

# 이득 설계가 간단한 선형전동기 구동용 고성능 통합 PID 위치제어기 구현

論 文
51B-4-5

## 제1부: 통합 PID 위치제어기 특성

### Implementation of the High Performance Unified PID Position Controller for Linear Motor Drive with Easy Gain Adjustment Part I - Feature of the Unified PID Position Controller

金 峻 爽\*  
(Joohn-Sheok Kim)

**Abstract** - Recently, the application of the linear machine for industrial field is remarkable increased, especially for the gantry machine, machine tool system and CNC. In these application fields, high dynamics position control performance is essentially required in both the steady and the transient state. This paper presents simple but powerful position control loop based on traditional PID controller. The presented position control algorithm, named 'Unified PID Position Controller', has great features for the linear machine drives such as no over-shoot phenomena and 'simple gain tuning strategy'. Through the experimental results with commercial linear motors, it is shown that the proposed algorithm has excellent dynamics suitable for linear motions.

**Key Words** : Linear Motor Drive, PID position control, Unified PID Control

#### 1. 서 론

최근들어 반도체 장비나 CNC등의 공구이송 장비와 같이 직선 왕복 운동을 필요로 하는 산업용 장치 분야에서 높은 정밀도와 빠른 응답성능에 대한 필요성이 부각되면서 직접 왕복 운동을 실현하는 선형전동기에 대한 수요가 점차 증가하고 있다. 선형 전동기는 체인 및 기어와 같은 기계적 변환 장치 없이 직선 운동이 가능하므로 기본적으로 회전기를 사용하는 볼스크류(ball screw) 방식 혹은 랙피니언(rack pinion) 방식의 선형 운동기구와 달리 소음이나, 백래쉬(back lash)로 인한 문제가 없으며 수명이 길고 유지 보수가 쉽다는 장점이 있다. 특히 선형전동기는 전기력으로부터 직접 추력을 발생하기 때문에 다른 선형 운동기구보다 매우 높은 가속 성능을 쉽게 얻을 수 있으며 수  $\mu\text{m}$ 의 정밀한 위치 제어가 가능하다는 독특한 장점을 지니고 있다. 일반적으로 선형전동기는 그 특성상 직선 운동과 같은 이동자의 이동 운동을 필요로 하는 분야에 주로 활용되고 있다. 따라서, 일반 회전형 전동기에서는 토크 제어 동작이나 속도 제어 성능이 우선시 되는 것에 비하여 선형 전동기는 이동자의 위치 제어 동작에 대한 우수한 동특성이 절대적으로 요구된다.

일반적으로 산업계에서는 P(Proportional) 혹은 PI(Proportional Integral)로 구성된 위치 제어기와 PI 속도 제어기 그리고 최하위의 전류 제어기가 직렬로 연결된 직렬 제어

(cascade control) 구조의 위치 제어루프를 많이 사용한다. 이러한 제어 구조는 각각의 제어기를 독립적으로 운용할 수 있기 때문에 이득 설계가 비교적 간단한 장점이 있다. 또한, 각 제어기를 연결할 때 전동기의 최대 속도 및 토크 등을 감안하여 속도 명령 및 전류 명령에 대한 최대값을 제한하기 쉽다는 것도 하나의 장점이다. 그러나, 널리 알려진 바와 같이 이러한 방식은 연산 수행시간이 길어지며, 결과적으로 상위 제어 루프의 동특성이 현저하게 떨어지는 문제가 있다. 따라서, 이러한 직렬 제어 구조의 위치 제어 알고리즘은 1~3 m/s의 고속에서 사용되는 선형전동기에는 적합하지 않다.[1]

근래에 들어 선형전동기가 보편화되는 추세에 따라 고속 고정밀 위치제어 알고리즘에 대한 관심이 높아지고 있다. 이에 따라, 직렬 제어 구조를 벗어나서 내부 루프에 해당하는 속도 제어부 혹은 전류 제어부를 생략하여 시스템의 동특성을 개선하는 형태의 위치제어기에 관한 연구가 일부 이루어지고 있다.[2-11] 그러나 대부분의 기존 알고리즘은 실용적으로 구현하기에는 너무 복잡하고; 동특성의 개선에 대한 명확한 근거가 부족한 문제가 있다. 특히, 일부 제어기 제작 회사에서 실제적으로 적용하는 위치 제어 알고리즘의 경우에도 제어 이득을 선정할 때 명확한 이론적 근거 없이 반복적인 시행착오(try and error) 방법을 사용하고 있다.[8-11]

기존에 연구되었던 위치제어기 중에 한가지 주목할만한 성과를 얻은 방식이 2자유도(TDOF:Two Degree Of Freedom) 방식의 PID(Proportional Integral Differential) 위치 제어기라고 할 수 있다[2-4]. 이 방식의 특징은 제어 구조에서 속도제어부를 생략하고 시스템을 안정화시키기 위하여 속도 제어 알고리즘에서 사용하는 2자유도 PI 제어기와 유사한 방식으로

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

로 제어기의 이득을 두 가지로 나누어 사용한다는 것이다. 이러한 위치제어기는 안정성을 증가시키는 의미에서 만족할 만한 성과를 얻고 있으며, 기존에 통상적으로 사용하던 PID 제어기를 기본 제어기로 사용함으로써 대중성을 확보할 수 있는 장점이 있다. 그러나 이 방식은 전형적인 2자유도 알고리즘을 적용하고 있기 때문에 독립적인 자유도를 얻기 어려운 문제가 있으며, 고정된 이득 설계 방법으로 인하여 시스템의 차단 주파수가 높은 경우 잡음(noise)에 민감하게 동작하는 문제점이 있다.

