

선형 모터에서 힘리플 제거를 위한 Hybrid 제어기의 설계

김경천[†] · 김정재* · 최영만* · 권대갑*

[†]한국과학기술원 기계공학과

Design of a Hybrid Controller to Eliminate the Force Ripple in the Linear Motor

Kyong Chon Kim[†], Jung Jae Kim*, Young Man Choi* and Dae Gab Gweon*

[†]KAIST(Korea Advanced Institute of Science and Technology) Mechanical Engineering

ABSTRACT

The proposed hybrid controller consists of PID controller, feedforward controller and RLSE (Recursive Least Square Estimating) adaptive controller to compensate the force ripple that is periodic function of position in a linear motor. The modeling of force ripple is divided into the current-dependent and current-independent components. The current independent components never change as the current into the linear motor changes. On the other hand, the current-dependent components change as current varies when the velocity and load of the linear motor change. The proposed controller can compensate both force ripples. The feedforward controller compensates the current-independent components and the RLSE adaptive controller compensates the current-dependents components. We verified the performance of the controller by simulation and experiments.

Key Words : Force ripple, linear motor, hybrid controller, RLSE controller

1. 서 론

선형 모터는 정밀한 공정이 요구되는 LCD나 반도체 제조 공정에 널리 이용되고 있다. 선형 모터는 기존의 회전형 모터와 비교하여 많은 장점을 가지고 있다. 회전형 모터와 달리, 선형 모터는 회전 운동을 직선으로 운동으로 바꿔주는 변환 기구인 기어, 체인, 스크류 등이 필요 없다. 따라서 변환 기구에서 발생하는 백래쉬(backlash)가 발생하지 않아서 보다 정밀하게 구동할 수 있다.

하지만, 선형 모터에는 힘리플(force ripple)이라는 비선형 외란이 존재한다. 힘리플은 주로 자석과 요크(yoke) 사이의 불완전성 또는 자기장과 전기장 사이의 불완전성에 의해서 발생한다. 힘리플은 위치 오차와 속도 오차를 발생시켜 선형 모터의 정밀

도를 저하시킨다. 따라서 높은 정밀도를 요구하는 반도체의 제조 및 검사에서 이용되는 선형 모터에서는 힘리플을 제거하는 것이 중요하다. 힘리플을 제거하는 방법으로는 물리적인 방법과 제어를 이용하는 방법이 있다. 물리적인 방법으로는 선형 모터에 요크로 이용되는 철로 된 코어(core)를 없앤 코어리스 선형 모터(coreless linear motor)가 있다. 이와 같이 코어를 제거함으로써, 자석과 코어 사이의 힘리플을 제거할 수 있지만, 자속이 감소하여 모터의 추력이 감소한다. 제어를 이용하여 힘리플을 제거하는 방법에는 다양한 제어 기법이 이용된다. 제어를 이용하여 힘리플을 보상하는 방법을 살펴보면, 힘리플을 모델링하여 테이블에서 값을 찾는 방법(lookup table)으로 보상하는 방법(앞먹임 제어기를 이용하는 방법[1]), 외란 관측기를 이용하여 보상하는 방법[2], 적응 제어기를 이용하여 보상하는 방법^[3]으로 크게 3가지 형태의 제어기로 힘리

[†]E-mail : kkc0202@kaist.ac.kr

플을 보상하는 방법으로 연구되어 왔다.

본 논문에서는 힘리플을 앞먹임 제어기와 적응 제어기를 이용하여 보상하는 하이브리드 제어기(hybrid controller)를 제안하였다. 하이브리드 제어기의 앞먹임 제어기는 힘리플의 모델을 이용하여 보상하는 방법으로 힘리플 성분 중 전류의 변화에 고정적인 성분(current-independent components)을 보상하도록 설계하였다. 적응 제어기로서 RLSE(Recursive Least Square Estimating) 적응 제어기를 이용하여 전류에 비례하는 힘리플 성분을 보상하였다. 하이브리드 제어기의 성능은 모의 실험과 선형 모터를 이용한 실험을 통해 검증 하였다.

2. 선형 모터와 힘리플의 모델링

2.1. 선형 모터의 모델링

선형 모터의 구성은 영구 자석으로 이루어진 고정자(stator), 코일과 요크로 이루어진 이동자(rotor)로 나눌 수 있다. 선형 모터의 구동은 회전식 모터와 같이 로렌츠 힘(Lorentz force)에 의해서 구동된다.

$$F = nI \times B = K_f I \quad (1)$$

where, $K_f = nIB$

식 (1)에서 F 는 작용하는 힘, n 은 코일의 감은 수, I 는 코일의 전류, B 는 자속의 밀도, K_f 는 모터의 힘상수를 나타낸다. 선형 모터는 전기부와 기계부로 나눌 수 있으며, 운동 방정식도 두 가지 형태로 나눌 수 있다. 위 식(1)은 선형 모터의 전기부의 운동 방정식을 나타낸다. 기계부의 운동 방정식은 식(2)와 같다.

