

리니어 펄스모터의 부하변동에 따른 일정추력 퍼지 강인제어

*배동관, *김광현, **박현수

*전남대학교 전기공학과, **(주)넥스타테크놀로지

Fuzzy Robust Control with Constant Thrust Force on Load Variation for Linear Pulse Motor

*Dong-Kwan Bae, *Kwang-Heon Kim, **Hyun-Soo Park

*Dept. of Electrical Engineering and RRC/HECS, Chonnam National University,

**Nexstar Technology Co., LTD.

ABSTRACT

In this paper, robust control method using fuzzy PI parameter tuning is proposed to control constant thrust force on load variation. First, a structure and thrust force equations of the LPM are described. Second, an controller with PI parameter-tuning using a fuzzy theory is proposed to achieve high-precision position with constant thrust force of the LPM. Finally, the effectiveness of an fuzzy PI controller is demonstrated by some simulated and experimental results. Accurate tracking response and superior dynamic performance can be obtained due to the powerful on-line Fuzzy PI gain tuning method with regard parametric variations and load thrust force variations.

1. 서론

직선 이송이 필요한 장치에 기구적 변환이 필요 없는 리니어 모터에 대한 연구가 국내외를 중심으로 활발히 연구되어 실용화되고 있으며, 특히 리니어 펄스 모터는 직선 정밀이송을 필요로 하는 프린터나 X-Y 플로터를 포함한 OA, 그리고 로봇과 이송기기 등의 FA, NC, 인공심장 액추에이터, 반도체 조립·검사 장비 등에 그 이용범위가 점차 넓어지고 있다. 초정밀 선형 위치이동에 이용되는 HB형 리니어 펄스 모터는 HB형 Rotary 스테핑 모터와 구조적으로 유사하며 높은 추력을 얻을 수 있고, 동작원리도 비슷하다. 그렇지만, 선형 가동자의 종단 누설 자속, 영구자속 성분에 의한 코깅토크, 백래쉬 등의 비선형 요소를 가지고 있어 추력 리플로 인한 가동자의 진동이 발생하여 초정밀 위치이동을 요구하는 특수한 분야에 적용하기가 매우 곤란하다. 그래서, 리니어 펄스 모터의 특성해석 및 제어시, 비선형항을 고려한 정확한 모델링이 선행되어야 하고, 마이크로 스텝 구동방법을 이용하여 제어하더라도 위치오차는 기계적 구조의 한계를 크

게 극복하지 못하고 있다.

또한, 평판형이라는 특성으로 인해 많은 비선형 요소가 존재하고, 저속 구동시, 추력리플이 발생하여 위치정밀도를 저하시키는 요인이 된다. 위치오차를 제거하기 위해, 기계적 구조를 고려한 적절한 전류 고조파를 가감하거나 순시적으로 자속성분을 계산함으로써 정밀도 향상을 시도하고 있다¹⁻⁴⁾. 그러나 이런 연구의 대부분은 전자기의 기계적 치구를 고려한 정확한 모델링을 해야 하며, 제어대상이 달라질 때 파라미터도 달라져 재모델링하여야 하는 번거로움이 있다.

따라서, 본 연구는 제어대상 변경에 따른 파라미터 변동에도 적용하기 쉽고, 기계적 구조로 나타난 비선형 요소들을 극복할 수 있으며, 정밀한 모델링을 거치지 않고 저속에서 고속영역까지 위치와 부하변화에 강인한 퍼지 PI 파라미터 동조를 이용한 제어법을 제안하고자 한다.

2. LPM의 구조 및 추력해석

2.1 LPM의 구조

그림 1은 본 논문에서 제어대상인 LPM의 상측 단면의 기본구조를 나타낸다. 가동자는 두 개의 전자석 모듈(A상, B상)과 영구자석 및 치로 구성되어 있으며, 전자석모듈은 각각 4개의 극을 가지고, 각 극은 고정자와 같은 간격의 치피치를 가진다. 모듈 A의 (1&1')는 align, (3&3') 1/2 pitch misalign,