본 연구에서는 고속 고정밀 제어 동작이 필요로 하는 선형 전동기에 적용하기 위한 간단하면서도 매우 실용적이고 강력한 기능을 수행하는 새로운 위치제어 알고리즘을 제안한다. 제안되는 제어기는 실제 산업용 시스템에 대한 적용 가능성을 높이기 위하여 위의 2자유도 방식에서 사용된 PID 제어기를 주 제어기로 채택하였다. 또한, 위치제어기의 출력력을 전류 제어기에 직접 연결함으로써 시스템의 동특성을 높이고 연산 부담을 감소시켰다. 제안된 제어기에서는 극배치 기법을 이용하여 동특성을 개선시키기 위한 목적으로 상태 전향(feed forward) 보상 기법 및 상태 궤환(feed back) 보상 기법을 제어기에 적용하였다. 이를 바탕으로 전체 위치 제어 시스템이 1차 저역 통과 필터 형태로 구성되도록 설계함으로써 시스템의 응답성 및 안정성을 높이고 제어 이득 설정에서 완벽한 자유도를 보장 할 수 있는 새로운 제어 알고리즘을 구성하였다. 시스템이 1차 저역 통과 필터 형태로 구성될 경우 필터의 차단 주파수(cut off frequency) 개념을 통하여 시스템의 동특성을 정확하게 예측할 수 있을 뿐만 아니라, 오버슛(overshoot) 현상을 억제함으로써 제어계의 부하에 해당하는 피가공물의 정밀도를 향상시킬 수 있다. 또한, 시스템 설계에서 얻을 수 있는 이득 설정의 자유도를 얻을 수 있으며, 이 자유도는 시스템의 동특성을 일정하게 유지하면서 시스템 정수의 변동이 있는 경우에도 시스템의 성능이 변동하지 않도록 하거나 제어계의 강성도(stiffness)를 증가시키는 목적으로 활용될 수 있다. 제안된 알고리즘은 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션 및 상용 선형전동기를 이용한 실험을 통하여 그 우수성을 검증하였다.

2. 통합 PID 위치 제어기

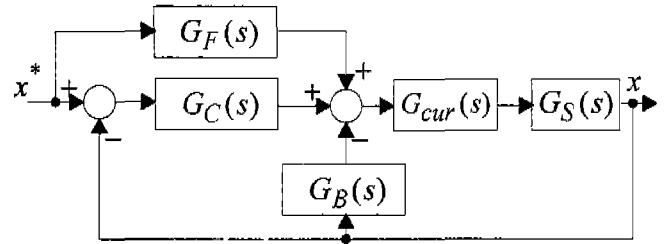


그림 1. 일반화된 위치 제어 루프  
Fig 1. General Position Control loop.

일반적으로 위치 제어기를 설계할 때에는 제어 구조의 상위에 위치 제어기가 있고 그 하부 구조로 속도 제어기가 동작하며 가장 하위 구조로서 전류제어기가 동작하는 직렬 연결 구조가 사용된다. 그러나 서론에서 기술한 바와 같이 동특성을 높이기 위해서는 속도 제어부를 생략할 필요가 있다. 그러나, 속도제어부가 없는 경우에는 전동기 내부의 중요한 상태 변수에 해당하는 속도를 직접 다룰 수가 없기 때문에 시스템의 안정도에 문제가 생길 수 있다. 실제 산업계에서 사용되는 위치 제어기에서는 안정도를 개선하기 위하여 부가적인 독특한 알고리즘이 사용되고 있다. 이러한 알고리즘의 한 예가 주 오차 제어기의 P제어 루프에 리드 래그(lead lag) 보상기를 사용하는 경우이다.[9] 또한, 주 오차 보상기에 PI 제어기를 채택하고 전향 보상 방식을 적용하여 안정도를 확보하는 경우도 있다.[10] 본 연구에서는 안정도를 증가시키고 동특성을 개선시키기 위한 목적으로 그림.1에 도시된 바와 같은 전향 보상 루프 및 궤환 보상 루프를 도입하였다.

그림.1에서  $G_C(s)$ 는 주 오차 제어기를 표시하며  $G_F(s)$ 는 상태 전향 보상기,  $G_B(s)$ 는 상태 궤환 보상기를 표시한다. 또한,  $G_{cur}(s)$ 는 전류 제어기와 전력 변환부 및 전동기의 전기계 동특성을 포함하는 전류제어계의 전달함수이며,  $G_S(s)$ 는 제어 대상 시스템의 모델로서 선형 전동기의 기계계 전달함수에 해당한다. 이때 전류제어기가 매우 잘 설계되어 있고

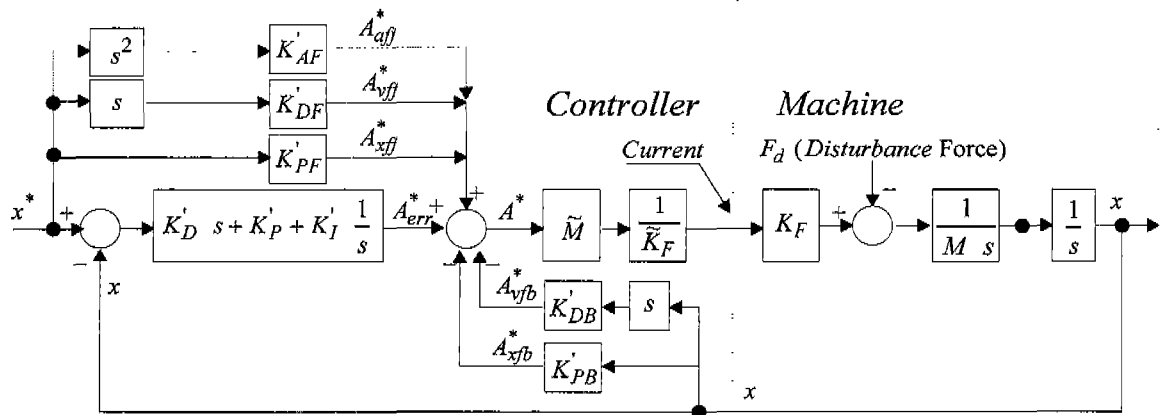


그림 2 PID 주 보상기를 적용한 위치제어 루프  
Fig. 2 Position control loop with PID main compensator

전류 제어계의 차단 주파수가 3000rad/s 이상으로 설정되어 있다고 가정한다. 본 연구에서는 제시하는 위치제어기는 50~500rad/s의 차단 주파수 범위를 갖고 있다. 따라서, 위치 제어계가 동작하는 주파수 범위 내에서는 전류 제어계가 이득 1의 전달함수로 동작한다고 가정할 수 있다. 이와 같은 가정은 다른 대부분의 논문에서도 채택하고 있는 가정이며 이에 대한 자세한 내용은 참고 문헌[12]의 155쪽을 참조한다. 일반적인 전동기의 기계계는 다음과 같이 모델링될 수 있다.

$$x = \frac{1}{s(Ms + B)}(F_{\text{CONT}} - F_{\text{DIST}}) \quad (1)$$

$$\therefore G_{S(s)} = \frac{x}{F_{\text{CONT}}} = \frac{1}{s(Ms + B)} \cong \frac{1}{Ms^2}$$

수식에서  $F_{\text{CONT}}$ 는 제어 힘(force)을 나타내며  $F_{\text{DIST}}$ 는 외란을 나타낸다.  $M$ 은 선형 전동기 이동자의 질량(mass)을 표시하고  $B$ 는 점성 마찰력(viscous friction)을 나타낸다. 일반적으로 선형전동기에 사용되는 베어링에서 마찰력이 거의 발생하지 않으므로 마찰력이 거의 없다고 가정한다.