$$F = M \frac{d^2x}{dt^2} - F_{ripple} - F_{friction} \quad (2)$$

식 (2)에서 x 는 위치, M 은 선형 모터의 질량, F_{ripple} 은 힘리플, $F_{friction}$ 은 마찰력이다. 위 식 (1)과 (2)를 이용하여 선형 모터의 전체 운동 방정식인 식 (3)을 얻을 수 있다.

$$M\ddot{x} = K_f I - F_{ripple} - [f_g \dot{x} + f_0 \text{sgn}(\dot{x})] \quad (3)$$

식 (3)에서 마찰력은 일정한 기울기를 갖는 점성 마찰력으로 모델링 하였다. 식 (3)의 f_0 는 마찰력의 오프셋 값을 나타내고, f_g 은 마찰력의 기울기를 나타낸다.

2.2. 힘리플의 모델링

최영만[4]은 힘리플을 코깅 리플(cogging ripple), 정류 리플(mutual ripple), 자기 저항 리플(reluctance ripple)로 힘리플의 발생 요인에 대해서 분류 하였다. 코깅 리플은 자석과 철심 사이에 작용하는 인력에 의해 발생하는 외란으로서, 위치에 대해 주기적으로 발생하고, 선형 모터의 입력 전류가 변하여도 변하지 않고 항상 일정하게 존재한다.

정류 리플은 자석의 자속과 코일의 전기장 사이의 불완전성에 의해서 발생하고, 코깅 리플과 같이 위치에 대해서 주기적으로 발생한다. 그리고 정류 리플은 선형 모터의 입력 전류에 영향을 받아서, 입력 전류가 증가함에 따라, 정류 리플 성분도 증가한다. 선형 모터의 전류는 마찰력, 속도, 가속도에 대해 비례하여, 모터의 마찰력이 증가하거나, 모터가 빠르게 가속하거나 속도가 증가할 때 정류 리플의 성분이 증가한다. 자기 저항 리플은 위치에 따른 코일의 인덕턴스의 변화에 의해서 발생하고, 위치에 대해서 주기적으로 발생한다.

Rohrig[5]에서는 힘리플을 선형 모터에 입력되는 전류에 비례하는가에 따라서 전류에 대해 고정적인 성분(current-independent components)과 전류에 대해 비례하는 성분(current-dependent components)으로 나누었다. 이와 같은 분류로 위 힘리플의 발생 원인에 대한 분류를 살펴보면, 코깅 리플은 전류에 대해 고정적인 성분이고, 정류 리플과 자기 저항 리플은 전류에 대해 비례하는 성분으로 나눌 수 있다.

전류에 대해 고정적인 성분을 보상해 주기 위한 힘리플의 모델링은 PID제어기를 이용하여 쉽게 구할 수 있다. 선형 모터를 PID 제어기만을 이용하여 저속(1 mm/s)으로 일정하게 구동시키면서 PID제어기의 출력을 측정하여 힘리플을 모델링 할 수 있다. 일정한 속도로 구동하게 되면, 식 (2)에서 가속도는 0이 되고 힘리플과 마찰력이 남는다. 마찰력은 속도에만 비례하기 때문에 일정한 오프셋으로 측정되어 힘리플을 PID 제어기의 출력으로 모델링할 수 있다[5]. Fig. 1은 PID 제어기를 이용하여 힘리플을 모델링하는 실험의 블록 다이어그램이다. 그리고 Fig. 2는 힘리플의 성분 중 전류 비례 성분을 알아보기 위한 실험 셋팅을 나타낸다. 실험 방법은 선형 모터의 진행 반대 방향으로 힘을 가하면서 모

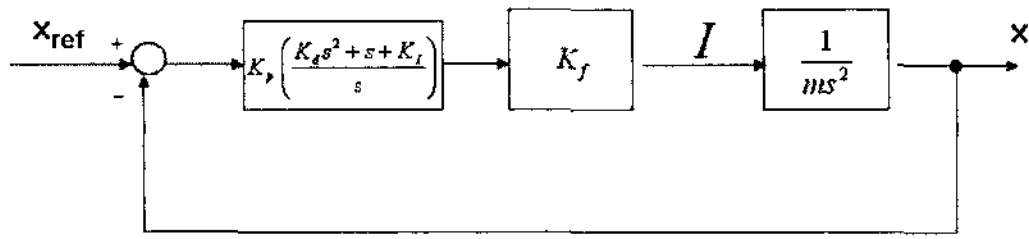


Fig. 1. Control system of linear motor.

