

추력 리플을 보상하는 선형 하이브리드 스테핑 전동기의 고성능 제어

黃泰植*, 石줄기†

High Performance Control of Linear Hybrid Stepping Motor with Force Ripple Compensator

Tai-Sik Hwang and Jul-Ki Seok

요 약

선형 하이브리드 스테핑 전동기는 간단한 구조와 저가의 구동 방식으로 위치 제어를 요구하는 일부 반도체 공정 및 사무실 자동화 기기 등에서 최근 각광을 받고 있다. 그러나, 구조가 간단한 반면 이로 인한 릴럭턴스 및 코깅 추력에 의한 리플 때문에 아직까지 고부가가치의 정밀 공정에는 적용이 제한되어 왔다. 본 논문에서는 선형 하이브리드 스테핑 전동기의 추력 리플 발생 원인을 분석하고 이를 통하여 리플 추력을 상쇄하는 고성능 폐루프 제어 방식을 제안한다. 실험실에서 제작된 선형 하이브리드 스테핑 전동기에 대한 다양한 실험 결과를 통하여 해석 및 제안된 방법의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

The linear hybrid stepping motors (LHSM) has been widely used due to its simple structure and low cost control. Despite of its attractive features, the conventional LHSM has the multiples of 4th times harmonic reluctance force from excitation current and cogging force from space harmonic of permeance. This paper propose a new LHSM, which the mechanical and electrical phase difference are 45°. The proposed motor shows a unique ability to deliver low detent force and we propose a closed-loop control scheme to attack the ripple force for high performance applications. An analytical and experimental comparison between conventional and proposed LHSM is evaluated to confirm the effectiveness of the proposed modeling and control scheme.

Key Words : Linear hybrid stepping motors (LHSM), 4th times harmonic reluctance force, Cogging force, Low detent force, Closed-loop control

1. 서 론

최근 반도체, LCD 장비 등을 중심으로 선형 전동기의 수요가 크게 증가하고 있는데, 이는 일반 회전형

전동기에 비해 직선운동을 변환하기 위한 별도의 장치 없이도 직접적으로 직선 이송운동이 가능한 장점이 있기 때문이다. 다양한 구조의 선형 전동기 중에서도 선형 하이브리드 스테핑 전동기(Linear Hybrid Stepping Motor : 이하 LHSM)는 기존의 선형 동기 전동기에 비해 구조가 단순하며 저가의 속도 및 위치제어를 할 수 있는 장점이 있다. 또한, 정지시에 진동이 발생하지 않는 특성으로 인해 정지 추력이 필요한 산업 공정 및 자동화 기기에서 최근 널리 적용되고 있다^[1]. 현재까지

†교신저자 : 정희원, 영남대 전기공학과 조교수

E-mail : doljk@yu.ac.kr

*학생회원, 영남대 전기공학과 석사과정

접수일자 : 2005. 7. 15 1차 심사 : 2005. 9. 6

심사완료 : 2005. 9. 9

사용되는 LHSM은 경제적인 구동 장치의 설계를 위해 2상 형태를 가지며, 구동 방식은 개루프 형태의 마이크로 스텝핑(Micro Stepping)을 사용하고 있다. 그러나 이러한 구조적인 특성으로 인해 기존의 LHSM은 마이크로 스텝핑 제어시 4차 고조파의 톨릭턴스 및 코깅 리플을 발생하며, 이는 고부가가치 정밀 제어 공정에 LHSM의 적용을 제한하는 요인으로 작용하고 있다^[2]. 이러한 추력 리플은 고속 영역에서는 기계적 시정수에 의해서 필터링되어 속도 진동에 크게 나타나지 않지만, 저속에서는 속도 및 위치 응답성을 크게 악화시키게 된다. 최근에 LHSM의 이러한 단점을 보완하기 위하여 칼만 필터를 이용한 고성능 제어 방식이 소개되었으나 저속 영역에서의 특성 개선은 언급되지 않았다^[3]. 또 다른 연구에서는 LHSM의 기계적 구조를 개선하여 마이크로 스텝핑 제어시 기계 자체의 코깅에 의한 추력 리플을 저감하는 시도를 하였는데, 고속에서는 비교적 양호한 특성을 얻었지만 역시 저속 영역에서는 큰 효과를 보여주지 못하였다^[4].