본 논문에서는 제어기의 동특성을 크게 개선시키기 위하여 주 제어기로 PID를 적용하고, 시스템의 안정성을 향상시키기 위하여 그림.2와 같은 전향 보상기와 제환 보상기를 사용하는 제어 루프에 대한 해석을 시도하였다. 그림.2에서 주 보상기는 PID제어기이며 보상기에서  $K_P'$ 는 비례이득,  $K_I'$ 는 적분이득,  $K_D'$ 는 미분이득을 의미한다. PID의 입력은 기준 위치( $x^*$ )와 실제 위치( $x$ ) 사이의 오차이며 출력은 이득 설정을 쉽게 하기 위하여 기준 가속도( $A^*$  [m/s<sup>2</sup>])와 동일한 단위를 갖도록 고려하였다. 전술한 바와 같이 전동기의 전기계 및 전류 제어부는 모델에서 생략되었다. 다만, 전동기에서는 전류가 힘을 발생시키는 상태 변수로 작용하므로 이를 고려하기 위하여 전류에 대한 힘의 계수에 해당하는 힘상수  $K_F$ 를 제어 시스템 반영하였다. 그림에서,  $\bar{K}_F$ 는 제어에 사용되는 힘상수의 정보에 해당한다. 또한,  $M$ [Kg]은 전동기의 무게이며,  $\bar{M}$ 는 제어에 사용되는 무게 정보를 의미한다. 이들 정보는 일반적으로 비교적 잘 알고 있다고 가정할 수 있다. 그러나, 선형 전동기의 용도가 갖는 특수성 및 온도 변화 등의 조건을 고려할 때 정확한 값을 모르거나 운전중에 변동할 가능성이 충분히 있다.

제안된 제어 구조에서는, 주 보상기의 출력( $A_{\text{err}}^*$ )이 위치 명령( $x^*$ )에 대한 상태 전향 보상항의 출력( $A_{\text{xff}}^*$ ,  $A_{\text{dff}}^*$ ,  $A_{\text{aff}}^*$ )과 실제 위치( $x$ )의 상태 제환항의 출력( $A_{\text{xrb}}^*$ ,  $A_{\text{srb}}^*$ )과 합쳐져서 전동기에 대한 가속도 명령( $A^*$ )으로 사용된다. 가속도 명령은  $\bar{M}$  및  $\bar{K}_F$ 에 대한 정보를 이용하여 루프에서 생략된 전류제어기에 대한 명령으로 사용된다. 그림의  $K_{PF}'$ ,  $K_{DF}'$ ,  $K_{AF}'$ 는 각각 전향 보상기의 위치항, 속도항, 가속도항에 대한 비례이득, 미분이득, 2차 미분 이득에 해당하며,  $K_{PB}'$ ,  $K_{DB}'$ 는 제환 보상기의 비례이득 및 미분이득을 의미한다. 제환 보상기에서는 미분 연산을 위해서 위치 오차에 대한 1차 미분 요소가 필요하다. 위치 제어기 전체의 차단 주파수

가 대략 50~200rad/s 이하인 경우에는 직접 미분 연산을 하여도 크게 문제되지 않는다. 다만, 약 300rad/s 이상의 높은 차단 주파수를 사용하는 경우에는 위치 정보에 포함되어 있는 잡음으로 인하여 전동기의 진동이 발생할 수 있다. 위치 명령으로 S커브 형태의 궤적을 이용하는 경우에는 위치 명령의 미분에 해당하는  $sx^*$  값을 쉽게 얻을 수 있으므로 이를 이용하는 것이 보다 안정적이다. 위치 오차의 미분에 해당하는  $s(x^* - x)$ 는  $sx^* - sx$ 로 나뉘어 질 수 있다.  $sx^*$ 는 S커브 궤적에서 얻은 값을 사용하고,  $sx$ 는 속도에 해당하므로 전동기의 속도값을 직접 사용한다. 전동기의 속도는 샘플링 주기가 충분히 작게 설정된 M/T방식을 사용하는 것이 안정적이다. 만일, 400rad/s 이상의 높은 차단 주파수를 사용하는 경우에는 축소차원 혹은 전차원 관측기를 구성하여 속도정보를 얻는 것이 효과적이다. 참고 문헌[13]에 여러 가지 관측기의 형태에 대하여 자세히 설명되어 있다. 본 연구에서는 축소차원 관측기를 사용하여 위치 정보 및 속도 정보를 구하였다.

한편, 제환 보상기에서 전동기의 가속도항을 사용할 수도 있으나, 실제적인 구현 문제에서 가속도를 비교적 정확하게 알아낼 수 있는 방법이 거의 없기 때문에 사용하지 않았다. 그림.2의 전달함수를 구해보면 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{x}{x^*} \quad (2)$$

$$= \frac{K_{AF}'s^3 + (K_D' + K_{DF}')s^2 + (K_P' + K_{PF}')s + K_I'}{\frac{1}{k}s^3 + (K_D' + K_{DB}')s^2 + (K_P' + K_{PB}')s + K_I'}$$

단,  $k = \frac{K_F}{\bar{K}_F} \cdot \frac{\bar{M}}{M}$

식 (2)에서  $k$ 는 시스템 정수의 변동 비율이다.