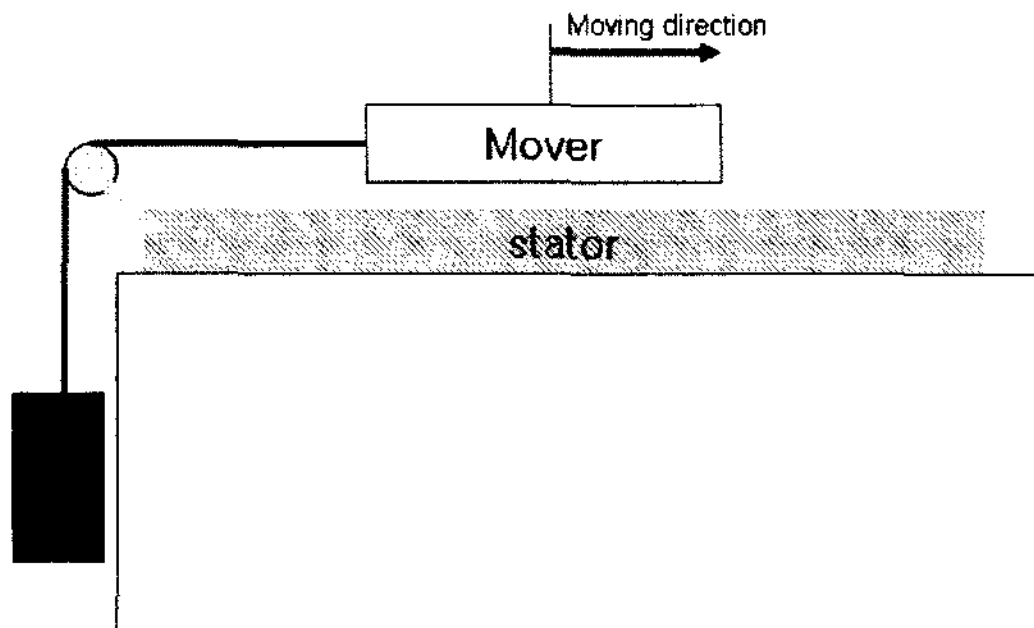


Fig. 2. Experiment setting to find current dependent force ripple.

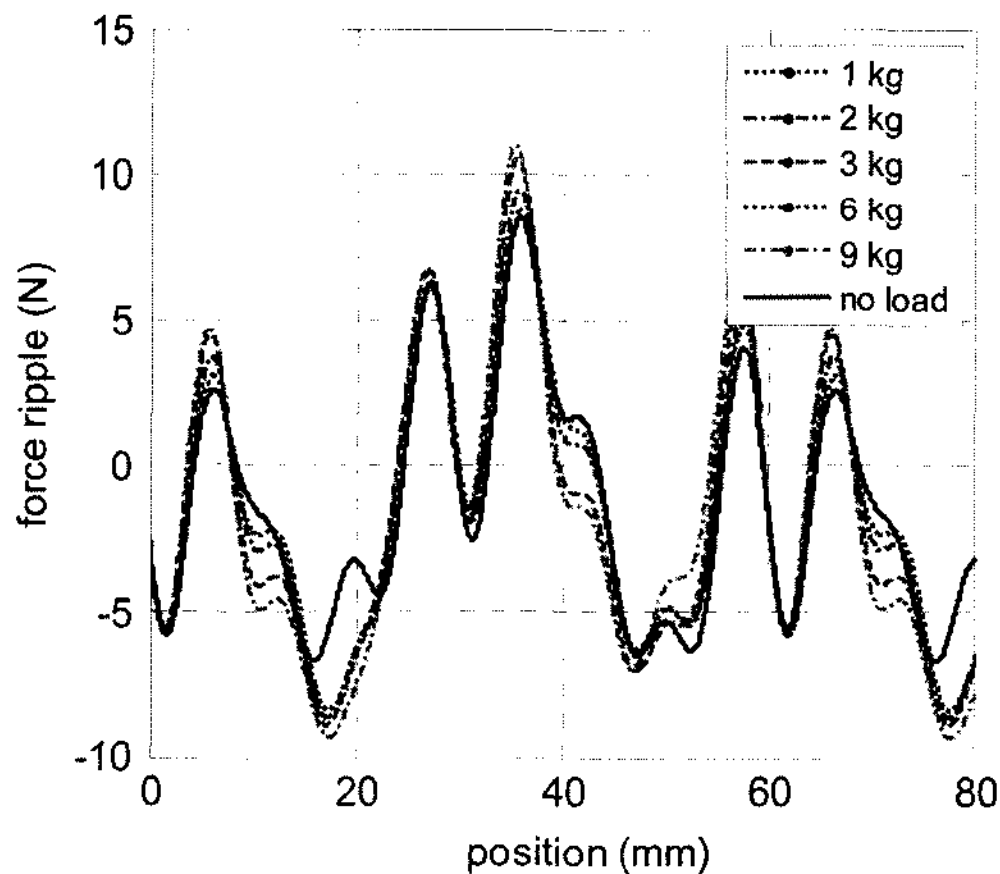


Fig. 3. The force ripples with respect to various loads.