본 논문에서는 참고문헌 [4]에서 소개된 톨릭턴스 및 코깅 리플을 저감하는 $\pi/4$ 자기 위상차 LHSM($\pi/4$ -multiple-pitched LHSM)에 대해서 불균형한 자속 분포 및 기계적인 오차, 비선형 요소 등으로 인한 추력 리플 발생 원인을 자기 등가회로 해석을 통하여 분석한다. 이를 근거로 전동기 리플 추력을 고려한 모델링을 제시하고, 추력 리플 보상을 위하여 비선형 관측기의 일종인 야코비안 선형 관측기(Jacobian Linearization Observer)를 이용한 리플 저감 기법을 제안한다. 저속에서의 실험을 통하여 제안된 방법의 타당성을 입증하고, 고성능 페루프 제어를 통한 LHSM의 구동 가능성을 제시한다.

2. LHSM의 추력리플 발생원인 분석 및 보상

참고문헌 [4]에서 소개된 $\pi/4$ 자기 위상차 LHSM은 이상적으로는 톨릭턴스 및 코깅 리플을 저감한 구조를 가지지만 실제로 영구자석의 배치, 공극 및 고정자와 이동자 치의 제작 오차, 자기회로의 비선형 특성 등으로 인해 각 상에 발생하는 자속분포가 불균형을 이루게 되며 이로 인해서 완벽한 리플 상쇄가 일어나지 않는다. 그림 1은 Maxwell 2-D를 이용한 FEM 해석 결과를 보이는데, 자성체의 퍼미언스가 무한히 크지 않기 때문에 자속에 의해 발생하는 자속 분포가 전체에 고르지 않음을 알 수 있다. 이러한 불균형은 자성체 내의 자속 불평형을 유발하여 2차의 고조파 추력 리플

을 발생하게 된다.

따라서, 위와 같은 불평형 효과를 반영하기 위하여 그림 2와 같은 비대칭 자기 등가회로를 도입하고, 이로부터 전체 퍼미언스를 계산하면 식 (1)과 같다.

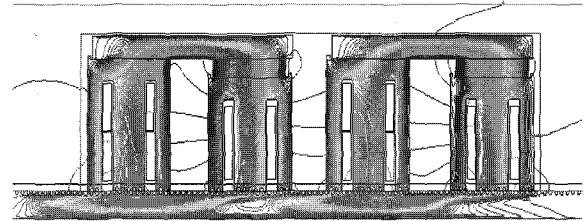


그림 1 LHSM의 자속 분포
Fig. 1 PM flux lines in LHSM

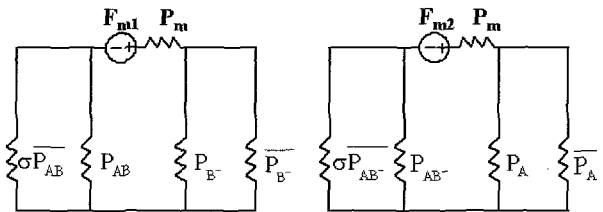


그림 2 자속불평형을 고려한 비대칭 자기등가회로
Fig. 2 Asymmetric magnetic equivalent circuit

$$\sum \frac{1}{P} = h_0 + h_1 \cos(\theta + \delta_1) + h_2 \cos(2\theta + \delta_2) + h_3 \cos(3\theta + \delta_3) + h_4 \cos(\theta + \delta_4) \quad (1)$$

여기서 $\theta = \frac{2\pi}{p_t}x$, p_t 는 치의 피치를 나타낸다.

