

# 초정밀 선형 모터 시스템의 적응형 힘리플 보상과 정밀 트래킹 제어

최영만<sup>#</sup>, 권대갑<sup>\*</sup>, 이문구<sup>\*\*</sup>

## Adaptive Force Ripple Compensation and Precision Tracking Control of High Precision Linear Motor System

Young-Man Choi<sup>#</sup>, Dae-Gab Gweon<sup>\*</sup> and Moon G. Lee<sup>\*\*</sup>

### ABSTRACT

This paper describes a robust control scheme for high-speed and long stroke scanning motion of high precision linear motor system consisting of linear motor, air bearing guide and position measurement system using heterodyne interferometer. Nowadays, semiconductor process and inspection of wafer or LCD need high speed and long travel length for their high throughput and extremely small velocity fluctuations or tracking errors. In order to satisfy these conditions, linear motor system are widely used because they have large thrust force and do not need motion conversion mechanisms such as ball screw, rack & pinion or capstan with which the system are burdened. However linear motors have a problem called force ripple. Force ripple deteriorates the tracking performances and makes periodic position errors. So, force ripple must be compensated. To maximize the tracking performance of linear motor system, we propose the control scheme which is composed of a robust control method, Time Delay Controller (TDC) and a feedforward control method, Zero Phase Error Tracking Control (ZPETC) for accurate tracking a given trajectory and an adaptive force ripple compensation (AFC) algorithm for estimating and compensating force ripple. The adaptive ripple compensation is continuously refined on the basis of tracking error. Computer simulation results based on modeled parameters verify the effectiveness of the proposed control scheme for high-speed, long stroke and high precision scanning motion and show that the proposed control scheme can achieve a superior tracking performance in comparison to conventional TDC control.

**Key Words** : Time delay control(시간지연제어), Force ripple(힘리플), Linear Motor(선형 모터), Adaptive control(적응 제어)

### 1. 서론

근래 반도체 제품들이 집적화됨에 따라 노광 공정에 사용되는 웨이퍼 스테이지 (wafer stage) 또

<sup>\*\*</sup> 접수일: 2005 년 3 월 8 일; 게재승인일: 2005 년 10 월 7 일

<sup>#</sup> 교신저자: 한국과학기술원 기계공학과

E-mail ymanchoi@kaist.ac.kr Tel. (042) 869-8763

<sup>\*</sup> 한국과학기술원 기계공학과

<sup>\*\*</sup> 삼성전자 메카트로닉스 연구소

는 LCD 검사 스테이지의 위치정밀도가 계속해서 증가하고 있으며, 웨이퍼와 LCD 가 대형화 됨에 따라 스테이지도 보다 긴 행정거리를 가질 필요성이 대두되고 있다. 또한 생산성 측면에서 이송 속도 또한 향상되어야 한다.

이러한 초정밀 이송 스테이지의 고속/초정밀/장 행정의 요구사항을 만족시키기 위해서 여러 가지 시스템이 제안되고 있다. 그 예로서 볼-스크류와 회전모터를 이용한 시스템, 마찰 구동기를 이용한 시스템, 선형 모터를 이용한 시스템 등이 있다. 이 중에서 선형 모터 (linear motor)를 이용한 시스템이 가장 주목 받고 있다. 선형 모터는 백래쉬가 존재하지 않으며 구조가 단순하여 수명이 길다. 무엇보다 회전운동을 직선운동으로 바꾸어 주는 메커니즘이 존재하지 않으므로 직접 구동 방식으로써 구동 손실이 없게 된다. 여기에 마찰이 존재하지 않는 공기 베어링 가이드와 고속으로 측정이 가능하면서 장행정에서 정밀한 위치 분해능을 가지는 레이저 간섭계 (laser interferometer)를 결합하면 고속/초정밀/장행정의 요구사항을 만족하는 초정밀 선형 모터 시스템을 제작할 수 있다.

선형 모터의 힘리플은 보통 모터의 운동자의 위치에 따라 모터에 발생하는 힘이 달라지는 것으로 고속으로 제어할 경우, 일정한 주기를 가지고 스테이지의 운동에 리플을 주게 되므로 정속 구간에서 심각한 위치 오차를 유발할 뿐 아니라 초기 settling 시간도 지연시킬 수 있다. 힘리플을 최소화하는 방법에는 자석과 코일의 최적설계를 이용한 방법과 제어를 이용한 방법 등이 있다.<sup>1</sup> 하지만 설계를 통하여 힘리플을 최소화하려면 제조원가가 증가할 뿐 아니라 모터의 성능을 나쁘게 할 수도 있다. 또한, 설계를 잘 하더라도 전류 드라이버의 오차등과 함께 복합적인 원인에 의하여 힘리플은 발생하므로, 적절한 보상 방법을 이용하여 힘리플을 최소화하려는 연구가 이루어지고 있다. J. Y. Hung<sup>2</sup> 은 정속구동을 하면서 역기전력을 측정하여 이로부터 전류의 하모닉스에 최적의 가중치를 곱하여 가함으로써 힘리플을 최소화하는 연구를 하였다. N. Matsui<sup>3</sup> 는 직접구동방식의 모터에서 외란 관측기(Disturbance observer)를 사용하여 힘리플을 제거하는 방법을 제안하였다. 장호연<sup>4</sup> 은 토크 센서를 이용하여 전류의 앞먹임 제어를 함으로서 힘리플을 제거하였다. K. K. Tan<sup>5</sup> 은 PID 되먹임 제어와 마찰과 힘리플에 대한 적응 앞먹임 제어를 통