위 식에서 볼 수 있는 바와 같이 전향 보상기의 각 항은 페루프 전달함수의 영점(zero)에 관여하며 제환 보상기의 각 항들은 극점(pole)에 영향을 주는 것을 볼 수 있다. 특히 전향 보상기에서 가속도 기준값에 해당하는 루프의 이득  $K_{AF}'$ 가 추가됨으로써 시스템 영점의 전달함수 차수가 하나 증가함을 볼 수 있다.  $K_{AF}'$ 가 있는 경우에는 전달함수의 분모와 분자의 차수가 같아지므로 시스템의 해석이 복잡해지는 문제가 있다. 본 연구에서는 시스템의 간략화를 위하여 해당 루프를 제거하였다. 이럴 경우 페루프 전달함수가 2차의 영점과 3차의 극점을 갖는 보다 간단한 함수로 주어진다. 그러나, 시스템을 완성하기 위해서는 각 루프에 대한 7개의 이득 값을 결정해야하는 복잡한 문제가 남아 있다. 이때, 제어 전달함수의 관점에서 7개의 이득은 모두 독립 변수가 아니기 때문에 시스템을 보다 간략화시킬 수 있다. 식 (2)에서 다음과 같이 이득을 다시 정의하면,

$$\begin{aligned} K_D &\equiv K_D' + K_{DF}' \\ K_P &\equiv K_P' + K_{PF}' \\ K_I &\equiv K_I' \\ K_V &\equiv K_{DB}' - K_{DF}' \\ K_X &\equiv K_{PB}' - K_{PF}' \end{aligned} \quad (3)$$

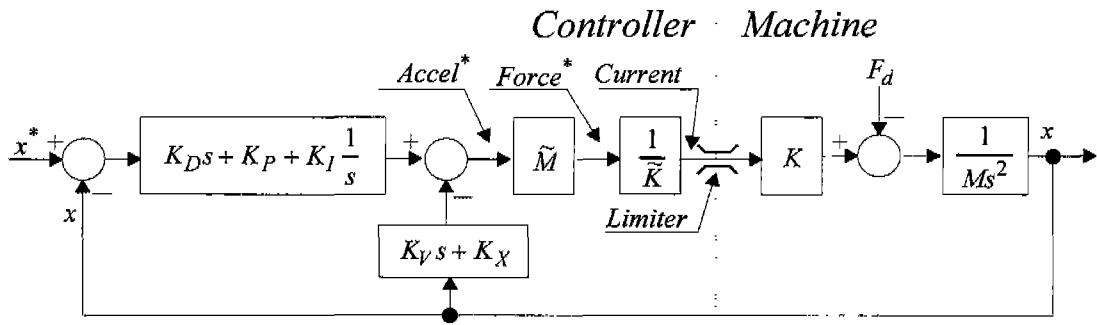


그림 3. 제안된 통합 PID 위치제어 루프  
Fig. 3 Proposed Unified PID Position Controller

식 (2)의 전달함수는 다음과 같이 변경될 수 있다.

$$G_c(s) = \frac{x}{x^*} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{\frac{1}{k} s^3 + (K_D + K_V) s^2 + (K_P + K_X) s + K_I} \quad (4)$$

그러므로, 실제로 5개의 루프 이득만을 결정하면 시스템을 설계할 수 있으며, 전달함수에서 전향 보상항을 모두 제거하고 제환 보상항만을 남기는 효과를 볼 수 있다. 이와 반대로 전향 보상항만을 남기는 방법도 고려할 수 있다. 그러나, 이 경우에는 스텝 응답에 대한 동특성을 구하기가 매우 어려우며, 입력에 해당하는 위치 명령으로 반드시 S커브 형태의 궤적을 사용해서 속도 명령 성분을 전향보상 해주어야 하는 부담이 생긴다.

위의 식 (4)에 근거하여 전체 시스템의 블록 다이어그램을 재구성하면 그림.3과 같다. 이 제어기는 전향보상 및 제환 보상항을 통합하여 구성하였다는 의미에서 '통합 PID 위치 제어기(Unified PID Position Controller)'라고 부르기로 한다. 제시된 위치제어기의 구조는 식 (4)의 전달함수를 변형함으로써 매우 다양한 변형이 가능하다. 한 예로 루프 이득  $K_I$  및  $K_X$ 를 0.으로 선정하면 PD제어기 구조가 된다.

한편, 실용적인 관점에서 볼 때, 독립적인 5개의 루프 이득을 각각 별도로 설정하는 작업이 간단한 문제는 아니다. 본 연구에서는 시스템을 1차 저역 통과필터 형태로 구성함으로써 시스템의 동특성을 일정하게 유지하면서 완전한 이득 자유도를 얻을 수 있는 효과적인 이득 선정 방법을 제시한다.

### 3. 공작기이용 통합 PID 위치제어기 이득 설계

반도체 장비나 공작기계류와 같은 선형전동기 응용 분야에서는 기구에 충격이 가해지는 것을 방지하기 위하여 S커브 형태의 위치 궤적에 따라 이송 동작을 통제하는 경우가 일반적이다. 그러나, 전체 제어계의 동특성에 따라 S커브 궤적에 많은 제약이 발생하며 높은 가속속을 갖는 동작이 가능하려면 위치 제어계의 동특성이 높을수록 유리하다. 또한, 이송 동작에서 오버슈트 현상이 발생할 경우, 가공 정밀도가 저하되고 기계계의 강성에 의한 공진 현상이 발생할 우려가 있으므로 가능하면 오버슈트 현상이 억제될 필요가 있다. 본 연구에서는 통합 PID 위치제어기가 공작기이용 이송 장치에 사용되

는 경우에 적용할 수 있는 이득 선정 기본 전략을 다음과 같이 정하였다.

- 가) 시스템의 동특성이 명확하게 제시되어야 한다.
- 나) 오버슈트 현상이 없어야 한다.

위의 두 가지 목적에 부합하는 제어기 구조는 여러 가지가 있을 수 있으나, 본 연구에서는 가장 용이하게 구현 할 수 있는 구조로서 다음과 같은 1차 저역 통과 필터의 구조를 선택하였다.

$$G_o(s) = \frac{\omega_c}{s} \quad (5)$$

$$G_c(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$$

1차 저역 통과 필터는 차단 주파수로 표현되는 명확한 동특성을 지니고 있으며 기본적으로 오버슈트 현상이 없으므로 위의 이득 선정 전략에 매우 부합하는 구조를 갖고 있다.