위 식에 주어진 퍼미언스는 1차, 2차 3차, 4차의 고조파 성분을 가지며, 이는 각 고조파 성분에 해당하는 추력 리플이 발생함을 의미한다. 이것은 여자 전류에 무관하며 위치에만 의존하게 되는데, 이를 추력으로 표현하면 아래와 같다.

$$F_{ripple} = f_1 \cos(\gamma x + \delta_1) + f_2 \cos(2\gamma x + \delta_2) + f_3 \cos(3\gamma x + \delta_3) + f_4 \cos(4\gamma x + \delta_4) \quad (2)$$

따라서, 이를 고려한 LHSM의 추력 리플 발생 블록도는 그림 3과 같고, 기계 방정식은 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{m} (F_e + F_{ripple}) \quad (3)$$

여기서, v 는 전동기 속도, m 은 시스템 질량, F_e 는 발생 추력을 나타낸다.

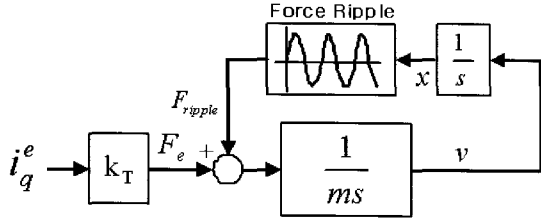


그림 3 추력리플을 포함하는 LHSM 블록도
Fig. 3 Block diagram of LHSM with force ripple

식 (2)에서 1차 고조파 성분에 대해서 아래와 같은 상태 변수를 도입하면

$$\begin{aligned} x_1 &= v \\ x_2 &= f_1 \cos(\gamma x + \delta_1) \\ x_3 &= -\frac{f_1}{\gamma} \sin(\gamma x + \delta_1) \end{aligned} \quad (4)$$

다음과 같은 비선형 상태 방정식이 유도된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= -\gamma v f_1 \sin(\gamma x + \delta_1) = \gamma^2 x_1 x_3 \\ \dot{x}_3 &= -v f_1 \cos(\gamma x + \delta_1) = -x_1 x_2 \end{aligned} \quad (5)$$

나머지도 같은 식으로 표현하면 전체 비선형 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ y &= h(\mathbf{x}) \end{aligned}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \frac{1}{m}(x_2 + x_4 + x_6 + x_8) \\ \gamma^2 x_1 x_3 \\ -x_1 x_2 \\ 4\gamma^2 x_1 x_5 \\ -x_1 x_4 \\ 9\gamma^2 x_1 x_7 \\ -x_1 x_6 \\ 16\gamma^2 x_1 x_9 \\ -x_1 x_8 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad h(\mathbf{x}) = x_1$$

$$F_{ripple} = x_2 + x_4 + x_6 + x_8 \quad (6)$$

식 (6)의 각 상태변수는 아래와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} x_1 &= v \\ x_2 &= f_1 \cos(\gamma x + \delta_1), \quad x_3 = -\frac{f_1}{\gamma} \sin(\gamma x + \delta_1) \\ x_4 &= f_2 \cos(2\gamma x + \delta_2), \quad x_5 = -\frac{f_2}{2\gamma} \sin(2\gamma x + \delta_2) \\ x_6 &= f_3 \cos(3\gamma x + \delta_3), \quad x_7 = -\frac{f_3}{3\gamma} \sin(3\gamma x + \delta_3) \\ x_8 &= f_4 \cos(4\gamma x + \delta_4), \quad x_9 = -\frac{f_4}{4\gamma} \sin(4\gamma x + \delta_4) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 마찰은 PI 속도제어기가 보상한다고 가정하였고, 부하 추력은 별도의 부하 관측기를 이용하여 보상할 수 있다^[5].

식 (6)은 비선형 상태 방정식으로 이를 통하여 출력 리플을 관측하기 위하여 다음과 같이 야코비안 선형 관측기를 구성한다^[6].