해 트래킹 성능을 향상시켰다. 결과는 PID 로만 제어한 것과 비교하여 약 두 배의 성능이 향상되었다. P. Braembussche<sup>6</sup> 는 상태 되먹임 (State feedback) 제어기, 적분 제어기, 앞먹임 제어기와 1 차 힘리플 모델 앞먹임 제어기를 사용하였다. 그는 좀 더 복잡한 힘리플 모델을 이용하면 더 좋은 트래킹 결과를 얻을 수 있을 것이라고 하였다. Bin Yao<sup>7</sup> 는 적응형 강인 제어기를 이용하여 실시간으로 파라미터 적응방법을 이용하였다. G. Otten<sup>8</sup> 은 모델 기반의 되먹임 제어와 힘리플에 대한 신경회로망을 이용한 학습형 앞먹임 제어기를 제안하였다. D. M. Alter<sup>9</sup> 는 힘 되먹임을 이용한 H<sup>∞</sup> 제어를 설계하였다. 이 방법으로 동적 강성을 27%에서 46%로 증가시켰다.

지금까지 살펴본 것처럼 대부분이 고급 제어 이론을 사용한 복잡한 방법이 많고 학습이나 반복 제어 등 시간과 노력이 많이 드는 것이 많다. 하지만 이 중에서 적응형 보상 방법은 구조가 간단한 편이며 그 성능이 뛰어나다.

따라서 본 논문에서는 적응 보상 방법을 이용하여 힘리플을 제거함으로써 초정밀 선형 모터 시스템의 성능을 최대화할 수 있는 제어 구조를 제안할 것이다. 이를 위하여 2 장에서는 선형 모터와 힘리플을 모델링하고, 3 장에서는 정밀 궤적 추종을 위한 기준 궤적 및 제어기의 설계와 적응형 보상 방법에 대하여 설명한다. 4 장에서는 모의 실험을 통하여 제안된 힘리플 보상을 위한 제어 구조의 성능을 검증한다.

## 2. 선형 모터 및 힘리플 모델링

### 2.1 선형 모터 모델링

Fig. 1 은 본 연구의 대상 시스템인 초정밀 선형 모터 시스템의 구조도이다. 그림에서 오른쪽의 코일 블록 (Coil Block), 요크 (Yoke) 그리고 영구자석 (Permanent Magnet)이 선형 모터를 이룬다. 코일 블록과 슬라이더 (slider)를 포함하여 운동자 (rotor)라고 하며 요크와 영구자석을 합하여 고정자 (stator)라고 한다. 코일에 전류가 흐르면 코일 블록이 로렌츠 힘을 받고 이를 운동자가 전달 받아 공기 베어링 가이드를 따라 움직이게 된다. 공기 베어링을 사용하므로 강성과 댐핑을 무시하고 질량만 가진 시스템이라고 가정하면, 초정밀 선형 모터 시스템은 일반적으로 다음과 같이 수학적 모

텔링이 가능하다.

$$M \frac{d^2x}{dt^2} = K_F i - f_{ripple} \quad (1)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u - K_E \frac{dx}{dt}$$

여기에서  $M$  은 운동자의 질량이며,  $x$  는 운동자의 위치 그리고  $i$  는 코일에 흐르는 전류이다. 첫번째 식은 기계 시스템의 질량과 모터 추력과의 관계를 나타낸다. 모터가 내는 힘은 힘상수  $K_F$  와 전류  $i$  의 곱으로 나타내어 지는데  $K_F$  는 고정자 영구 자석의 공극 자속의 세기에 비례한다. 두 번째 식은 전기 시스템에 관한 식으로서 코일에 걸리는 전압의 관계를 나타낸다.  $u$  는 코일에 인가되는 전압이며 운동자가 움직일 때 발생하는 역기전력 (Back-emf)은 역기전력 상수  $K_E$  에 속도를 곱한 것이다. 다른 직류모터 시스템과 같이 이 시스템에 사용된 선형 모터도 3 상여자 (3-phase excitation) 방식을 사용하고 있다. 인덕턴스  $L$  은 매우 작고 일반적으로  $K_E$  는  $K_F$  와 크기가 거의 같으므로, 식 (1)은 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$M_s \frac{d^2x}{dt^2} + B_s \frac{dx}{dt} = u - \bar{f}_{ripple} \quad (2)$$

$$M_s = \frac{MR}{K_F}, \quad B_s = K_E, \quad \bar{f}_{ripple} = \frac{R}{K_F} f_{ripple}$$

여기에서  $\bar{f}_{ripple}$  은 힘리플을 입력전압에서의 외란으로 모델링한 것이다. 앞으로의 모터의 수학적 모델로 식 (2)가 사용될 것이다.

## 2.2 힘리플 모델링

### 2.2.1 힘리플의 성분 및 특성

힘리플은 크게 세가지의 주요 성분으로 구성된다. 첫째, 코깅 리플 (Cogging ripple)은 운동자 또는 고정자의 iron core 와 자석간에 인력이 작용함으로써 생긴다. 이 성분은 단지 운동자와 고정자의 상대적 위치에 따라 달라지며 보통 모터의 주기의 하모닉스를 가진다. 둘째, 정류 리플 (mutual ripple)은 주로 힘리플 (force ripple)이라고 칭해지는 것으로 모터 자속 및 전류 앰프의 불완전성 때문에 발생한다. 이 성분은 모터에 가해지는 전류에 비례하며, 위치에 따라 주기적인 성질을 가진다. 셋째, 자기저항 리플 (Reluctance ripple)은 코일의 자기 인덕턴스가 위치에 따라 변하기 때문으로 단지 운동자

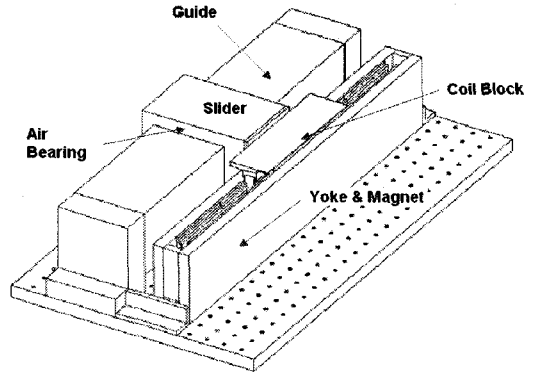


Fig. 1 High precision linear motor with air bearing guide

의 상대적 위치의 함수이다.