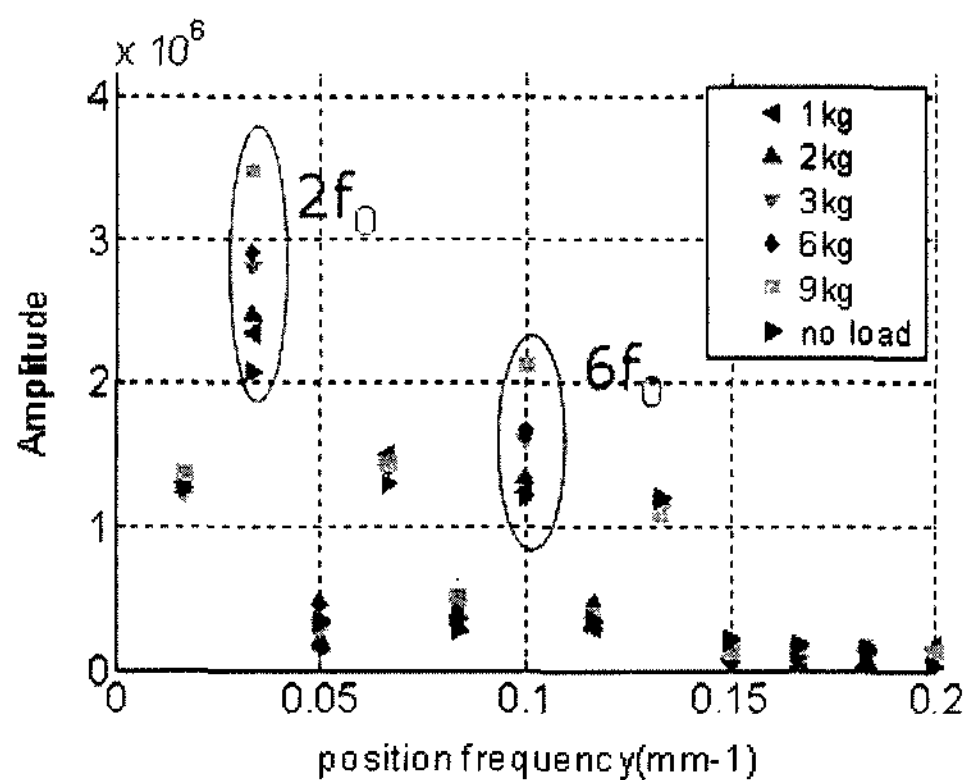


Fig. 4. The FFT results of the force ripples.

터를 구동하여 모터에 더 많은 전류를 흐르게 하고, 앞서 설명한 방법으로 힘리플을 측정한다. 이렇게 측정된 힘리플을 하중에 따라서 비교하면 Fig. 3과 같은 결과를 얻을 있다. 이와 같이 얻은 힘리플 모델을 Fig. 4와 같이 FFT하여 전류 비례 성분이 $2f_0$, $6f_0$ 임을 알 수 있다. (f_0 =자석의 기본 주파수($=1/60 \text{ mm}^{-1}$)) 실험으로 얻은 힘리플의 결과를 Fourier 8 차 식으로 모델링 한 결과가 식 (4)와 같다.

$$F_{ripple} = \sum_{i=1}^8 [A_i \cos(i\omega x) + B_i \sin(i\omega x)] + I \sum_i^{2,6} [a_i \cos(i\omega x) + b_i \sin(i\omega x)] \quad (4)$$

식 (4)에서 w 는 힘리플의 기본 공간 주파수(primary)이고, A_i, B_i, a_i, b_i 는 힘리플 모델링의 계수이고, I 는 선형 모터의 입력 전류를 나타낸다. 식 (4)에서 오른쪽 첫 번째 식은 전류에 고정적인 힘리플의 성분을 나타내고, 두 번째 식은 전류에 비례하는 힘리플의 성분을 나타낸다.

3. 제어기의 설계

3.1. PID 제어기의 설계

PID제어기는 전체 제어기의 안정성을 결정한다. 따라서, PID 제어기의 게인을 설계시 안정성을 고려한 일정한 기준을 만족하도록, 시행 착오법을 이용하여 설계하였다. 전체 시스템의 설계 bandwidth는 실험의 최고 속도에서의 힘리플의 최고차 성분(50 Hz)보다 높은 100 Hz로 하였다. 그리고 시스템의 감쇠비가 0.7이 되도록 설계하였다.

3.2. 앞먹임 제어기의 설계

앞먹임 제어기(feedforward controller)는 전류에 대해 고정적인 힘리플 성분을 보상하도록 설계하였다. 앞먹임 제어기는 구현이 쉽고, 폐루프 제어기 밖에 있어서 시스템의 안정성에 영향을 미치지 않는다. 앞먹임 제어기에 사용되는 힘리플의 모델링은 식 (5)와 같다.

$$I_{cog} = \frac{F_{cog}}{K_f} = \sum_{i=1}^{1,3,4,5,7,8} [a_i \cos(i\omega x) + b_i \sin(i\omega x)]$$

where, $\frac{2\pi}{\lambda} a_i = \frac{A_i}{K_f}, b_i = \frac{B_i}{K_f}$ (5)

식 (5)에서 λ 는 자석 배열의 주기를 나타낸다.