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \frac{1}{m}(\hat{x}_2 + \hat{x}_4 + \hat{x}_6 + \hat{x}_8) + \frac{1}{m} k_T i_q^e + k_1(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \gamma^2 y \hat{x}_3 + k_2(y - \hat{x}_1), \quad \dot{\hat{x}}_3 = -y \hat{x}_2 \\ \dot{\hat{x}}_4 &= 4\gamma^2 y \hat{x}_5 + k_3(y - \hat{x}_1), \quad \dot{\hat{x}}_5 = -y \hat{x}_4 \\ \dot{\hat{x}}_6 &= 9\gamma^2 y \hat{x}_7 + k_4(y - \hat{x}_1), \quad \dot{\hat{x}}_7 = -y \hat{x}_6 \\ \dot{\hat{x}}_8 &= 16\gamma^2 y \hat{x}_9 + k_5(y - \hat{x}_1), \quad \dot{\hat{x}}_9 = -y \hat{x}_8 \\ \hat{F}_{ripple} &= \hat{x}_2 + \hat{x}_4 + \hat{x}_6 + \hat{x}_8 \end{aligned} \quad (8)$$

여기서, $\hat{x}_2, \hat{x}_4, \hat{x}_6, \hat{x}_8$ 는 추정 추력 리플이며, k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 는 관측기 이득으로 Hurwitz 조건을 만족하도록 설계한다.

그림 4에서는 제안한 추력 리플 보상 알고리즘의 제어 블록도를 도시하였다.

본 연구에서 보상하고자 하는 추력 리플은 4차 고조파 항까지를 포함하기 때문에 전동기 구동 속도가 높아질 경우 전류제어기 지연에 의한 영향이 보상 결과에 영향을 미치게 된다. 즉, 보상 입력 지령 \hat{F}_{ripple} 의 전류제어기 출력 $\hat{F}_{ripple-out}$ 은 다음과 같이 전류제어기의 전달함수의 크기와 위상에 의해서 영향을 받게 된다.

$$\hat{F}_{ripple-out} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \hat{F}_{ripple} \quad (9)$$

여기서, ω_c 는 전류제어기 대역폭이다. 따라서, 본

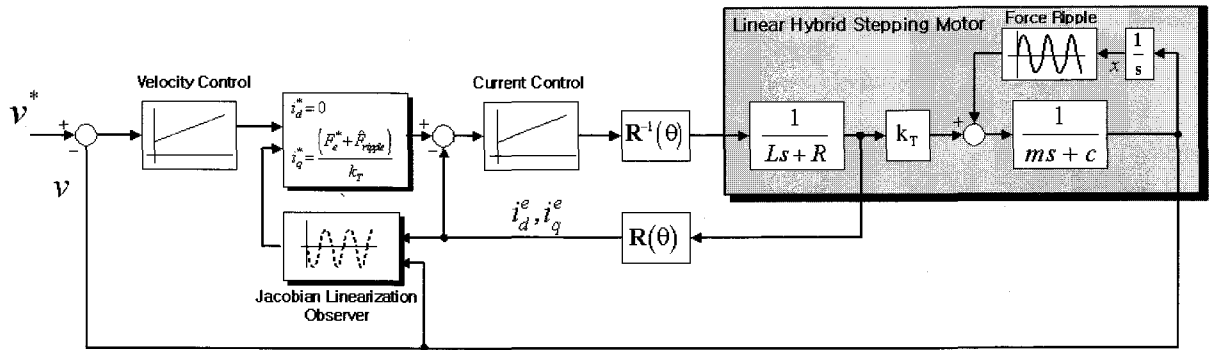


그림 4 제안한 리플 보상 제어기 블록도
Fig. 4 Proposed control block diagram

논문에서는 전류제어기에 의한 지연 효과를 상쇄하기 위한 추력 리플 보상 지령 $\hat{F}_{ripple-in}$ 을 다음과 같이 변형하여 입력하였다.

$$\hat{F}_{ripple-in} = \hat{F}_{ripple} \times \frac{s + \omega_c}{\omega_c} = \hat{F}_{ripple} + \frac{s}{\omega_c} \hat{F}_{ripple} \quad (10)$$

이를 시간 영역으로 변환하여 표현하면

$$\hat{F}_{ripple-in}(x) = \hat{F}_{ripple} + \frac{1}{\omega_c} \left[\frac{d}{dt} \hat{F}_{ripple} \right] \quad (11)$$

와 같고, 추정된 추력 리플은 코사인 함수의 형태이므로 이의 미분 역시 간단한 삼각함수 형태로 계산된다.