제안된 위치 제어기가 식 (5)의 전달함수를 갖기 위해서는 식 (4)의 전달함수에 대한 약간의 변형이 필요하다. 먼저, 시스템의 제 정수를 비교적 정확하게 알고 있다는 가정하에 시스템 정수의 변동 비율  $k$ 를 1로 놓아서 시스템을 간소화시킨다. 정수 변동 비율  $k$ 의 변동에 대한 영향 및 보상에 대해서는 본 논문의 2부에서 보다 자세히 다룬다. 식 (4)에서 통합 PID 제어기의 개루프 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G_o(s) = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s^3 + K_V s^2 + K_X s} \quad (6)$$

$$= \frac{K_D (s^2 + \frac{K_P}{K_D} s + \frac{K_I}{K_D})}{s(s^2 + K_V s + K_X)}$$

그러므로, 식 (5)의 1차 저역 통과 필터의 개루프 전달함수와 동일한 형태를 갖기 위해서는 식 (6)에서 이득  $K_D$ 를  $\omega_c$ 로 설정하고 분모 및 분자의 괄호 부분이 다음과 같이 동일한 형태를 유지해야 한다.

$$(s^2 + \frac{K_P}{K_D} s + \frac{K_I}{K_D}) = (s^2 + K_V s + K_X) \quad (7)$$

$$\equiv s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

위 식에서  $\zeta$ 는 시스템 영점의 감쇄 비율(damping ratio),  $\omega_n$ 은 시스템 영점의 고유 비감쇄 주파수(natural undamped frequency ratio)에 해당한다. 위 식 (7)이 성립할 경우, 식 (4)의 폐루프 전달함수는 식 (5)와 같은 1차 저역 통과 필터 형태를 갖게 된다. 식 (7)에서 좌항과 우항의 비교를 통하여

다음과 같은 루프 이득을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} K_D &= \omega_c, & K_P &= 2\zeta\omega_n\omega_c, & K_I &= \omega_n^2\omega_c \\ K_V &= 2\zeta\omega_n, & K_X &= \omega_n^2 \end{aligned} \quad (8)$$

따라서, 위 식과 같은 비율로 제어 이득이 선정되면 제안된 '통합 PID' 위치제어기는 항상 1차 저역 통과 필터와 같은 전달함수를 갖게 된다. 지금부터는 식 (8)에서와 같이  $\omega_c$ ,  $\omega_n$ ,  $\zeta$  세 개의 이득만이 독립변수로 활용된다.  $\omega_c$ 는 전체 제어계의 차단 주파수로써 시스템의 동특성을 나타내며, 일반적으로 응용 시스템에서 요구되어지는 값으로 설정된다. 예를 들어, 1초당 10번 왕복 운전이 필요한 운동기구의 경우에는 전체 제어계의 차단 주파수가 최소한 10Hz(약 63rad/s) 이상 되어야 하므로 이를 감안하여  $\omega_c$ 의 값이 보다 충분히 커야할 필요가 있다. 그러나,  $\omega_c$ 의 값이 너무 큰 경우에는 시스템의 잡음에 의한 진동 현상이 있을 수 있으므로 잡음 레벨을 감안하여 적절한 값을 구해야 한다. 한편,  $\omega_n$  및  $\zeta$ 는 시스템 설계에서 이득 항에만 나타날 뿐이며 실제 제어계의 페루프에는 영향을 주지 않으므로 이론적으로 완전한 이득 자유도에 해당한다. 다만,  $\omega_n$  및  $\zeta$ 가 개별적인 루프 이득에 연관되기 때문에 외란에 대한 강인성에 영향을 줄 수 있다. 따라서, 시스템의 동특성을 일정하게 유지하면서 계의 강성을 높이거나 혹은 시스템의 계정수 변동에 둔감하도록 시스템을 설계하는 목적으로 이용할 수 있다. 이러한 자유도의 활용에 대해서는 본 논문의 2부에서 자세히 다룬다.

#### 4. 통합 PID 위치 제어기 성능

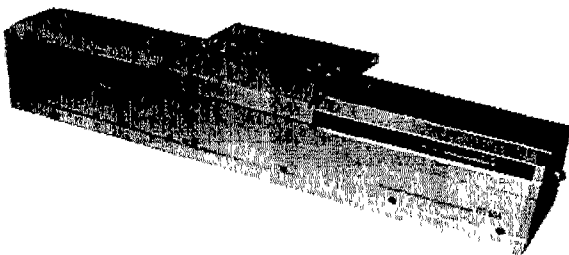


그림 4 선형 전동기 모형  
Fig. 4 The linear machine from Justek.Co.

제안된 통합 PID제어기는 각 루프 이득의 값에 따라 매우 다양한 형태로 구조 변경이 가능하다는 장점이 있으나, 우선적으로 식 (8)과 같이 루프 이득을 선정하여 시스템을 1차 저역 통과 필터 형태로 구성한 시스템에 대하여 성능을 평가하기로 한다. 성능 평가를 위하여 (주)저스텍의 영구자석을 계자로 사용하는 공심형 선형 전동기인 JTM10-420 모델을 사용하여 제어계를 구성하였다. 그림.4에 선형 전동기의 외형이 도시되어 있으며, 표.1에는 선형 전동기의 제어 정수를 표시하였다.

실험에 앞서 제안된 제어기의 이론적인 성능을 검증하기 위하여 컴퓨터를 이용한 디지털 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 패키지는 Mitchell & Gauthier 사의 ACSL계열을 사용하였으며 실험 조건과 유사한 환경을 구현하기 위해 위

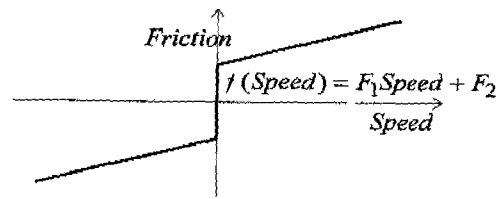


그림 5 선형전동기 마찰력 모델.  
Fig. 5 Friction model of the linear motor.

치 제어기의 샘플링시간을 0.5msec로 설정하였다. 전류제어기는 이득 1의 이상적인 동작을 한다는 가정 하에 생략하였다. 제어 모델은 표.1의 정수를 사용하여 구현하였으며 실제 전동기에 약간 존재하는 마찰계수의 영향을 고려하기 위하여 다음 그림.5와 같은 형태의 마찰력을 시뮬레이션에 반영하였다. 전동기의 마찰력은 선형전동기의 선형 가이드에 있는 볼베어링에 의해 나타나며, 일반적으로 마찰계수는 식 (9)와 같이 표현되어진다.

$$\begin{aligned} \text{Friction} &= f(\text{Speed}) \\ &= F_1 \text{Speed} + F_2 \quad (\text{Speed} > 0) \end{aligned} \quad (9)$$

마찰 함수의 계수는 정확한 값을 알기가 매우 어려우나 반복 실험을 통하여 근사적으로  $F_1$ 은 5.0Ns/m,  $F_2$ 는 10.0N의 값을 선정하였다.