위의 세가지 성분 중 코깅 리플을 없애기 위해서는 코어가 없는 방식 (Coreless type)를 사용하거나 자석들을 skewing 시킴으로써 해결할 수 있다. 또 자기저항 리플의 경우 코일 이동 방식을 사용하면 위치에 따른 자기 인덕턴스의 변화는 거의 무시해도 된다. 이 연구의 대상 모터는 코어가 없는 방식과 코일 이동 방식을 사용한다. 정류 리플은 모터의 공극 자속 밀도가 완전한 정현파가 아닐 경우, 전류 입력에서 각 상에 주어지는 전류의 진폭이 다를 경우, 전류에 오프셋이 존재할 경우, 각 상의 지연 (delay)이 존재할 경우 등 많은 요소에 의해 그 형태가 달라지게 된다.<sup>4</sup> 그러므로 정류 리플은 실시간 보상 방법이 반드시 필요하다

### 2.2.2 힘리플의 모델링

공극 자속 밀도가 완전한 정현파형으로 주어지고 전류도 동일한 진폭의 완전한 정현파형으로  $2\pi/3$  의 위상차만 가질 경우, 모터의 힘은 공극 자속 밀도와 전류의 내적으로 구해지므로 힘리플이 없지만, 장호연<sup>4</sup>에 의하면 모터 피치( $p$ )의 하모닉인 힘리플은 전류 오프셋 때문에,  $2p$  의 하모닉은 전류 진폭의 차이 때문에,  $6p$  의 하모닉인 힘리플은 쇄교 자속 (flux linkage)의 공간하모닉 때문에 발생한다고 하였다. 만약, 전류 앰프가 이상적으로 동작하고 자속이 공간 하모닉을 가지면서,  $b$  상과  $c$  상의 쇄교 자속이  $a$  상에 비해  $k$  배 크다고 가정하면, 각 상의 자속은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned}
 S_a &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} S_n \cos \theta \\
 S_b &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k S_n \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 S_c &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} k S_n \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3}$$

여기에서 모터의 위상각  $\theta$  는  $2\pi(x/p)$  이다. 위의 자속과 각 상의 정현파 전류 입력으로부터 모터에 가해지는 힘을 구하면 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned}
 F \cong \frac{I}{2} \{ &(1+2k)S_1 + (1-k)(S_1 + S_3) \cos 2\theta \\
 &+ (1-k)(S_3 + S_5) \cos 4\theta + (1+2k)S_5 \cos 6\theta \}
 \end{aligned} \tag{4}$$

식 (4)에서는 쇄교 자속의 공간 하모닉에 의한 영향과 쇄교 자속의 진폭 차이에 의한 영향이 함께 나타나 있다. 또한 각 상의 크기가 다른 경우 ( $k \neq 1$ )에는  $2p$  의 하모닉의 힘리플이 발생한다. 비록  $k \approx 1$  이라 하더라도 여섯 번째 하모닉은 존재하며 다른 하모닉에 비해 상대적으로 큰 크기를 가진다. 이 경우, 식(2)의 전압 리플은

$$\bar{f}_{ripple} = A_1 \sin \omega_x x + A_2 \cos \omega_x x \tag{5}$$

로 표현된다. 여기에서  $\omega_x$  는 힘리플의 공간 주파수로  $6(2\pi/p)$  이고  $A_1$  과  $A_2$  는 힘리플의 사인 성분과 코사인 성분의 진폭이다.

본 연구에 사용된 모터의 힘리플 또한 여섯 번째 하모닉이 가장 컸다. 그러므로 이 하모닉을 보상하면 주기적 트래킹 오차를 크게 감소시킬 수 있다.

### 3. 정밀 궤적 추종을 위한 제어기

#### 3.1 궤적 설계

초정밀 스테이지를 대상물 검사 또는 노광 등에 사용하기 위해서 일정한 가속 후 정속을 유지한 후 감속하는 사다리꼴 형태의 궤적이 많이 사용된다. 정속 구간에서 검사 또는 노광을 위한 스캐닝 작업을 한다. 이외에도 가/감속 구간의 형태에 따라 다항식 궤적, 포물선 궤적, 사인 궤적 (sinusoidal trajectory) 등이 사용된다. 각 궤적의 속도 profile 은 Fig. 2 에 나타나 있다.

