{K_D s + K_P}{s^2 + (K_D + K_V) + K_P} \\
 &= \frac{\omega_c (s + 2\zeta\omega_n)}{(s + \omega_c)(s + 2\zeta\omega_n)} \\
 &= \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (16)
 \end{aligned}$$

이러한 가변구조 방식은 적분기의 포화 방지에 대한 근본적인 대책이라고 할 수 없다. 그러나, 실용적인 관점에서 복잡한 포화 방지 알고리즘을 사용하는 것보다는 매우 간단하고 효율적으로 시스템 전체의 안정성을 높일 수 있는 방법이 다.

4. 실험 결과

표 1. 전동기의 제 정수
 Table 1. Parameter and ratings of linear motor

정수	값	비고
M	3.0 [Kg]	이동자 질량
M _{load}	최대 4[Kg]	부하 질량
K	37[N/A]	DC model
I _{max}	8[A]	DC model
V _{max}	3[m/s]	

제한된 위치 제어기 이득 설정 방법의 특성을 검증하기 위하여 본 논문의 1부에서 사용된 선형 전동기를 이용한 실험을 수행하였다. 사용된 전동기는 영구자석을 계자로 사용하며 공심형 구조를 지니고 있다. 표.1에 선형 전동기의 정수를 표기하였다. 전류제어기는 역기전력을 고려한 동기좌표계 PI

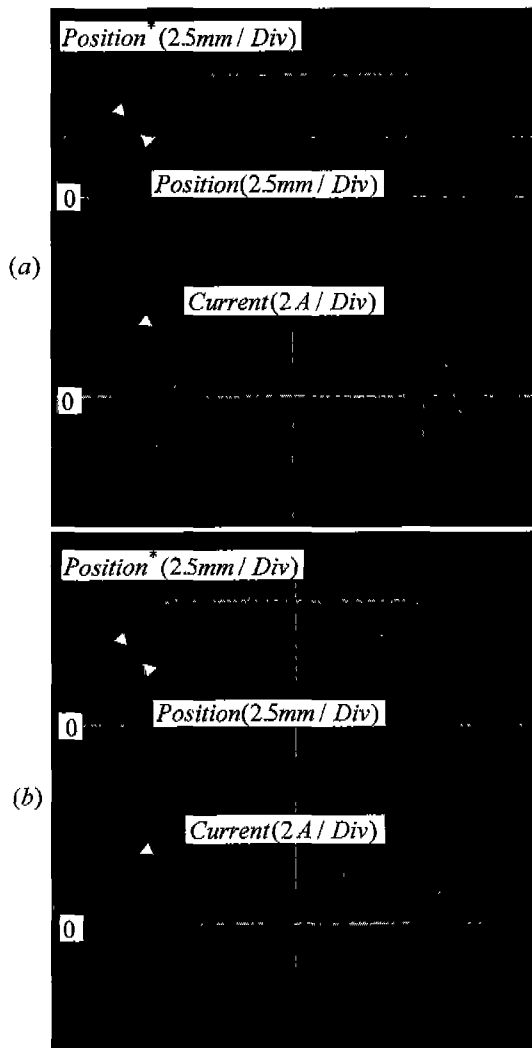


그림 5. 실험 파형1: k가 0.5인 경우의 위치제어기의 스텝응답 특성.(x-axis: 50msec/Div)

- (a) $\omega_c=200, \omega_n=100, \zeta=1$ 의 경우
- (b) $\omega_c=200, \omega_n=50, \zeta=5$ 의 경우

Fig. 5 Experimental Result 1: Step response characteristic of the position controller when $k=0.5$ (x-axis: 50msec/Div)

- (a) in case of $\omega_c=200, \omega_n=100, \zeta=1$.
- (b) in case of $\omega_c=200, \omega_n=50, \zeta=5$.

제어기를 사용하였고 차단 주파수를 3000rad/s로 설정하였다. 전력회로를 구동하기 위한 PWM방식으로는 공간 전압 벡터 PWM기법을 사용하였다. 전류제어기의 샘플링 시간은 50 μ s이며, 위치제어기의 샘플링 시간은 0.5ms이다. 실험 파형은 DSP(Digital Signal Processor)제어기에 장치되어 있는 12bit 4채널 D/A 컨버터를 이용하여 출력한 파형을 오실로스코프로 관측한 것이다.