그림.6은 제안된 위치제어기의 중요 특성 중 하나인 저역 통과 필터 특성을 보여주는 시뮬레이션 파형이다. 제어기의 특성을 파악하기 위하여 위치 명령을 11.0Hz의 정현파 형태로 입력하고 제어기의 이득을  $\omega_c=70.0\text{rad/s}$ 로 선정하여 약 11.0Hz의 차단 주파수를 갖도록구성하였다. 나머지 제어이득의 자유도에 해당하는  $\omega_n$ ,  $\zeta$ 는 각각 30rad/s, 1로 선정하였다. 그림에서 보이는 바와 같이, 입력력 관계에 해당하는 위치 명령과 전동기의 위치 사이의 위상차가 45° 나고 있으며 크기가  $1/\sqrt{2}$ 로 감소하는 매우 이상적인 저역 통과 필터 특성이 나타나고 있음을 알 수 있다. 이때, 이론적으로 이득 자유도에 해당하는  $\omega_n$  및  $\zeta$ 를 임의의 값으로 선정하여도 제안된 제어기는 동일한 특성을 나타내며, 이를 확인할 수 있는 시뮬레이션 결과가 그림.7에 표시되어 있다.

다음으로 위치제어기의 스텝 응답에 대한 시뮬레이션 파형이 그림.8에 도시되어 있다. 제어기 이득 항을  $\omega_c=70\text{rad/s}$ ,  $\omega_n=30\text{rad/s}$ ,  $\zeta=1.0$ 로 설정하였으며 이상적인 동특성을 관찰하기 위하여 전동기의 전류를 무한대로 사용할 수 있다고 가정하였다. 이 결과에서 관찰할 수 있는 바와 같이 스텝 형태로 위치 명령이 주어지는 경우에도 저역 통과 필터의 응답 특성에 따라 전동기 위치가 오버슈트 현상 없이 기준 위치로 수렴하고 있음을 알 수 있다. 그러나, 전류제한이 없으므로 수백 [A]에 이르는 매우 큰 초기 전류가 전동기에 유입되는 것을 볼 수 있다. 이는 실제 전동기에서 통상적인 전류 레벨을 훨씬 상회하는 값에 해당한다. 일반적으로, 그림.3에서와 같이 실제 전동기와 제어기를 연결하는 전류 항에는 인버터의 용량 및 전동기의 허용 전류에 따라 최대값을 제한하는 제한기 (limiter)가 설치되어 있다. 따라서, 이러한 제한기의 동작으로 인하여 그림.8과 같은 전류가 실제로 흐를 수가 없다. 이러한 제한기의 동작은 시스템에 비선형적인 외란을 발생시키는 분

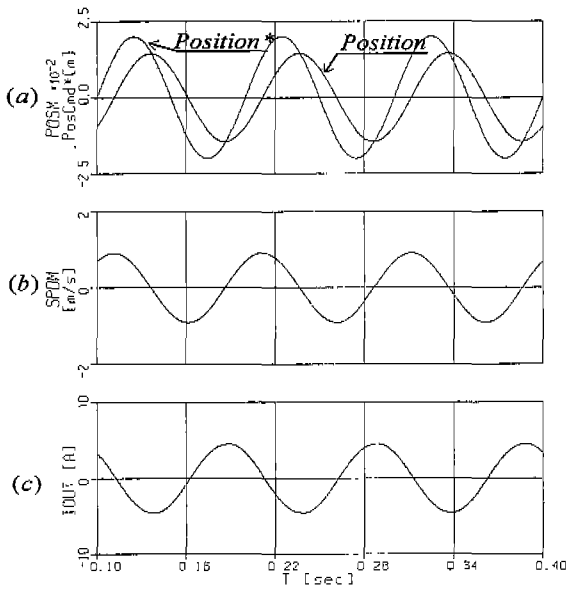


그림 6 시뮬레이션 파형: 위치제어기의 저역 통과 필터 특성1.  
 (a) 위치명령, 실제위치  
 (b) 전동기 속도 (c) 전동기 전류  
**Fig. 6** Simulation Result: Lowpass filter characteristic#1 of the position controller.  
 (a) Position Reference, Actual Position  
 (b) Motor Speed (c) Motor Current

제가 있으며, 적분 제어기의 포화 방지(anti-windup) 대책과도 연계되어 있으므로 복잡한 문제를 발생시킨다. 이에 대하여서는 본 논문의 2부에서 다루기로 하며 제한기가 동작하는 경우의 시뮬레이션 결과판을 먼저 보이도록 한다.

그림 9에는 제어 이득을  $\omega_c=70, \omega_n=30, \zeta=4$  로 설정하고 전류를 약 8[A]로 제한한 경우의 스텝응답 특성이 도시되어

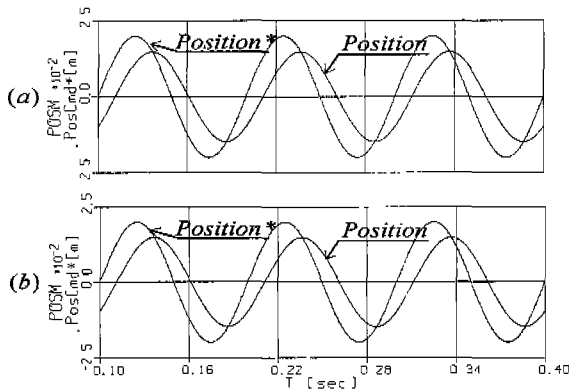


그림 7 시뮬레이션 파형: 위치제어기의 저역 통과 필터 특성2.  
 (a) 위치명령, 실제위치 ( $\omega_c=70, \omega_n=70, \zeta=1$ )  
 (b) 위치명령, 실제위치 ( $\omega_c=70, \omega_n=30, \zeta=10$ )  
**Fig. 7** Simulation Result: Lowpass filter characteristic#2 of the position controller.  
 (a) Position Reference, Actual Position ( $\omega_c=70, \omega_n=70, \zeta=1$ )  
 (b) Position Reference, Actual Position ( $\omega_c=70, \omega_n=30, \zeta=10$ )