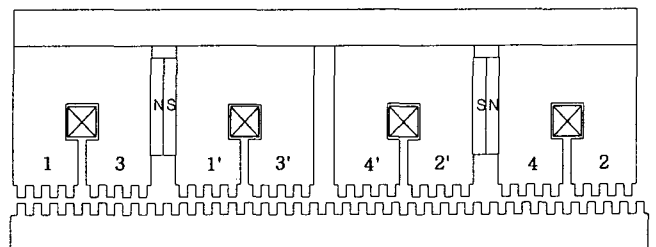


그림 1 HB형 LPM의 구조

모듈 B의 (2&2')는 (1&1')에 비해 1/4 pitch misalign, (4&4')는 3/4 pitch misalign 거리를 갖는다. 상면에 모듈 A가 8개, B가 8개 있고, 측면에는 각각 4개씩으로 구성하여 고밀도추력이 나오도록 설계·제작하였다.

가동자와 고정자는 공압 5kg/cm²으로 20μm의 공극을 유지하며, 그림 2에 보이는 바와 같이 'ㄱ'형태의 가동자가 서로 상면, 측면으로 지지하여 이탈하지 않도록 하였고, 공압에 의한 마찰력은 거의 없는 것으로 간주한다.

동작원리는 회전형 스테핑 모터와 같다. 공극 퍼미언스가 큰 쪽으로 자기저항이 작아져 흡인력인 추력이 발생하여 좌우로 이동하게 된다. 전체 추력은 영구자석에 의한 추력성분과 코일전류에 의한 전자석 추력성분이 위치에 따라 합성된 추력이다.

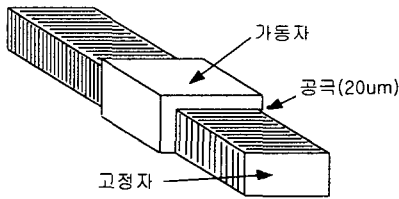


그림 2. LPM의 외관과 공압 공극

2.2 LPM의 추력해석

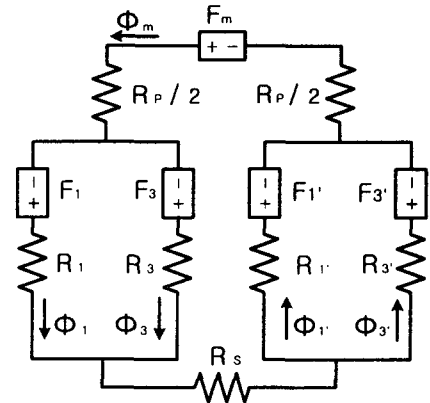
추력식은 다음과 같은 가정을 전제로 간략화될 수 있다.

1. 철손과 와류손이 없다.
2. 권선커플링이 없어, 상호인덕턴스 $L_M, \Delta L$ 가 없다.
3. 철심단 효과를 고려하지 않는다.
4. 자기포화는 없다.
5. 자속은 정현파 형태로 나타난다.

위 항과 같은 조건하에서 비선형항을 무시하여 수식화하면 식 (1)~(8)에서와 같이 간략화될 수 있어, 시뮬레이션 및 제어기의 설계에 적용이 용이하다. 추력 리플로 인한 위치오차가 발생하기 때문에 이를 저감하기 위해서 정확한 모델링을 필요로 하나 모든 비선형항을 고려하기는 쉽지 않다. 따라서, 일반적으로 위의 가정하에 해석이 난해한 LPM 특성을 고려하고자 한다. 여자권선으로부터 보면, A상, B상의 상호 자기적인 영향을 무시하고, 먼저 와전류를 고려하면 A상의 전기등가회로는 그림 3과 같이 표현한다. 이를 기초로 한 전압방정식 및 추력식은 식 (1), 식(7)으로 표현된다.

전자석 모듈 B상의 F2, F4, F2', F4'에 대해서도 동일하게 적용된다.