정속 구간에서 작업자가 원하는 공정이 이루어

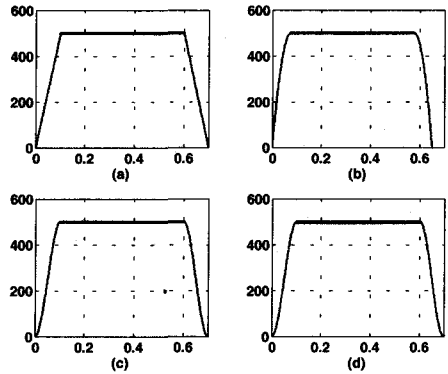


Fig. 2 Trajectories (a) Trapezoidal (b) Parabolic (c) Polynomial (d) Sinusoidal

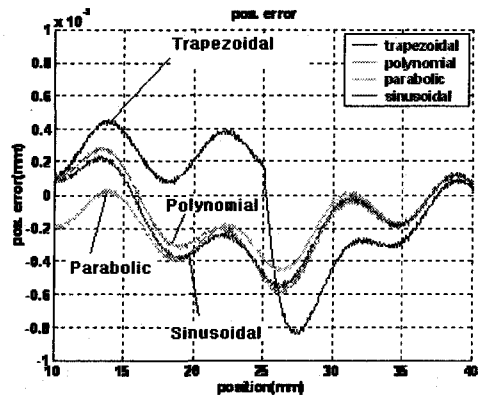


Fig. 3 Position errors with various trajectories

지므로 가속 후 settling time 이 짧을 수록 효율적인 공정이 가능하다. 그러므로 궤적을 어떻게 설계하느냐가 매우 중요하다. 궤적은 연속적이고 부드러운 곡선이어야 한다. 우선 첫째로 사다리꼴 궤적은 계산이 매우 간단하고 구현이 쉬우나, 구간이 부드럽지 않으므로 정속 구간이 시작될 때, 오버슈트를 발생시킨다. 둘째로 포물선 궤적은 초기 가속도가 매우 크고, 초기 위치 오차가 매우 크다. 셋째로 다항식 궤적은 계산량이 적고 전체적으로 부드러운 궤적을 가지지만 궤적이 넓은 영역의 주파수 성분을 가지고 있어서 빠른 궤적이 될수록 고주파 입력으로 작용함으로써 출력 성능이 저하된다.<sup>10</sup> 마지막으로 사인 궤적은 계산이 복잡하지만 몇 개의 낮은 주파수를 가지는 사인 함

수들의 합으로 표현할 수 있어 매우 부드럽고 안정적인 궤적이다

네 가지 궤적의 트래킹 성능을 판단하기 위하여 간단한 제어기(TDC)를 이용하여 모의 실험을 해 보았다. Fig. 3 에서 25mm 가 되는 부분이 정속이 시작되는 부분으로서, 여기서부터 트래킹 에러가 중요하다. 다항식 궤적과 사인 궤적이 가장 나은 성능을 보인다. 하지만 포물선 궤적은 초기 오차가 매우 크다. 그러므로 사인 궤적을 스캔 모션의 궤적으로 선정하는 것이 타당하다.

### 3.2 시간 지연 제어기

스캔 모션은 일종의 주어진 궤적을 추종하는 트래킹 제어에 의해 수행된다. 선형 모터의 트래킹 제어 알고리즘으로는 강인 제어 기법 중의 하나이고 설계가 매우 간단한 TDC(Time Delay Control)<sup>11-12</sup>를 사용하기로 한다. TDC 는 시스템의 불확실성이나 외란에 강인하며, 시간 지연 추정 (Time Delay Estimation : TDE)을 이용하기 때문에 시스템에 대한 매우 적은 정보로도 제어가 가능하다. 실제로 선형 모터를 포함한 초정밀 선형 모터 시스템을 정확하게 모델링하는 것은 매우 시간이 걸리고 힘든 작업이므로 TDC 는 매우 효율적이다.

Fig. 4 에 TDC 의 블록 다이어그램이 도시되어 있다. TDC 는 기준 모델을 추종하도록 제어하므로 기준모델에 대한 파라미터만 설정하면 쉽게 제어를 설계할 수 있다. TDC 는 이전의 입력값과 가속도 값을 입력으로 사용한다는 점에서 다른 제어법칙과 차이가 있는데, 그 제어법칙은 다음과 같다.

$$u_{TDC} = u_{(t-L)} - \bar{M}\dot{x}_{(t-L)} + \bar{M} \begin{bmatrix} \ddot{x}_{d(t)} + K_D(\dot{x}_{d(t)} - \dot{x}_{(t)}) \\ +K_P(x_{d(t)} - x_{(t)}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기에서 L 은 시간 지연의 크기로서 일반적으로 제어 간격(또는 sampling time)이 된다. 그러므로  $u_{(t-L)}$  는 한 스텝 이전의 입력 값이고,  $\dot{x}_{(t-L)}$  는 한 스텝 이전의 측정된 가속도 값이다. 또  $\bar{M}$  은 시스템의 2 차 계수의 추정값으로 바로 식(2)에서  $M_s$  의 추정값이다. TDC 를 이용하면, 다음과 같은 기준 모델을 추종하게 된다.

$$\ddot{e} + K_D\dot{e} + K_Pe = 0 \quad (7)$$

여기에서  $e = x_d - x$  이고, 일반적으로 제어 변수를 간단히 하기 위해 임계감쇠 (critical damping)

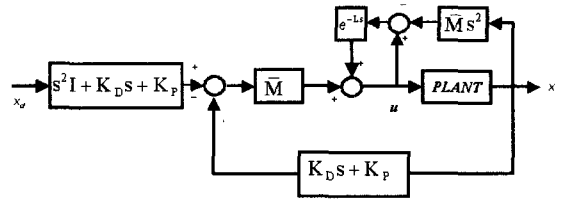


Fig. 4 Block diagram of TDC

가 되도록  $K_P = (K_D/2)^2$  으로 둔다.