3.3. RLSE 적응 제어기의 설계

RLSE 적응 제어기는 Recursive Least Square 알고리즘을 사용하여 전류에 비례하는 힘리플 성분을 보상하도록 설계하였다.

적응 제어기의 적응 법칙은 식 (4)를 이용하는데, 식 (4)를 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{x} = & \frac{K_f I}{M} - \frac{1}{M} + \{A_2 \cos 2\omega x + B_2 \sin 2\omega x + \\ & + A_6 \cos 6\omega x + B_6 \sin 6\omega x + (f_g \dot{x} + f_0 \operatorname{sgn}(\dot{x}))\} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 전류 I 는 아래 Fig. 5의 입력 u 와 같다. 식 (6)에서는 앞먹임 제어기에 의해 전류에 대해 고정 값을 갖는 힘리플 성분들이 모두 제거되었다고 가정하고 식 (6)에서는 포함시키지 않았다. 식 (6)에서는 전류에 비례하는 힘리플을 계산하기 위해 1차 기울기를 갖는 점성 마찰력 모델을 실험을 통해 모델링 하였다. 식 (6)을 다시 식 (7)과 같이 정리 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{x} - \frac{K_f}{M} I + \frac{1}{M} [f_g \dot{x} + f_0 \operatorname{sgn}(\dot{x})] = & -\frac{1}{M} + (\bar{A}_2 \cos 2\omega x \\ & + \bar{B}_2 \sin 2\omega x + \bar{A}_6 \cos 6\omega x + \bar{B}_6 \sin 6\omega x) \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 $\bar{A}_2, \bar{B}_2, \bar{A}_6, \bar{B}_6$ 는 RLSE 적응 제어기에 의해서 계산된 힘리플의 계수를 나타낸다. 식 (7)을 이용하여 오차 방정식인 식 (8)을 얻었다.

$$y = \phi^T \theta$$

$$\text{where, } y = \ddot{x} - aI + \frac{1}{M} [f_g \dot{x} + f_0 \operatorname{sgn}(\dot{x})] \quad (8)$$

$$\theta^T = \left[\frac{\bar{A}_2}{M} \quad \frac{\bar{B}_2}{M} \quad \frac{\bar{A}_6}{M} \quad \frac{\bar{B}_6}{M} \right]$$

$$\theta^T = [(-\cos 2\omega x) \quad -\sin 2\omega x \quad -\cos 6\omega x \quad -\sin 6\omega x]$$

오차 방정식 (8)을 이용한 적응 제어기의 제어 법칙은 식 (9)와 같다.

$$\theta(t) = \theta(t-1) + K(t)(x - \phi^T) \theta(t-1)$$

$$K(t) = P(t)\phi(t)$$

$$= P(t-1)\phi(t)(I + \phi^T(t)P(t-1)\phi(t))^{-1}$$

$$P(t) = P(t-1) - P(t-1)\phi(t)(I + \phi^T(t)P(t-1)\phi(t))^{-1}$$

$$\begin{aligned} & \times \phi^T(t)P(t-1) \\ & = (I - K(t)\phi^T(t)P(t-1)) \end{aligned} \quad (9)$$

3.4. 하이브리드 제어기의 설계

하이브리드 제어기의 구성은 PID 제어기, 앞먹임 제어기, RLSE 적응제어기로 구성되어 있다. 전체 제어기의 블록 다이어그램은 Fig. 5에 나타내었다.