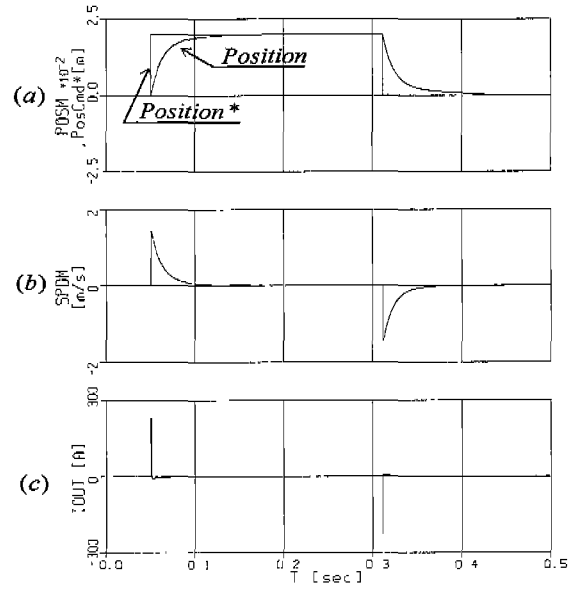


그림 8 시뮬레이션 파형: 위치제어기의 스텝응답 특성1.  
 (a) 위치명령, 실제위치  
 (b) 전동기 속도 (c) 전동기 전류  
**Fig. 8** Simulation Result: Step response characteristic #1 of the position controller.  
 (a) Position Reference, Actual Position  
 (b) Motor Speed (c) Motor Current

있다. 전동기 위치가 완벽한 형태는 아니지만 저역 통과 필터의 양상으로 오버슈트 현상 없이 위치 명령에 수렴함을 볼 수 있다.

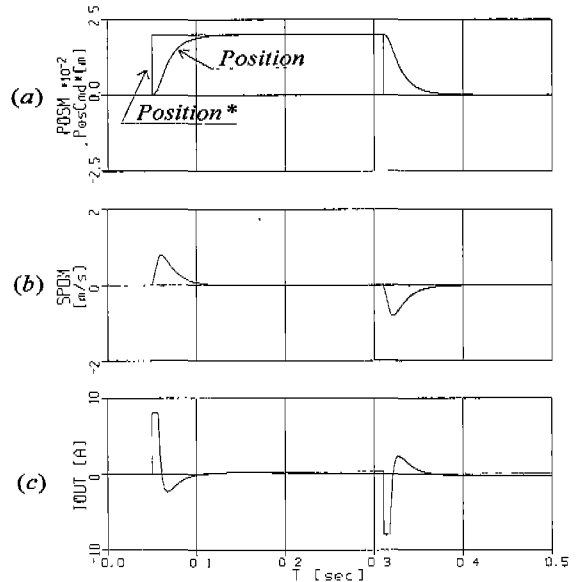


그림 9 시뮬레이션 파형: 위치제어기의 스텝응답 특성2.  
 (a) 위치명령, 실제위치  
 (b) 전동기 속도 (c) 전동기 전류  
**Fig. 9** Simulation Result: Step response characteristic #2 of the position controller.  
 (a) Position Reference, Actual Position  
 (b) Motor Speed (c) Motor Current

### 5. 실험 결과

본 절에서는 제안된 위치제어기의 실용성 및 구현 가능성을 검증하기 위하여 상용 선형전동기를 사용한 실험 결과를 제시한다. 실험에 사용한 전동기 구동용 제어기는 TI사의 32bit 부동소수점 DSP (Digital Signal Processor) TMS320C32를 주 연산 장치로 사용하고 있으며, 50 $\mu$ s의 샘플링 시간마다 전류 제어를 수행하고 0.5msec 마다 '통합 PID 위치제어기'가 수행되도록 제어 프로그램을 구성하였다. 전류 제어알고리즘으로는 역기전력 성분을 보상한 PI 제어기가 사용되었으며 전류 소자를 동작시키기 위하여 공간 전압 벡터 PWM 알고리즘을 사용하였다. 전류 제어기의 차단 주파수를 3000rad/s로 하여 운용하고 있기 때문에 위치 제어기가 동작하는 50~300rad/s의 주파수 범위 내에서는 전류제어기가 거의 이득 1로 동작한다고 가정할 수 있다. 실험 파형은 DSP 제어기에 장치되어 있는 12bit 4채널 D/A 컨버터를 사용하여 출력한 파형을 오실로스코프로 관측한 것이다.

그림.10은 위치 제어기의 차단 주파수 특성에 관한 실험 결과이다. 이 실험에서는 차단 주파수 대역에서의 위치명령(입력)과 실제 위치(출력)를 비교하여 제안된 제어기가 1차 저역 통과 필터의 특성을 보이고 있음을 보여준다. 시뮬레이션 환경과 동일하게 위치명령으로 11Hz의 정현파 입력을 사용하였으며 제어 이득은  $\omega_c=70\text{rad/s}$ ,  $\omega_n=30\text{rad/s}$ ,  $\zeta=1$ 을 사용하였다. 실험 파형에서 시뮬레이션의 결과와 거의 동일하게 1차저역 통과 필터의 특성이 나타나고 있음을 관찰할 수 있다. 다만, 전류 형태에 약간의 왜곡 현상이 보이며 이는 전동기의 역기전력이 완벽한 정현파가 아니기 때문에 발생하는 것으로 전체 제어 성능에는 큰 영향이 없다.

다음 그림.11은 제안된 위치제어기의 스텝 응답 특성에 대한 실험 결과이다. 제어 이득은  $\omega_c=70\text{rad/s}$ ,  $\omega_n=30\text{rad/s}$ ,  $\zeta=4$ 를 사용하였으며 전동기 전류의 포화 현상을 최대한 억제하기 위하여 위치지령을 0에서 9mm로, 9mm에서 18mm로 스텝형태로 인가한 후에 다시 0 위치로 명령을 복귀시켰다. 전동기 전류는 전동기의 용량 및 인버터의 용량을 고려하여 약 7.5[A]로 최대 값을 제한하였다. 이동 거리가 9mm인 경우에는 전류에 약간의 포화 현상이 발생하고 있으나 18mm의 스텝 형태로 명령이 입력된 경우에는 전류의 포화 현상이 상당히 오래 지속됨을 볼 수 있다. 그러나, 비교적 저역 통과 필터의 형태를 유지하면서 실제 위치가 위치 명령에 수렴하는 것을 볼 수 있으며, 시뮬레이션 결과와도 일치함을 볼 수 있다. 이득이 높은 경우에는 동일한 거리를 이동하는 경우에도 전동기 전류의 포화 현상이 보다 오래 지속됨을 관찰할 수 있으며 이는 본 논문 2부의 포화 방지 대책에 관한 대책에서 자세히 다룬다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 실제 산업현장에서 사용할 수 있는 선형 전동기용 고속 고정밀 위치 제어 알고리즘으로 새로운 통합 PID 위치 제어기를 제안하였다.