### 3.3 시간 지연 제어를 위한 앞먹임 제어기

앞먹임 제어기는 보통 inverse model 을 이용한 방법이 많이 쓰이는데, 본 연구에서는 ZPETC (Zero Phase Error Tracking Control)방법을 사용하기로 한다. ZPETC 는 Tomizuka<sup>13</sup> 에 의해 제안된 방법으로 플랜트에 불안정한 영점(zero)이 있을 경우에 사용되는 극점 영점 상쇄 방법이다. 원래 시스템의 연속 모델은 불안정한 영점이 존재하지 않지만, 연속 시스템을 매우 빠른 이산 시스템으로 변환하는 경우 ZOH(Zero-order Hold)에 의해 시스템에는 불안정한 영점이 생기게 되므로<sup>14</sup> ZPETC 방법을 사용할 수 있다. 불안정한 영점을 상쇄할 때 위상차를 없도록 만드는 것이 ZPETC 방법의 특징이다. ZPETC 방법은 제어기와 측정 시스템을 포함한 전체 시스템의 inverse model 을 구하게 된다. ZPETC 는 다음과 같이 설계된다. 이 식에서  $A_c$  와  $B_c$  는 각각 페루프 전달함수의 분모와 분자를 뜻한다. 이때,  $B_c = B_{ca} \times B_{ca}$  로써 첨자  $u$  와  $a$  는 각각 불안정한 제로와 안정한 제로를 포함하는 다항식이다.<sup>13</sup>

$$r(k) = \frac{A_c(z^{-1})B_c^u(z)}{B_c^a(z^{-1})[B_c^u(1)]^2} y(k+d) \quad (8)$$

식(8)과 같이 설계된 ZPETC 제어기는 이론적으로 zero phase 를 가짐을 증명되어있다.<sup>13</sup>

다음으로 초정밀 선형 모터 시스템의 TDC 와 플랜트를 포함하는 페루프 전달함수를 구하고 이에 대한 ZPETC 앞먹임 제어를 설계하는 방법에 대하여 설명한다. 우선 선형화된 페루프 전달함수를 구하기 위해서는 다음과 같은 과정이 필요하다.

Delay L 을 sampling time  $t_s$  와 같다고 가정하고, 식(6)을 라플라스 변환 (Laplace transform)하면,

$$u(s) = \frac{\bar{M}}{1 - e^{-t_s s}} \{s^2 x_d(s) - s^2 e^{-t_s s} x(s) + K_D s(x_d(s) - x(s)) + K_P(x_d(s) - x(s))\} \quad (9)$$

sampling time 이 매우 작다고 하면, 식(9)는 다음과 같이 선형화된다.

$$u(s) = \frac{\bar{M}}{t_s s} (s^2 + K_D s + K_P)(x_d(s) - x(s)) \quad (10)$$

이를 보면, PID 제어기와 유사함을 알 수 있다.<sup>15</sup> 디지털 제어기는 이산 시간으로 계산되므로 식(10)은 식(11)으로 바뀐다.

$$u(k) = u(k-1) + \left[ \left( \frac{\bar{M}K_D}{t_s} + \bar{M}K_P + \frac{\bar{M}}{t_s^2} \right) e(k) - \left( \frac{\bar{M}K_D}{t_s} + 2\frac{\bar{M}}{t_s^2} \right) e(k-1) + \frac{\bar{M}}{t_s^2} e(k-2) \right] \quad (11)$$

이 이산 제어 법칙을 전달함수로 나타내기 위해 Z 변환 (Z-transformation)<sup>16</sup> 을 하면, 제어기의 이산 전달함수는 식(12)로 표현된다.

$$C(z) = \frac{\left( \frac{\bar{M}K_D}{t_s} + \bar{M}K_P + \frac{\bar{M}}{t_s^2} \right) z^2 - \left( \frac{\bar{M}K_D}{t_s} + 2\frac{\bar{M}}{t_s^2} \right) z + \frac{\bar{M}}{t_s^2}}{z^2 - z} \quad (12)$$

식 (12)와 Table 1 에서 주어진 파라미터들을 사용하여 식 (13)의 페루프 전달 함수를 구할 수 있다.

$$G_{cl}(z) = \frac{C(z)P(z)}{1 + C(z)P(z)} \quad (13)$$

여기에서  $P(z)$  는 플랜트의 이산 전달 함수이다. 이 페루프 전달함수를 이용하여, 식(8)로부터 ZPETC 제어기를 설계하였다.

### 3.4 적응형 힘리플 보상 (Adaptive Force ripple Compensation : AFC)

적응 제어(Adaptive Control) 방법은 모델링하기 어렵거나 동작 시에 시스템 파라미터가 변하는 경우에 주로 사용된다. 힘리플은 트랙킹 궤적이나 구동 조건이 달라짐에 따라서 다양하게 변화하므로 적응 제어 방법을 통하여 힘리플을 실시간으로 보상하여야 한다. 이 방법에서는 힘리플의 모델을 실시간으로 구하여 앞먹임 형태로 시스템에 입력되게 된다. 힘리플의 모델은 단지 입력 신호와 출력

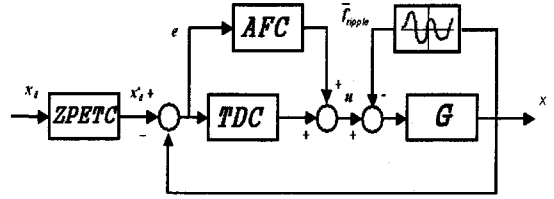


Fig. 5 Block diagram of total system

Table 1 Parameters of linear motor

	Nomenclature	Value	Unit
$M$	Mass	4.7	kg
$L$	Coil inductance	54.9	mH
$R$	Coil resistance	51	$\Omega$
$K_F$	Force constant	67	N/A
$K_E$	Back-emf constant	67	Vsec/m

신호에 따라 힘리플을 제거하는 방향으로 적응하게 된다. 입력신호로는 위치 오차가 사용되므로 AFC 는 위치 오차가 최소화되도록 한다. 이 방법은 역기전력의 모델이나 공극 자속 밀도의 모델 없이도 실시간으로 힘리플을 보상하게 되므로 매우 효율적이고 위치 오차 값을 이용하여 적응 파라미터를 결정하므로 다른 시스템 변수의 측정이 필요 없어 간단하다. Fig. 5 에 적응형 보상 방법에 대한 블록 다이어그램이 도시되어 있다.