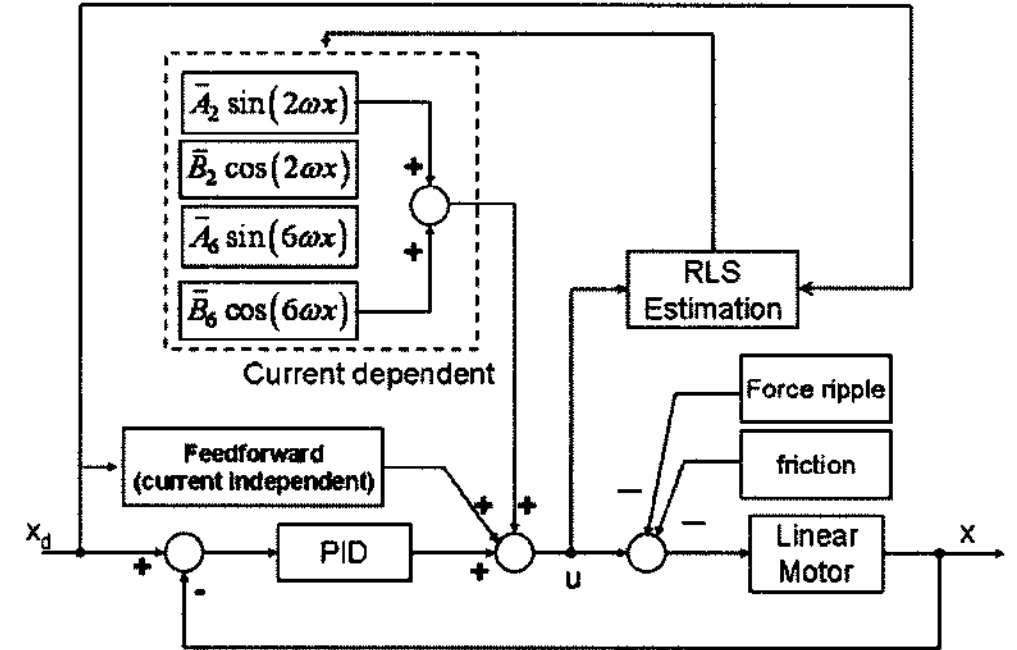


Fig. 5. Control block diagram of the hybrid controller.

4. 모의 실험

4.1. 모의 실험

하이브리드 제어기의 성능을 평가하기 위해 다음과 같은 시뮬레이션을 수행하였다. 모의 실험의 선형 모터의 변수는 Table 1에 정리하였다.

하이브리드 제어기의 변수 값은 Table 2에 정리하였다.

Table 1. Specifications of the system.

Classification	value
Period of the magnets	60 mm
Mass of the mover of linear motor (M)	10.8 kg
Motor force constant (K_f)	38N/A
Offset of the friction force (f_0)	18.493 N
Slope of the friction force (f_g)	0.0478 N/m/s

Table 2. Specifications of the hybrid controller.

Classification	value
Gain of the PID controller	$K_p=30, K_d=200, K_i=0.15$
Initial value of the θ	[0 0 0 0]
Initial value of the P	[1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 1]

모의 실험에 사용된 속도 궤적은 저크(jerk)가 없는 5차 다항식의 사다리꼴 궤적이다. 속도 궤적을 Fig. 6에 나타내었다.

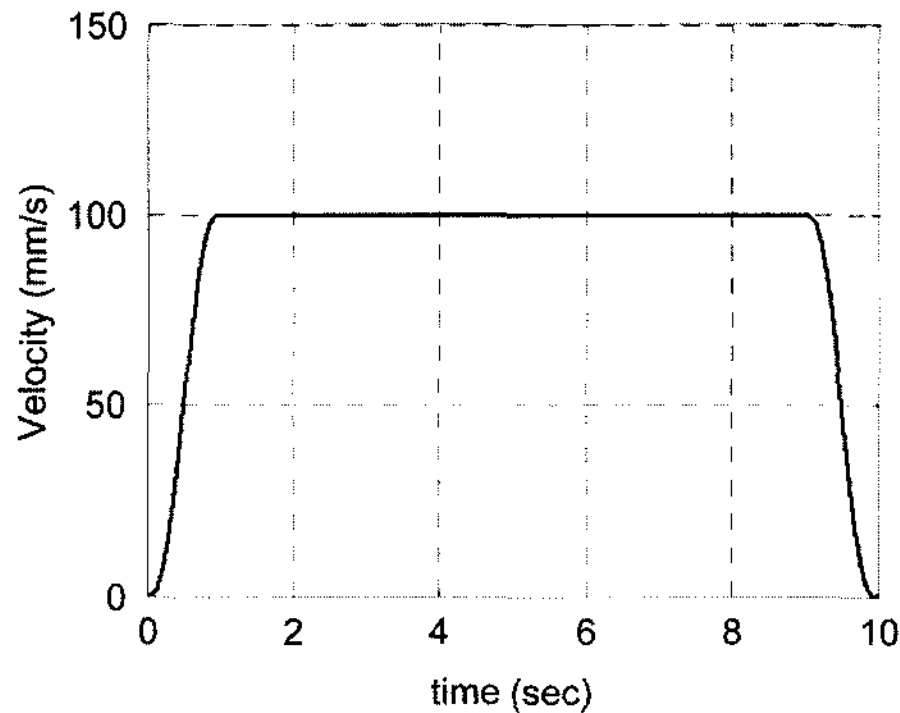


Fig. 6. Velocity trajectory.

하이브리드 제어기의 성능을 평가하기 위해서 하이브리드 제어기의 모의 실험 결과를 아무런 보상을 하지 않은 PID 제어기와 앞 2절에서 실험을 통해 모델링 한 Fourier 8차 힘리플 모델을 이용하여 설계한 앞먹임 제어기와 비교하였다. 성능 변수로 궤적 오차를 측정하여 비교하였다.