3. 실험 결과

제안된 추력 리플 보상 기법의 타당성을 검증하기 위하여 그림 5에 보여지는 1mm 피치를 가지는 $\pi/4$ 자기 위상차 LHSM을 대상으로 실험을 수행하였다. 시험 대상 전동기의 사양은 표 1에 나타내었다. 전류 제어 주기는 $50\mu s$, 속도 제어 주기는 $500\mu s$ 로 설정하였고, 전류 및 속도제어기 대역폭은 각각 $5000rad/s$, $500rad/s$ 로 설정하였다. 리플 추력을 관측하기 위한 야코비안 선형 관측기는 전류제어기와 동일한 $50\mu s$ 주기로 수행되며, 관측기 이득은 속도제어기 대역폭의 10배로 설정하였다. LHSM을 구동하기 위한 단상 인버터는 20kHz의 스위칭 주파수를 가지고, 펄스폭 제어를 위한 속도 센서로는 2000 pulse per pitch 선형 엔코더가 사용되었다. 또한, 관측된 추력 리플의 정밀도를 검증하기 위하여 Analog Device 사의 ADXL103

가속도 센서를 전동기에 부착하였는데, 측정범위는 최대 $\pm 1.7g$ ($1g = 9.8m/sec^2$)이고 측정 가능 대역폭은 2.5kHz이다.

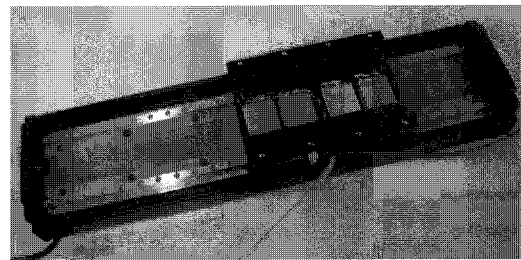


그림 5 시험 대상 LHSM의 외관
Fig. 5 Photograph of prototype LHSM under test

표 1 LHSM의 사양
Table 1 Specification of LHSM

치 피치	1.0 [mm]
코일 저항	1.4 [Ω]
코일 인덕턴스	1.7 [mH]
이동자 질량	2.3 [kg]
영구자석	NdFeB (1.145 [T])
Static Force	50 [N]

그림 6은 시험 대상 LHSM에 추력 리플을 보상하지 않고 10mm/sec의 저속으로 구동한 시험결과를 나타낸다. 앞서 해석한 내용과 같이 측정된 속도에 1차, 2차, 3차, 4차의 고조파 성분이 나타남을 알 수 있고, 이로부터 추력에 동일한 차수의 고조파 리플이 존재함

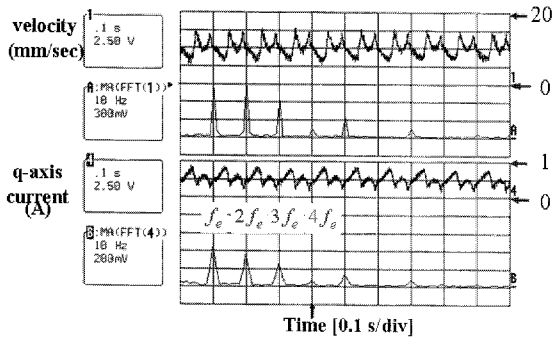


그림 6 추력 리플 보상하지 않는 저속운전 시험(10mm/sec)
Fig. 6 Low speed test at 10mm/sec without compensation