전체 제어 입력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$u = u_{TDC} + \bar{A}_1 \sin(\omega_x x) + \bar{A}_2 \cos(\omega_x x) \quad (14)$$

여기에서  $u_{TDC}$  는 식(6)의 제어 입력이다. 뒤의 두 항은 힘리플의 추정값이며, 바로 이 sine 항과 cosine 항의 진폭인  $\bar{A}_1$  과  $\bar{A}_2$  가 다음의 적응 제어 기법에 의해 실시간으로 계산되게 된다. 이 때,  $\omega_x$  는 2.3.2 절에서 구한 모터주기의 여섯번째 하모닉에 대한 공간 주파수 표현이다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{A}}_1 &= k_{r1} E \sin(\omega_x x) \\ \dot{\bar{A}}_2 &= k_{r2} E \cos(\omega_x x) \end{aligned} \quad (15)$$

where  $E = \ddot{e} + K_D^* \dot{e} + K_P^* e$

여기에서  $k_{r1}$  과  $k_{r2}$  는 적응 요소 (Adaptation factor)로 적응 파라미터가 적응되는 속도를 결정한다. E 는 오차 함수 (error function)식으로 이 값을

적분한 것이 바로 적응 파라미터가 된다.  $K_D^*$  와  $K_p^*$  는 오차 함수를 결정하는 변수이다. 만약 위치 오차가 0 이 되면, 적응 파라미터는 변화가 없게 되고 힘리플의 추정이 완료된다. AFC 를 사용하였을 경우, 시스템은 식(14)을 식(2)에 대입한 것과 같이 모델링된다.

$$M_s \ddot{x} + B_s \dot{x} = u_{TDC} + (\bar{A}_{r1} - A_{r1}) \sin \omega_r x + (\bar{A}_{r2} - A_{r2}) \cos \omega_r x \quad (16)$$

만약 적응이 완벽하게 되어, 힘리플이 정확하게 추정되어,  $\bar{A}_{r1} = A_{r1}$ ,  $\bar{A}_{r2} = A_{r2}$  이면 힘리플이 제거된 시스템과 같아지게 된다.

#### 4. 모의실험

적용형 리플 제거 방법을 적용한 제어 구조는 MATLAB 의 Simulink 를 이용하여 이산 모델로 작성된 뒤 0.0001s 간격으로 계산되었다. 기준 궤적은 사인 궤적이 이용되었으며, 전체 구간길이는 300mm, 가/감속 구간의 길이는 25mm 이고 정속 구간의 속도는 500mm/s 이다. 플랜트의 모델은 2 장에서 모델링한 것을 사용하였으며, 힘리플은 입력 전류에 bias 가 존재할 경우를 고려하여 전류에 비례하는 리플과 비례하지 않는 리플로써 모델링하였다.

$$F_{ripple} = (0.05) \cdot I \cdot \cos(6 \cdot \frac{2\pi}{48} x) + 3 \cdot \sin(6 \cdot \frac{2\pi}{48} x) \quad (17)$$

TDC 에서 기준 모델의 PD 계인은  $K_D=400$ ,  $K_p=40000$  그리고  $M_s$  의 추정값으로 모델링한 값  $\bar{M}=0.00358$  을 사용하였다. AFC 에서 힘리플의 적응 팩터  $kr_1=kr_2=10$  으로 하고,  $E$  를 계산하기 위하여  $K_D^*=400$ ,  $K_p^*=40,000$  으로 설정하였다. 또한 위치 측정값에 최대  $\pm 10nm$  의 random 오차를 포함하였다.

모의 실험은 TDC, TDC+ZPETC, TDC+AFC, 그리고 TDC+ZPETC+AFC 에 대해서 수행되었으며, 각 위치에 따른 트래킹 오차를 Fig. 6 에 도시하였다. TDC 만을 사용한 경우는 가/감속 구간에서의 위치 오차가 크고 정속 구간에서 오차 리플이 발생함을 확인할 수 있다. ZPETC 앞먹임 제어를 적용하면, 리플의 크기는 거의 그대로 이지만 가/감속 구간에서의 위치 오차가 현저히 줄어들어 트래킹 성능 이 좋아지는 것을 알 수 있다. 적응형

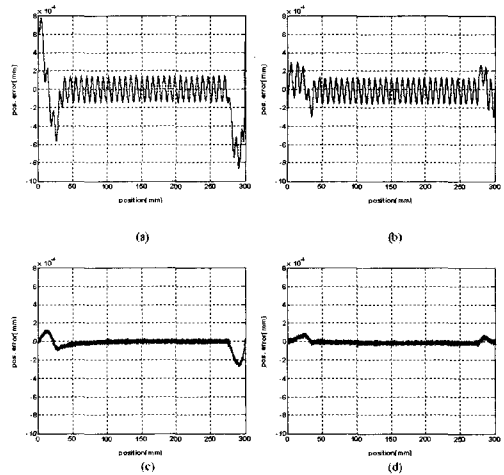


Fig. 6 Simulation result with random measurement noise: tracking errors (a)TDC only (b)TDC+ZPETC (c)TDC+AFC (d)TDC+ZPETC+AFC