4.2. 모의 실험 결과

모의 실험은 다양한 속도 조건에 대해서 수행되었다. Fig. 7은 500 mm/s에서 세가지 제어기의 궤적 오차를 나타내었다. Fig. 7에서 모든 제어기의 궤적 오차는 위치에 따라 진동함을 볼 수 있다. 그리고 하이브리드 제어기가 가장 작은 궤적 오차를 가짐을 알 수 있다. 하이브리드 제어기의 peak-to-peak 궤적 오차는 12.36 um으로 PID 제어기를 이

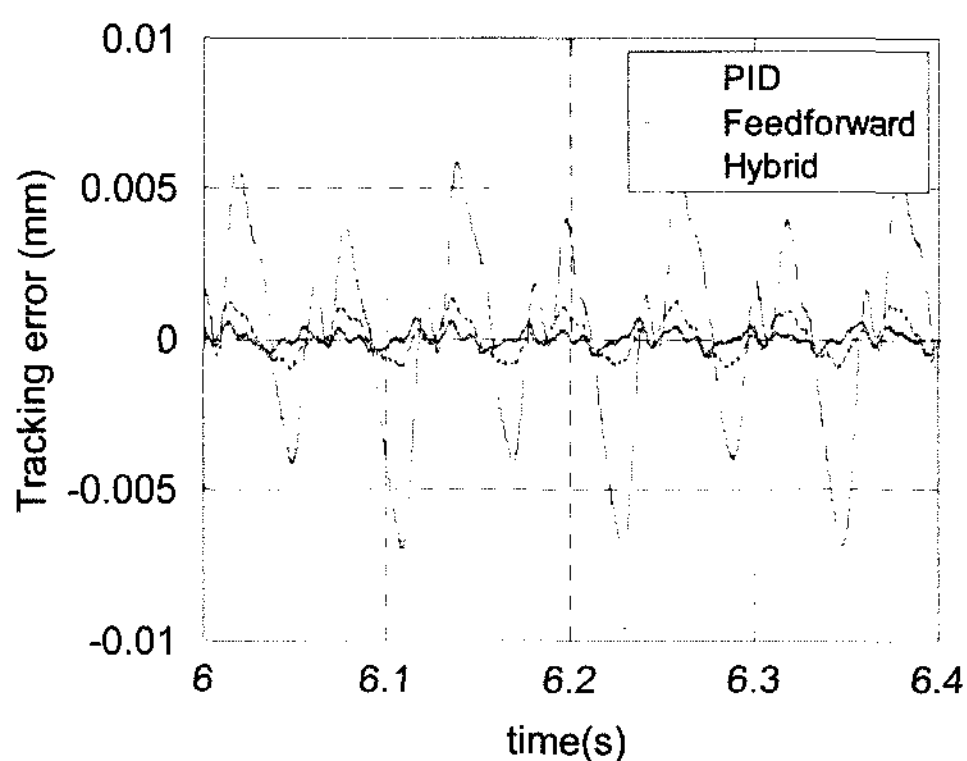


Fig. 7. Simulation results: tracking errors (v=500 mm/s).

용한 결과(123.57 um) 보다 88% 감소함을 알 수 있다.

Fig. 8은 다양한 속도 조건에 따른 각 제어기의 RMS 궤적 오차를 나타내었다. 여기서 측정된 RMS 궤적 오차는 정속 구간에 대해서 측정하였다. 속도가 증가함에 따라 앞먹임 제어기와 하이브리드 제어기 간의 궤적 오차의 차이가 커짐을 확인할 수 있다. 이는 앞서 설명한 전류에 비례하는 힘리플의 영향임을 알 수 있다.