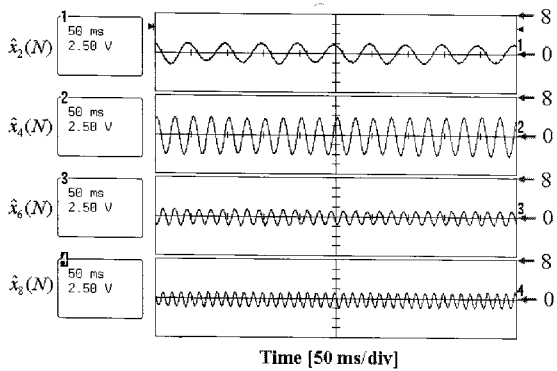


그림 7 제안된 관측기에 의해서 추정된 1~4차 추력 리플 (20mm/sec)
Fig. 7 Estimated force ripple by proposed observer at 20mm/sec

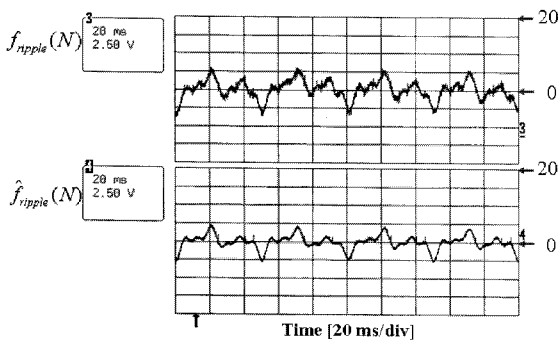
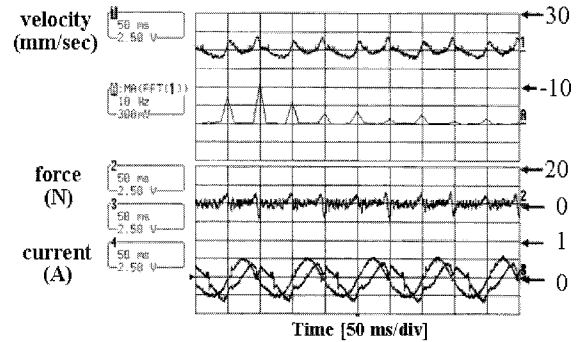
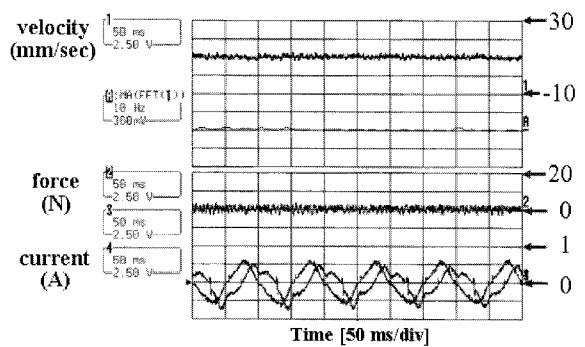


그림 8 가속도 센서를 통한 추력 리플과의 비교
Fig. 8 Comparison result between force ripple by accelerometer and estimated one

을 유추할 수 있다. 그림에서 5차 이상의 고조파 리플 또한 나타남을 볼 수 있는데, 이는 해석시 무시한 고차항과 페루프 제어시 발생 리플, 인버터 데드타임 등에 의한 영향이다. 이 시험을 통하여 자기등가회로를



(a)



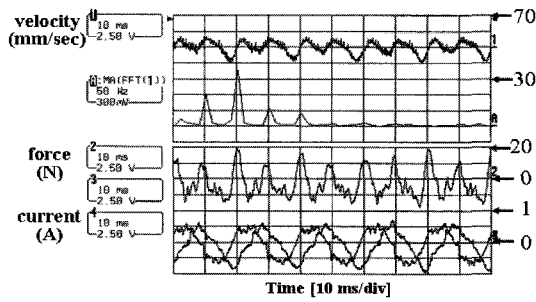
(b)

그림 9 10mm/sec의 보상 결과 비교: (a)보상 전 (b)보상 후
Fig. 9 Comparison result of ripple force compensation at 10mm/sec:
(a) without compensation (b) with compensation

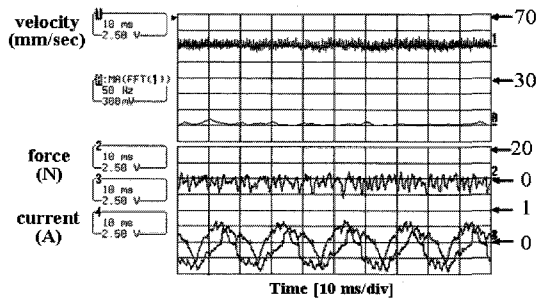
통한 전동기 고조파 리플의 원인 분석의 타당함이 입증되었다.