우선, 정수 변동 비율 k가 1보다 작은 경우의 스텝 동작 특성에 대한 실험 결과를 제시한다. k를 0.5의 값으로 맞추기 위하여 힘상수 K는 정확한 값으로 설정하고 부하가 없는 것으로 제어기 정보를 입력하였다. 그러나 실제 부하로 3Kg의 무게를 인가함으로써 전체 시스템에서의 k가 0.5가 되도록

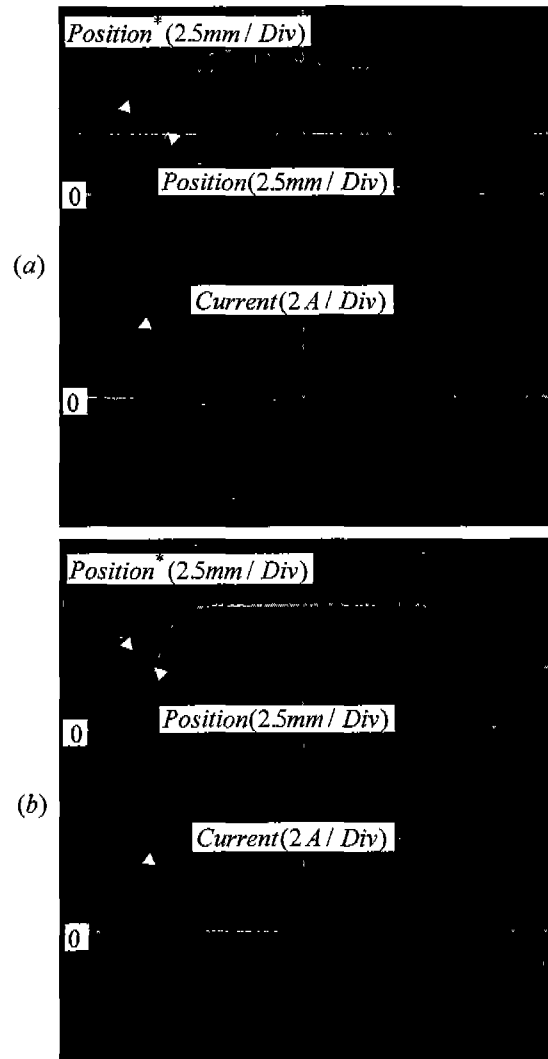


그림 6. 실험 파형2: k가 0.5인 경우의 위치제어기의 스텝응답 특성.(x-axis: 50msec/Div)

- (a) $\omega_c=50, \omega_n=30, \zeta=1$ 의 경우
- (b) $\omega_c=50, \omega_n=30, \zeta=4$ 의 경우

Fig. 6 Experimental Result 2: Step response characteristic of the position controller when $k=0.5$ (x-axis: 50msec/Div)

- (a) in case of $\omega_c=50, \omega_n=30, \zeta=1$.
- (b) in case of $\omega_c=50, \omega_n=30, \zeta=4$.

조정하였다. 전술한 바와 같이 k가 1보다 큰 경우에는 어느 정도(약 1~3)의 범위 내에서 제어가 안정되게 이루어지므로 큰 문제가 발생하지 않는다. k가 1인 경우의 응답 특성은 본 논문의 1부를 참조한다.

그림5에는 정수 변동 비율 k가 0.5인 경우에 10mm의 변위에 대한 위치 제어기의 스텝 응답 특성을 도시하였다. 그림5의 (a)의 실험에서는 ω_c 가 200rad/s 일 때 식 (12)의 조건에 위배되는 이득으로 $\omega_n=100$ rad/s, $\zeta=1$ 의 값을 사용하였다. 따라서 시뮬레이션과 동일하게 오버슈트가 발생하고 있음을 볼 수 있다. 반면, 그림(b)와 같이 식 (12)의 조건에 부합하도록 $\omega_n=50, \zeta=5$ 의 값을 선정된 경우에는 오버슈트가

거의 없는 안정된 동작이 이루어지고 있는 것을 관찰할 수 있다. 따라서, 제시된 이득 설정 방법으로 이득 자유도를 활용할 경우 제어기의 동작이 전동기 정수 변동에 둔감하도록 설계할 수 있음을 확인할 수 있다.

시뮬레이션과 실험은 거의 동등한 조건에서 이루어 졌다. 한가지 크게 다른 점은 시뮬레이션에서는 전류제한 구간이 존재하지 않으나 실험시에는 전력단의 정격으로 인한 전류 제한이 있다는 것이다. 그림.5에서 관찰할 수 있는 바와 같이, 스텝응답 초기에는 전류가 약 7.5A에서 제한되는 상태가 존재한다. 이 경우에는 위에서 설명한 바와 같이 제어기 구조가 PD로 전환되어 적분기의 포화를 방지하게 된다. 문제는 이러한 전류 제한 동작이 이득 설정을 통한 오버슈트 억제 성능에 영향을 줄 수 있다는 점이다. 따라서, 가능하면 전류가 제한되는 상태를 실험에서 제거하고 이득에 따른 오버슈트 억제 성능만을 관찰할 필요가 있다. 이를 위하여 이득을 전반적으로 낮추어 동일한 실험을 하였으며 그 결과가 그림.6에 도시되어 있다.