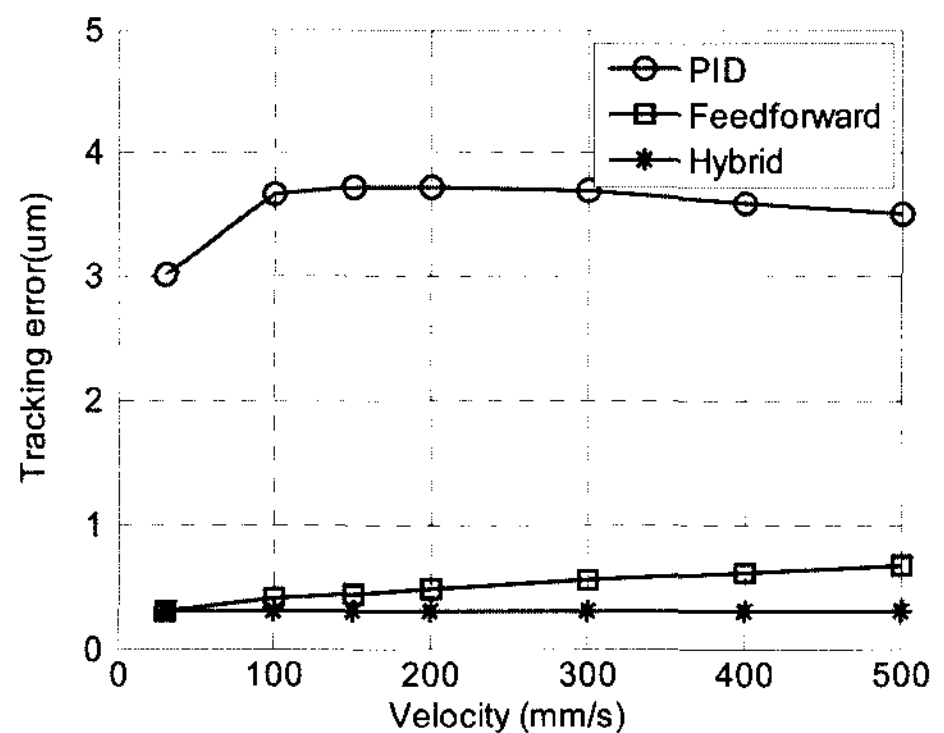


Fig. 8. RMS tracking error as various constant velocities.

5. 실시간 실험

하이브리드 제어기의 실시간 실험을 통해 하이브리드 제어기의 힘리플 보상 성능을 검증하였다. 실험에서 이용된 선형 모터는skewing type의 Anorad사의 LCK-S-1-NC이고, 실시간 제어기로는 dSPACE사의 DS1103을 이용하였다. 선형 모터의 앰프는 trust automation 사의 TA 320을 이용하였고, 앰프의 게인은 0.6 A/V로 하였다. 위치 센서로서는 80 nm 분해능을 갖는 incremental optical encoder를 이용하였다.

Fig. 9에서는 500 mm/s 에서 각 제어기의 궤적 오차를 나타내고 있다. Fig. 9에서는 모의 실험의 결과와 같이 궤적 오차가 위치에 따라 진동함을 확인할 수 있다. 하이브리드 제어기의 peak-to-peak 궤적 오차(7.34 um)를 비교해 보면, PID 제어기의 오차(14.14 um)보다 49% 감소하고, 앞먹임 제어기의 오차(9.03 um)의 19% 감소하였다.

Fig. 10은 500 mm/s에서 각 제어기의 궤적 오차를 FFT한 결과를 나타낸 것이다. Fig. 10을 보면, 자

석 배열의 기본 주파수($=1/60 \text{ mm}^{-1}$)의 1st($=8.33 \text{ Hz}$), 2nd($=16.667 \text{ Hz}$), 4th($=33.33 \text{ Hz}$), 6th($=50 \text{ Hz}$) 성분들이 FFT에서 지배적이다. 앞먹임 제어기에서 힘리플의 전류 비례 성분인 2nd, 6th을 보면, PID 제어기의 2nd의 40%이고, 6th의 67%로 보상 효과가 낮음을 알 수 있다. 반면에, 하이브리드 제어기를 이용한 결과를 보면, PID 제어기의 2nd 성분 보다 84%, 6th 성분보다 66% 감소했다.

Fig. 11은 속도에 따른 각 제어기들의 RMS 궤적 오차를 보여준다. Fig. 11을 보면, 속도가 증가함에 따라 앞먹임 제어기로 보상한 RMS 궤적 오차의 값이 증가한다. 이는 속도에 따라 전류에 비례하는 힘리플의 성분이 증가하였기 때문이다. 하지만, 하이브리드 제어기는 속도가 증가하여도 궤적 오차가 일정함을 볼 수 있는데, 이는 속도에 따라 증가된 힘리플의 성분이 보상 되었기 때문이다.

6. 결 론

하이브리드 제어기는 힘리플을 보다 체계적으로 보상하도록 설계되었다. 힘리플을 전류에 대해 비례하는 성분과 전류에 대해서 고정된 성분으로 나누어 각각을 앞먹임 제어기와 RLSE 적응 제어기를 이용하여 보상 하였다. 이와 같이 설계된 하이

브리드 제어기는 다양한 구동 조건에서도 힘리플의 보상 성능이 우수함을 모의 실험과 실험을 통해 검증하였다.

참고문헌

1. Rohrig, "Current Waveform Optimization for Force Ripple compensation of Linear Synchronous motor", proceedings of the American Control conference, Vol. 2, pp. 5891-5896, 2003.
2. K.K. Tan and T. H. Lee, "Precision Motion control With Disturbance Observer for Pulsewidth-Modulated-Driven Permanent-Magnet Linear Motors", IEEE transactions on Magnetics, Vol. 39, No. 3, pp.1813-1818, 2003.
3. S. Zhao and K. K. Tan, "Adaptive feedforward compensation of force ripples in linear motors", IEEE Control Engineering Practice Vol. 13, pp. 1081-1092, 2005.
4. 최영만, "MSMA를 이용한 초정밀 선형 모터 시스템의 힘리플 보상과 고속 궤적 추종 제어에 관한 연구", 한국과학기술원, 석사학위 논문, 2004.
5. Rohrig, "Current Waveform Optimization for Force Ripple compensation of Linear Synchronous motor", proceedings of the American Control conference, Vol 2, pp. 5891-5896, 2003.