발생자속은 코일자속과 영구자석 자속의 합으로 요약할 수 있다. 각 상에 발생하는 모터 추력은 Magnetic Coenergy의 가동자의 변위에 따른 권선의 속도 기전력으로 부터 자속분포식을 찾는 방법



F_m : magnetomotive force by permanent magnet
 F_i : mmf by phase current
 R_p : magnetic resistance of permanent magnet
 R_j : magnetic resistance of coil
 R_s : magnetic resistance of stator
 Φ_m : permanent magnetic flux
 Φ_i : flux of phase

그림 3 자기등가회로(모듈A)

$$F_1 = -F_3, F_1' = -F_3', F_1 = -F_1', F_3 = -F_3' \rightarrow F_1 = NI$$

$$F_2 = -F_4, F_2' = -F_4', F_2 = -F_2', F_4 = -F_4' \rightarrow F_2 = NI$$

$$V_A = Ri_A + \frac{d\Phi_A}{dt} \quad (1)$$

$$V_B = Ri_B + \frac{d\Phi_B}{dt}$$

$$\Phi_A(i_A, x) = L_{AA}i_A + K\cos\left(\frac{2\pi x}{p}\right) \quad (2)$$

$$\Phi_B(i_B, x) = L_{BB}i_B + K\sin\left(\frac{2\pi x}{p}\right)$$

으로 LPM의 입력 전기 에너지는 저장된 자기 에너지와 열로 소비되는 에너지의 합과 같다. 열로 소비되는 에너지를 보존계 밖으로 생각하면 쇄교자속 λ 와 변위 x 의 함수인 저장 에너지 W_e , 전류 I 와 변위 x 의 함수인 자기수반에너지 W_c 만 남게 된다.

$$W_{CA} = \int_0^I \lambda dI = \frac{1}{2} N_A I_A (\Phi_1 - \Phi_3) \quad (3)$$

$$W_{CB} = \int_0^I \lambda dI = \frac{1}{2} N_B I_B (\Phi_2 - \Phi_4)$$

여기서,

λ : 쇄교자속,

$N_A I_A, N_B I_B$: 극당기자력[N/A]이다.

식(3)으로 부터 A상의 추력은 거리에 대한 편미분의 형태로 자기수반 에너지의 변화이므로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$F_A = \frac{dW_{CA}}{dx} = -K_f i_A \sin \frac{2\pi}{\tau} x \quad (4)$$

$$F_B = \frac{dW_{CB}}{dx} = K_f i_B \cos \frac{2\pi}{\tau} x$$

식(4)에 의해서 전체 추력식은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$F_e(i_A, i_B, x) = F_A + F_B \quad (5)$$

$$F_e = K_f \frac{2\pi}{\tau} \left(-\sin\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right) i_A + \cos\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right) i_B \right)$$

$$(\because i_A = I_M \sin \alpha, i_B = I_M \cos \alpha)$$

여기서, K_f : 추력상수

α : 전기각

I_M : 최대정격전류

식(5)으로 부터 최대정격전류에 의한 전체 추력은 다음과 같다.

$$F_e = K_f I_M \left\{ \cos\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right) \cos(\alpha) - \sin\left(\frac{2\pi}{\tau} x\right) \sin(\alpha) \right\}$$

$$\approx K_f I_M \sin\left[\frac{2\pi}{\tau} (\alpha - x)\right] \quad (6)$$

LPM의 전체 동적모델링을 구하면 다음과 같다. 선형 모터의 기계방정식은

$$M \frac{d^2x}{dt^2} + D \frac{dx}{dt} + F_L = F_e \quad (7)$$

여기서,

M : 가동자와 부하의 질량

D : 점성 마찰계수

F_e : 전자기적인 모터 추력

F_L : 부하 추력

x : 가동자의 위치이다.

3. 제어기 구성

3.1 퍼지 PI 제어기

그림 4는 본 연구에서 제안한 퍼지제어시스템을 나타내며, 그림 5와 같이 2상 전류를 퍼지입력변수의 멤버쉽함수[-10, 10]로 구성하였고, 전류변화량은[-1, 1]범위에서, 그리고 출력변수의 멤버쉽함수[-10, 10]는 전류보상성분으로 구성하여 적용하였다. 기본적으로 정밀 위치는 물론 일정 추력을 얻기 위하여 퍼지 비례·적분이득을 변화시키며 그림 6과 같은 퍼지추론규칙에 의해 출력값을 제어하는 구조를 나타낸다. 저속에서 고속영역에 이르기까지 고정밀 위치제어 및 일정추력 강인제어를 얻기 위해 역기전력과 부하추력의 외란을 고려하여 순시적으로 퍼지 PI 이득을 동조하여 제어기의 스위칭주기 내에서 이루어지도록 하였다. 본 논문에서는 리