그림.6의 (a)에는 ω_c 가 50rad/s 일 때 $\omega_n=30$ rad/s, $\zeta=1$ 의 이득으로 스텝 응답을 실험한 파형이 도시되어 있다. 스텝 응답 초기에 전류가 잠시 제한되는 것을 볼 수 있으나 전체적으로 이 영향을 거의 무시할 수 있다. 그림(a)의 경우는 식 (12)의 조건에 위배되는 경우이므로 오버슈트 현상이 발생함을 볼 수 있다. 기본적으로 이득이 작기 때문에 오버슈트의 크기가 상당히 크고 시간이 매우 길어진 것을 볼 수 있다. 반면, 동일한 차단 주파수에서 그림(b)에서와 같이 식 (12)의 조건을 충족하도록 $\omega_n=30$ rad/s, $\zeta=4.0$ 로 이득을 선정하는 경우에는 오버슈트가 없는 매우 안정된 동특성을 얻을 수 있다.

한편, 강성도를 고려한 이득 설정 방법의 타당성을 검증하기 위한 실험이 행하여졌다. 이 실험에서는 하나의 선형 가이드에 2개의 이동자가 있는 특별한 형태의 선형전동기가 사용되었다. 두 이동자 사이에는 간격이 일정하도록 고정 장치가 부착되었다. 한쪽 이동자는 영(0mm)위치에 대한 위치 제어를 수행하도록 제안된 위치 제어기가 구성되었으며, 다른쪽 이동자에는 정확하게 알고 있는 외란을 발생시키기 위해 정현파 형태의 전류를 인가하도록 제어기가 구성되었다. 이때 제어기가 부담하는 전체 이동자의 질량은 두 이동자의 무게를 더한 값에 해당한다. 따라서, 알고 있는 주파수의 외란에 대한 위치제어 성능을 평가함으로써 제어기의 강성도를 측정할 수 있으며, 그 결과가 그림.7에 도시되어 있다. 그림.7 (a)에는 미리 정의되어진 외란과 위치 제어기에 의해 동작하는 이동자의 실제 위치가 도시되어 있다. 실험 조건은 ω_c 가 300rad/s 일 때 $\omega_n=217$ rad/s, $\zeta=1.0$ 로 하였으며 외란은 75N의 크기에 10Hz의 주파수를 갖도록 설정하였다. 결과에서 볼 수 있는 바와 같이 정현파 형태의 외란으로 인하여 위치 오차가 발생하게 되며, 이 오차의 크기와 주입되는 외란의 크기를 조사하여 해당 주파수에서의 강성도를 측정할 수 있다. 그림.7 (b)에는 외란의 주파수에 따른 강성도를 도시하였다. 그림에서 실선으로 표시된 값은 컴퓨터를 이용하여 식 (15)에 주어진 이론적인 강성도를 도시한 것이며 점선은 실험에서 얻은 결과를 표시한 것이다. 실험 결과에서 NS는 정규화된 강성도(Normalized Stiffness: NS)를 표시하며 강성도를 이동자 전체의 질량으로 나눈 값에 해당한다. 이러한 NS를

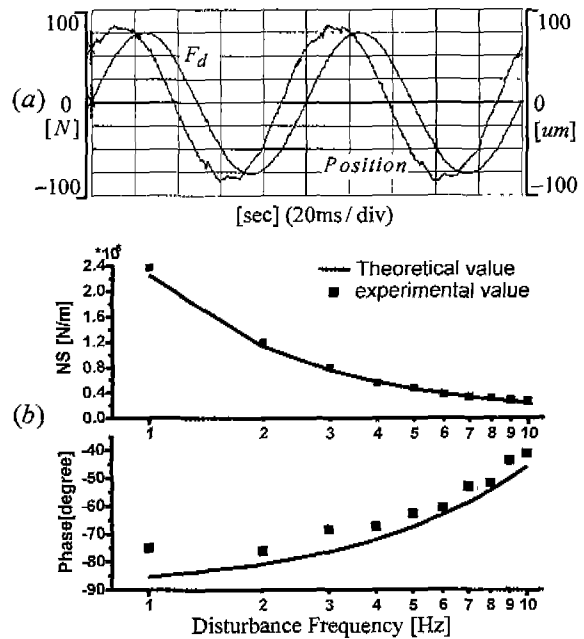


그림 7. 강성도에 대한 실험 결과.
 (a) 정현파 외란에 대한 실험 파형
 (b) 외란 주파수에 따른 강인도
 Fig. 7 Experimental results for stiffness test.
 (a) Experimental wave with sinusoidal disturbance.
 (b) Stiffness data according to disturbance frequency.