제안된 알고리즘의 특징은 매우 구조가 간단하며 전체 위

치 제어 루프의 동특성을 1차 저역 필터 형태로 유지하도록 함으로써 다른 어떠한 형태의 위치 제어기 보다 제어 이득을

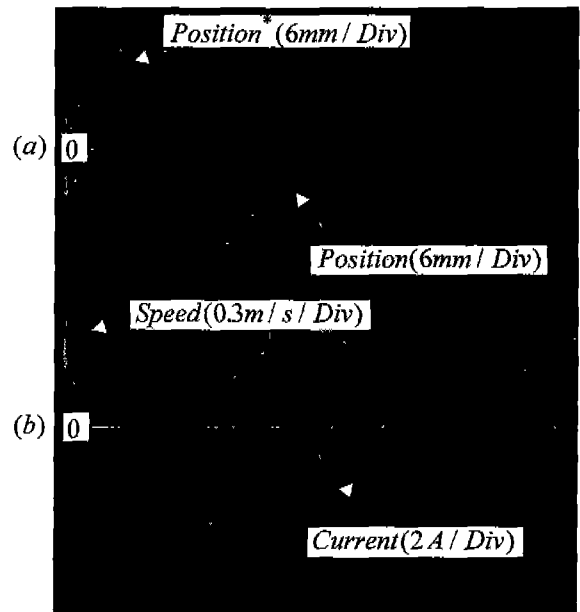


그림 10 실험 파형: 차단주파수 대역에서의 1차 저역 통과 필터 특성.(x-axis: 20msec/Div)  
 (a) 위치명령, 실제위치  
 (b) 전동기 속도, 전동기 전류  
 Fig. 10 Experimental Result: Low-pass filter characteristics in the cut-off band(x-axis: 20 msec/Div)  
 (a) Position Reference, Actual Position  
 (b) Motor Speed, Motor Current

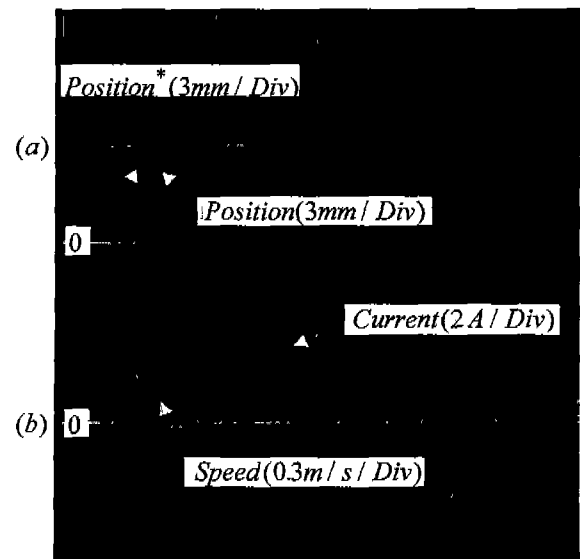


그림 11 실험 파형: 위치제어기의 스텝응답 특성.(x-axis: 50msec/Div)  
 (a) 위치명령, 실제위치  
 (b) 전동기 속도, 전동기 전류  
 Fig. 11 Experimental Result: Step response characteristic of the position controller.(x-axis: 50msec/Div)  
 (a) Position Reference, Actual Position  
 (b) Motor Speed, Motor Current

설정하기 쉽고 오버슈트 현상이 없는 매우 안정된 동작을 한다는 것이다. 또한, 1차 저역 통과 필터의 동특성으로 인하여 전체 시스템의 차단 주파수를 일정하게 유지하면서도 완전한 이득 설정의 자유도를 얻을 수 있다. 이러한 자유도는 제 정수의 변동 등에 대한 강인성을 높이기 위해 사용되거나 강성도를 증가시키는 목적으로 사용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] G.Ellis, "Control System Design Guide-Using Your Computer to Understand And Diagnose Feedback Controllers", Arcademic Press, 2000.
- [2] S.Yamamoto, M.Sugiura, and K.Matsuse, "Two-Degree-of-Freedom Position Control for High Performance Linear Pulse Servo Motor Drives", Conf. Rec. of IPEC-Yokohama, pp1028-1033, 1995.
- [3] 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.
- [4] M.Sugiura, S.Yamamoto, J.Sawaki, K.Matsuse, "The Basic Characteristics of Two-Degree-Of-Freedom PID Position Controller using a Simple Design Method for Kinear Servo Motor Drive", AMC'96-MIE, pp59-64, 1996.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] M.Tsai, W.Yau, and C.Chui, "Control of Linear Servo Motors for Repetitive Motion Applied to Software CAM system.", Conf. Rec. of IPENC'97, pp394-398, 1997.
- [8] Motion Engineering, Inc. "DSP-Series Motion Controller Installation Manual", Version2.4, 1996.
- [9] Adept technology inc, "Adept-Motion Servo User's Guide", 1993,
- [10] Etudes Electromechaniques (ETEL), "DSA2-PL Position controller User's manual", 1997.
- [11] KraussMaffei, "Product Specification", 1998.
- [12] 小山正人 외 2인, "AC 서보시스템의 이론과 실제" 종합 전자 출판사, 1990.
- [13] R.D.Lorenz and K.W. PATTERN, "High Resolution Velocity Estimation for All-Digital, ac Servo Drives", IEEE Trans. IA, Vol.27, No.4, pp.701-705, 1991.

저 자 소 개



김준식 (金峻奭)

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 관심

분야는 dsp제어기를 이용한 전동기 제어 및 선형전동기를 응용한 산업제어기 설계

Tel: 032-770-8435

E-mail: jskim@incheon.ac.kr