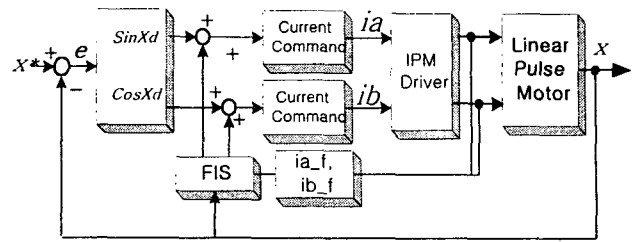


그림 4 퍼지제어시스템

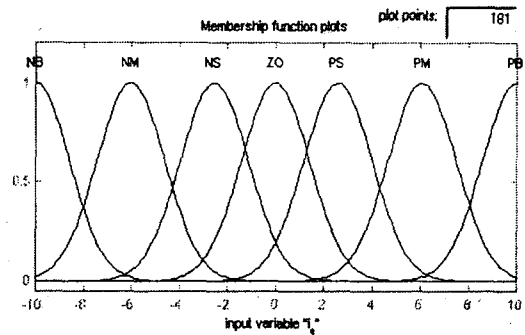


그림 5 입력변수 멤버쉽함수(e)

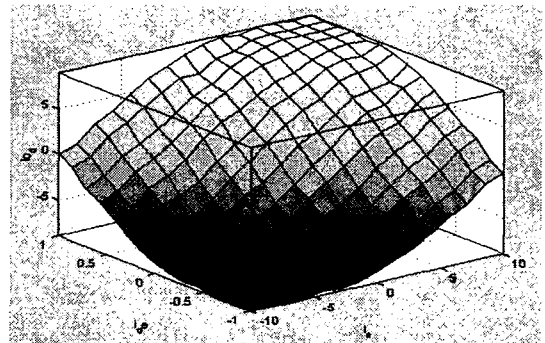


그림 6 퍼지규칙평면

니어 펄스 모터의 전체시스템 제어를 설계하기 위해 MATLAB SIMULINK tool을 이용하여 퍼지 PI 이득제어에 대해 시뮬레이션을 수행하였다.

기준 위치에 대해 실제 피드백한 값과 비교하여 퍼지 추론을 함으로써 위치편차에 대한 전류값을 조절하였으며, 부하추력에 대해 전류의 보상성분을 추정하도록 하였다.

3.2 실험장치 구성

본 연구의 제어대상인 HB형 2상 4극 LPM의 사양은 표 1과 같다. DSP 제어기는 TI사의 TMS320LF2407로 PWM 모듈1개와 A/D, QEP 기능을 이용하였다. 위치제한 신호획득은 모터에 부착되어 있는 리니어 엔코더의 분해능은 20 μ m/p이다. 또한 LF2407의 PDPINTA 단자를 사용하여 과도 이상전류로부터 인버터 및 마이크로 프로세서를 보호하였다. 구동부는 450[V], 10[A]의 스위칭 주파

수가 10kHz인 IPM을 2개 사용하였다. 변위검출부는 정현파 위치신호 $1\mu\text{A/p-}20[\mu\text{m}]$ 의 변위를 리니어 엔코더의 증폭기로 출력측 분해능을 $4\mu\text{m/pulse}$ 로 향상시켜 이용하였다. DSP의 External INT4인 QEP 엔코더 카운터를 이용하여 $1\mu\text{m/p}$ 를 인식하여 가동자의 위치를 획득하였다.

표 1. 리니어 펄스모터의 사양

Stroke	1000[mm]	Exciting Phase	2
Tooth Pitch	1.2[mm]	Current/phase	6A
Air Gap	20 μm	Resistor/phase	1.3[Ω]
Air Comp	5[kg/cm ²]	Inductance/phase	4.7[mH]