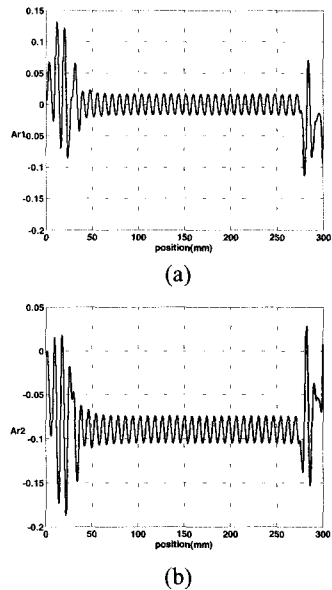


Fig. 7 (a) Adaptation parameter  $\bar{A}_{r1}$  (sine term) (b) Adaptation parameter  $\bar{A}_{r2}$  (cosine term)

리플 제거 방법을 적용한 경우는 전 구간에서 리플이 거의 없어졌다. 이로부터 적응형 리플 제어 방법은 매우 뛰어난 리플 제거 성능을 가짐을 알 수 있다. 앞먹임 제어기와 적응형 리플 제거 방법을 동시에 적용한 경우에는 가/감속 구간의

위치 오차와 overshoot 을 줄여 정속 구간으로의 settling 시간을 훨씬 빠르게 하고 있으며, 정속 구간에서 뛰어난 힘리플 제거 성능을 보여준다.

TDC+ZPETC+AFC 를 적용하였을 때 모터 운동자의 위치에 따른 힘리플의 적응 파라미터  $\bar{A}_1$  과  $\bar{A}_2$  를 Fig. 7 에 도시하였다. 그림에서 보는 것처럼 가/감속 구간에서는 전류가 급격히 변화하므로 리플이 크게 진동하다가 정속구간이 되면 일정한 주기로 진동하며, 일정한 평균값을 가지는 것을 볼 수 있다. 이것은 힘리플이 존재하지 않는 경우 정속 구간의 전류가 0 이어야 한다. 따라서 전류에 비례하는 정류리플은 발생하지 않아야 하지만, bias 에 의한 힘리플 때문에 전류에도 하모닉스가 발생하고, 전류에 하모닉스가 발생하면 정류 힘리플은 이보다 더 높은 하모닉스를 가지게 되고 이를 제거하기 위해서  $\bar{A}_1$  과  $\bar{A}_2$  의 값이 정속 구간에서 하모닉스를 가지게 되는 것이다. 즉,  $\bar{A}_1$  과  $\bar{A}_2$  의 하모닉에 의해서는 정류 리플에 의한 고주파 힘리플이 제거되며, 각 평균값에 의해서는 전류에 의하여 변하지 않는 힘리플이 제거된다.

모의 실험 결과로부터 부드럽게 설계된 사인 궤적을 가지고 제안한 AFC 기법과 ZPETC 앞먹임 제어기, 그리고 TDC 제어를 사용하였을 경우 가속 구간의 빠른 트래킹으로 짧은 settling time 을 가지며, 정속 구간에서 뛰어난 위치 정밀도를 가짐을 확인할 수 있었다. 즉, 제안된 보상 방법을 적용하면 검사 성능 지표인 가/감속 시간, settling time, 측정 구간에서의 위치 오차 성능을 모두 향상시킬 수 있는 것이다.

### 5. 실험 결과

Fig. 8 은 전체 시스템 구성도이다. 선형 모터는 자체 제작된 MSMA 양면 모터이고 3 상 여자 방식을 이용한다. 선형 모터의 운동자의 위치는 HP interferometer 에 의해 측정되어 DSP 기반의 digital 제어기인 dSPACE 제어기에 전달된다. 제어 신호는 A/D converter 로 변환된 다음 모터 앰프인 TA320 으로 전달된다. Amp 를 통해 증폭된 전압 신호는 선형 모터에 인가되게 된다.

제안된 제어 구조의 성능을 검증하기 위하여, 우선 200mm/s 의 정속 구간을 가지는 고속 궤적에 대하여 TDC+ZPETC, TDC+ZPETC+ AFC 의 경우에

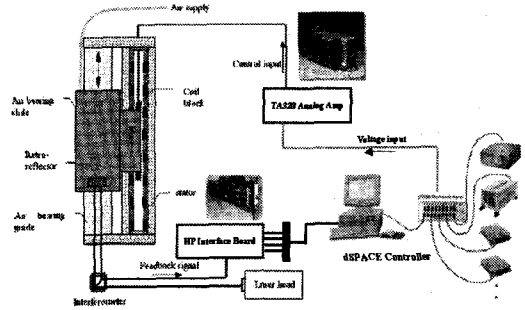


Fig. 8 Experimental setting

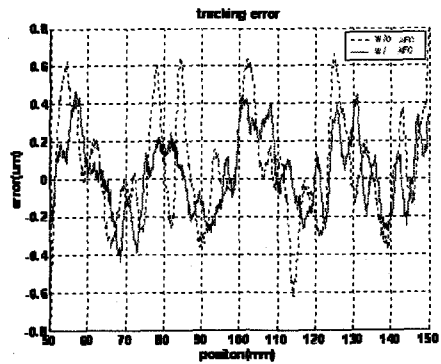


Fig. 9 Tracking errors (dotted : ZPETC+TDC, solid : ARR+ZPETC+TDC)

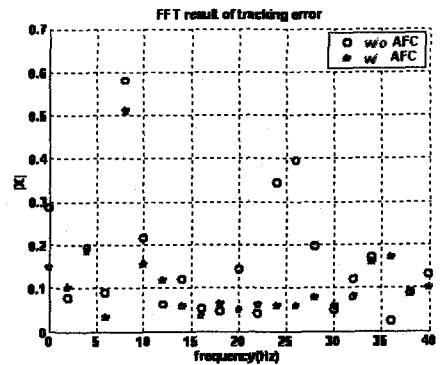


Fig. 10 FFT results of tracking errors in high speed trajectory (circle: ZPETC+TDC, star: ARR+ZPETC+TDC)