도입한 이유는 강성도가 이송부의 무게에 직접 비례하기 때문에 이 영향을 제거하고 절대적인 비교를 하기 위해서다. 이송부의 질량이 100Kg인 선형 전동기에서 NS가 10^6 이 될 경우에는 실제 강성도가 10^8 의 값이 된다. 실험 결과에서 알 수 있는 바와 같이 제안된 이득 설정 방법을 이용하면 비교적 간단하게 원하는 강성도를 얻을 수 있도록 '통합 PID위치 제어기'의 자유도를 활용할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 논문의 1부에서 제안된 '통합 PID 위치 제어기'의 이득 자유도를 활용하여 제정수의 변동에 둔감한 이득 설정 방법 및 강성도를 고려한 이득 설정 방법에 대하여 기술하였다. 이득 자유도를 제정수 변동에 둔감하도록 활용할 경우 제한된 정수 변동에 대하여 매우 강인한 특성을 얻을 수 있음을 이론적으로 보였으며 실험을 통하여 이를 확인하였다. 또한 강성도를 고려할 경우 매우 간단하게 주어진 이득에 대한 강성도를 예측할 수 있을 뿐만 아니라 역으로 주어진 강성도를 만족하는 이득을 쉽게 구할 수 있다. 현재까지는 이러한 두 가지 활용 방안을 별개의 측면에서 고려하였으나 향후 통합적인 자유도 활용 방법을 제시할 수 있을 것으로 사료된다.

한편, 본 논문에서는 제안된 제어기의 실제적인 응용을 위하여 과도 상태에서 발생할 수 있는 적분 제어기의 포화 문제를 해결하는 방법으로 가변 구조 PID제어 형태를 제시하였

다. 논문 전체의 주제와 다소 거리가 있고 지면의 문제로 인하여 비교적 간단하게 언급하였으나, 제안된 방식을 이용하면 과도 상태의 적분기 포화를 효율적으로 제한할 수 있을 뿐만 아니라 정상상태에서도 포화의 영향을 크게 감소시킬 수 있다. 이 부분에 대해서는 다른 논문을 통하여 보다 체계적인 서술이 이루어질 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] S. Yamamoto, T.Ara, M. Sugiura, J. Sawaki, and K. Matsuse, "A Design Method of Two degree of freedom position controller for Linear Servo Motor Drives", Trans. of IEEJ, Vol.116-D, No.8, pp868-873, 1996.
- [2] T.Umeno and Y.Hori, "Design of the Two Degrees of Freedom Robust Servosystem and its Application to Motion Control of Robot Manipulators", Tran. of IEEJ, Vol.110-D, No.11, pp1163-1170, 1990.
- [3] Y.Fujimoto and A.Kawamura, "Robust Servo-System Based on Two-Degree-of-Freedom Control with Sliding Mode", Tran. of IEEE, IE. Vol.42, NO3, 1995.
- [4] Motion Engineering, Inc., "DSP-Series Motion Controller Installation Manual", Version2.4, 1996.
- [5] KraussMaffei, "Product Specification", 1998.
- [6] ETUDES ELECTROMECHANIQUES "DSA2-PL Position controller User's manual", 1997.
- [7] D.M.Alter, Tsu-Chin Tsao, "Control of Linear Motors for Machine Tool Feed Drives: Design and Implementation of H^∞ Optimal Feedback Control", Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol.118 pp649-656, 1996.
- [8] Hwi-Beom Shin, "New Antiwindup PI Controller for Variable-Speed Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Electron, vol45, No.3, pp.445-450, 1998.
- [9] Scottedward Hodel, A. Hall, C.E. "Variable-structure PID control to prevent integrator windup" IEEE Tran. on IE, Vol.48, Issue 2, pp442 -451, 2001.
- [10] G.Ellis, "Control System Design Guide-Using Your Computer to Understand And Diagnose Feedback Controllers", Arcademic Press, 2000.

저 자 소 개



김 준 석 (金 峻 爽)

1965년 대한민국 서울에서 출생. 1989년, 1992년, 1995년에 서울대학교 공과대학 전기공학과 학부 및 동 대학원 석사, 박사 학위 수여. 1996년 인천대학교 전기공학과 전임강사 임명. 현재 동 대학교 조교수로 재직중. 주요 관심분야는 dsp제어기를 이

용한 전동기 제어 및 선형전동기를 응용한 산업제어기 설계.

Tel: 032-770-8435

E-mail: jskim@incheon.ac.kr