그림 7은 20mm/sec 속도 지령에서 제안된 관측기를 이용한 1~4차 추정 추력 리플을 도시하였다. 추정된 추력 리플의 정확도를 검증하기 위하여 가속도 센서의 출력으로부터 구한 실제 리플과의 비교 결과를 그림 8에 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 과도상태의 고주파 부분을 제외하고는 제안된 관측기가 거의 실제 출력 리플을 정확히 추정하고 있음을 알 수 있다.

그림 9는 10mm/sec 속도에서 보상 결과를 나타내었다. 위로부터 측정 속도, 속도의 고조파 스펙트럼, 추력 및 상전류를 차례로 도시하였다. 보상하기 전과 비교하여 속도 및 추력의 리플이 크게 감소하였음을 확인할 수 있다. 두 경우 상전류 크기가 거의 비슷해 보이지만 위상에서 큰 차이가 있다. 즉, 보상하지 않은 경우는 전체 페루프 PI 제어기에만 의존하여 리플 성분을 보상하기 때문에 제어기 지연에 의한 보상 상

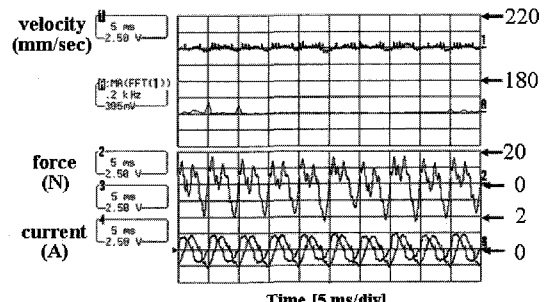


(a)

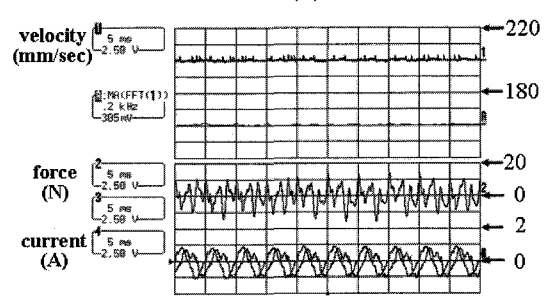


(b)

그림 10 50mm/sec의 보상 결과 비교: (a) 보상 전 (b) 보상 후
Fig. 10 Comparison result of ripple force compensation at 50mm/sec: (a) without compensation (b) with compensation



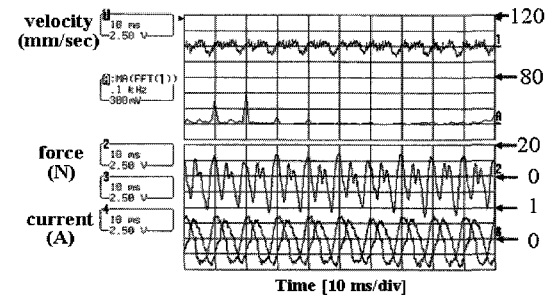
(a)



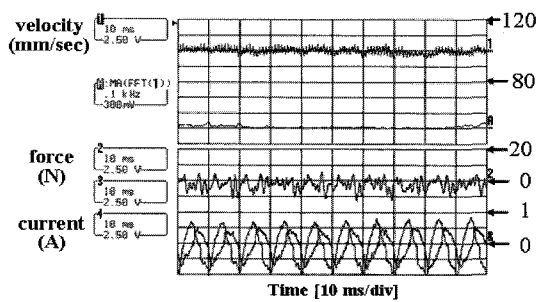
(b)

그림 12 200mm/sec의 보상 결과 비교: (a) 보상 전 (b) 보상 후

Fig. 12 Comparison result of ripple force compensation at 100mm/sec: (a) without compensation (b) with compensation