대하여 트래킹 제어 실험을 실시 하였다. TDC 개인들은 모의 실험과 동일하게 하였으며, AFC 에서 힘리플의 적응 요소  $k_{r1}$  과  $k_{r2}$  는 0.01 로 설정하였다. Fig. 9 는 정속 구간에서의 트래킹 오차를 나



타낸 것이다. AFC 를 사용하였을 경우, 최대 peak-to-peak 오차가 1.2um 에서 0.8um 로 줄어 들었다. 또한 이를 FFT 한 결과를 Fig. 10 에 도시하였다. 약 24Hz 의 위치 오차가 크게 감소하였는데, 이 24Hz 성분이  $\theta = 6(x/p)$  의 관계로부터 여섯번째 하모닉에 해당하는 성분이다. 즉, 적응형 리플 제거 방법에 의해 특정한 하모닉의 힘리플이 감소하였음을 알 수 있다.

## 6. 결론

본 연구에서는 초정밀 선형 모터 시스템에서 트래킹 제어를 수행할 때 발생하는 힘리플을 보상하기 위해서 적응형 리플 제거 방법을 제안하였다. 이를 위하여 고속/초정밀 제어를 하기 위해 앞먹임 제어기(ZPETC)와 시간 지연 제어기(TDC)를 이용한 트래킹 제어 구조를 제안하였다. 또한 선형 모터 시스템이 부드러운 운동을 하기 위해서는 사인 궤적이 효과적임을 설명하였다.

모의 실험과 실험을 통하여 제안된 제어 구조는 힘리플 보상 성능이 매우 뛰어난을 확인할 수 있었다. 이로부터 선형 모터 시스템이나 힘리플이 큰 모터 시스템에 제안된 보상 방법과 트래킹 제어 기법을 사용하면, 추력 특성은 그대로 유지하면서 힘리플에 의한 주기적 위치 오차를 크게 줄일 수 있다. 그리하여 반도체 또는 LCD 의 제조 및 검사 작업 등을 수행할 때, 초정밀 스캔 모션의 정밀도와 생산성을 크게 향상 시킬 수 있을 것으로 기대된다.

## 후 기

이 논문을 쓸 수 있도록 물심 양면으로 지원하여 주신 순환 엔지니어링(주)를 포함한 모든 분들께 감사 드립니다.

## 참고문헌

1. Lee, M. G., "Design and actuation of precision linear positioning system with multi-segmented trapezoidal magnet array," Doctoral Thesis, KAIST, 2003.
2. Hung, J. Y. and Ding, Z., "Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors," IEE Proceedings-B, Vol.140, No.4, July, 1993.
3. Matsui, N., Makino, T. and Satoh, H., "Auto compensation of Torque Ripple of Direct Drive Motor by Torque Observer," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 1, pp. 187-194, Jan./Feb. 1993.
4. Jang, H., "The Compensation of torque ripple of brushless DC motor using feedforward method," Master Thesis KAIST, 1997.
5. Tan, K. K., Huang, S. N. and Lee, T. H., "Robust adaptive numerical compensation for friction and force ripple in permanent-magnet linear motors," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 1, pp. 221-228, Jan. 2002.
6. Braembussche, P. V., Swevers, J., Brussel, H. V. and Vanherch, P., "Accurate tracking control of linear synchronous motor machine tool axes," Mechatronics, Vol. 6, No. 5, pp. 507-521, 1996.
7. Yao, Bin and Xu, Li, "Adaptive robust motion control of linear motors for precision manufacturing," Mechatronics, Vol. 12, pp. 595-616, 2002.
8. Otten, G., Vries, T., Amerongen, J., Rankers, A. and Gaal, E. W., "Linear Motor Motion Control Using a Learning Feedforward Controller," IEEE/ASME transactions on mechatronics, Vol. 2, No. 3, Sep. 1997.
9. Alter, D. M. and Tsao, T. C., "Control of linear motors for machine tool feed drives : Design and implementation of  $H^\infty$  optimal feedback control," ASME J. Dyn. Syst., Meas., Contr., Vol. 118, pp. 649-658, 1996.
10. Park, H. S., "A study on the simultaneous design of continuous ZPETC and TDC for trajectory control of A nonminimum phase," Master's Thesis, KAIST, 1996.
11. Hsia, T. C., "Robot Manipulator Control Using Decentralized Liner Time-Invariant Time-Delayed Joint Controllers," IEEE, 1990.
12. Youcef-Toumi, K. and Ito, Osamu, "A time delay controller for systems with unknown dynamics," Trans. of ASME, J. Dyn. Sys., Meas., Contr., Vol. 112, No. 1, pp. 133-142, 1990.
13. Tomizuka, Masayoshi, "Zero Phase Error Tracking

- Algorithm for Digital Control," ASME J. Dyn. Syst., Meas., Contr., Vol. 109, pp. 65-68, March 1987.
14. Astrome, K., Hagander, P. and Sternby, J., "Zeros of Sampled systems," Automatica, Vol. 20, No. 1, pp. 200-210, 1984.
  15. Lee S. Q., "Design and continuous gain scheduling control of high precision XY-Theta stage," Doctoral Thesis, KAIST, 2001.
  16. Franklin, G. F., Powell, J. D. and Workman, M., "Digital Control of Dynamic Systems," 3<sup>rd</sup> ed., Addison Wesley Longman, 1998.