(a)



(b)

그림 11 100mm/sec의 보상 결과 비교: (a) 보상 전 (b) 보상 후
Fig. 11 Comparison result of ripple force compensation at 100mm/sec: (a) without compensation (b) with compensation

전류의 위상 또한 지연되어 보상 효과가 매우 작다. 반면에 제안한 방법은 리플 추력을 실시간으로 추정하여 직접 전향 보상하는 구조이므로 보상 상전류 성분의 지연이 매우 작아서 보상 효과가 크게 나타난다.

그림 10-12는 속도를 50mm/sec, 100mm/sec, 200mm/sec로 높여서 시험한 결과를 나타낸다. 보상 전의 파형을 보면 기계적 시정수에 의해서 속도 자체의 리플은 보상 전보다 많이 감소하였으나 여전히 고조파 성분을 포함하고 있음을 알 수 있고, 추력 파형을 통하여 보상 후 주요한 추력 리플 성분이 상당히 저감됨을 알 수 있다. 여기서, 상전류가 불평형인 이유는 자속 불평형으로 인한 역기전력 성분을 보상하고 있음을 의미한다. 실험 결과로부터 제안된 보상 기법은 저속뿐만 아니라 고속 영역에서도 리플 추력을 효과적으로 보상함을 알 수 있다.

이상의 결과로부터 제안한 LHSM의 리플 발생 원인 분석 및 보상 방법이 타당함을 보였으며, 간단한 구조를 장점으로 하는 LHSM의 서보급 고성능 제어가 가능함을 보였다.

4. 결 론

본 논문에서는 $\pi/4$ 자기 위상차를 가지는 LHSM에 대해서 불균형한 자속분포 및 기계적인 오차, 비선형 요소 등으로 인한 추력 리플 발생 원인을 분석하였다. 이를 근거로 전동기 리플 추력을 고려한 모델링을 제시하고, 추력 리플 보상을 위하여 비선형 관측기의 일종인 야코비안 선형 관측기를 이용한 리플 저감 기법을 제안하였다. 10mm/sec 저속에서 수행된 실험결과로부터 속도 리플의 고조파함유율(THD)이 보상 전 26%에서 보상 후 5%로 저감되었다. 저속 및 고속에서의 실험을 통하여 제안된 방법의 타당성을 입증하고, 폐루프 제어를 통한 LHSM의 고성능 구동이 가능함을 보였다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력연구원 (과제번호:R-2005-B-143)주관으로 수행된 과제임.

저 자 소 개



황태식(黃泰植)

1978년 7월 20일생. 2004년 영남대 공대 전기·전자공학부 졸업. 2004~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



석줄기(石 줄기)

1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대 전기공학과 조교수. 당 학회 학술위원.

참 고 문 헌

- [1] B. C. Kuo, Theory and Applications of Step Motors. West Publishing Co., 1974.
- [2] S. Yang, F. Lin, and M. Chen, "Micro-stepping Control of a Two Phase Linear Stepping Motor with Three-Phase VSI Inverter for High-Speed Applications," IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 40, Sep/Oct. 2004, pp. 1257-1264.
- [3] J. Hirai, T. Kim, and A. Kawamura, "Position-Sensorless Drive of Linear Pulse Motor for Suppressing Transient Vibration," IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 47, April. 2000, pp. 337-345.
- [4] Jul-Ki Seok and Tai-Sik Hwang, "Cogging Force Reduction of Two Phase Linear Hybrid Stepping Motor," IEEE Trans. Magnetics, Vol. 41, June. 2005, pp. 2202-2204.
- [5] 조경래, 석줄기, 이동춘, "운전 데이터를 이용한 SVR 기반의 실시간 부하 토크 관측기", 2005 전력전자 하계 학술대회 논문집, pp. 535-537.
- [6] Nam H. Jo and Jin H. Seo, "A State Observer for Nonlinear Systems and its Application to Ball and Beam System," IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 45, May. 2000, pp. 968-973.