정현파형의 상전류값들은 내부 INDEX table을 이용하여 (-32767~32768)범위에 해당하는 값을 출력으로 PWM을 발생하여 모터 드라이버인 IPM의 게이트에 입력되어 각상의 전압 도통구간을 조정하게 된다. LPM의 가동자는 구동시 리니어 스케일에서 가동자의 위치정보를 검출하고 미세스텝 구동시 기준위치(0°)부터 이에 해당하는 전기적인 각도마다 리니어 스케일의 펄스를 카운트한 값들을 비교하여 가동자의 진동을 검출할 수 있다. 이때 진동이 발생하면 전기각에 해당하는 궤환 상전류의 크기와 기준 상전류값의 오차, 오차변화를 퍼지추론하여 PWM의 펄스폭을 조정한다. 각각의 스위칭주기에 해당하는 마이크로스텝으로 제어하여 위치오차 저감 및 가동추력을 발생하도록 하였다. 또한 TI의 Code Composer의 Watch dog기능을 이용하여 제어기의 Real-Time Access시간을 설정하여

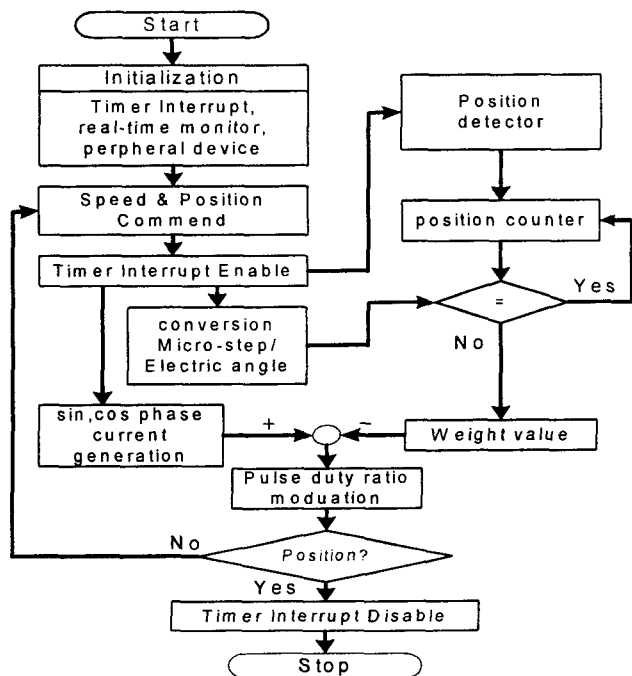


그림 7 제어흐름도

부하변화에 따른 각종 파라미터 변화를 확인하였다. 그림 7은 본 연구에서 사용한 제어기의 전체흐름도를 나타내며, DSP 제어기의 PWM과 QEP기능은 각각 Timer INT_1, INT_4를 이용하였다. 그림 8은 제어기의 MATLAB SIMULINK의 시뮬레이션 블록도를 나타내었다.

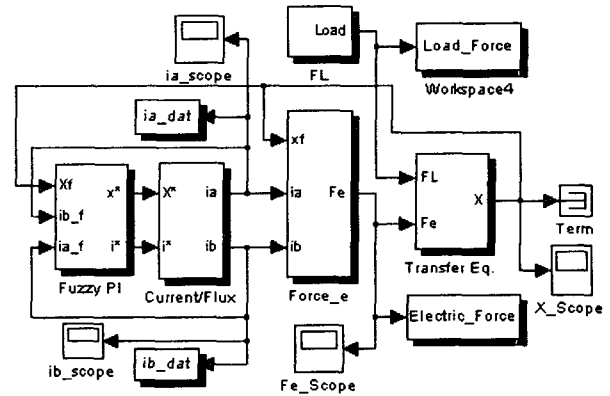


그림 8 MATLAB SIMULINK

4. 시뮬레이션 결과

그림 9의 a)와 같이 5초 동안에 5Hz(1.2mm)의 저속 운전시 30mm를 이동하면서 무부하 운전시 위치 오차가 제어기의 성능에 좌우될 수 있지만 약 $\pm 3\mu\text{m}$ 의 진동은 존재한다. 이때 부하가 운전중에 있게 되면 그림 9의 b)와 같은 절대위치에 비해 상대적인 오차가 발생하게 된다. 모터가 동작 중에 부하추력의 외란을 받게 될 때 가동자의 절대위치에 대한 위치오차가 발생하게 되며, 그 외란에 적응한 전기에너지적 추력이 요구된다. 위치오차에 따른 전기각(α)의 전류와 그림 9의 c)와 같이 기준전류의 크기가 달라져서 전기적 추력성분이 보상된다.

리니어 펄스 모터의 특징에서도 보듯이 입력펄스당 누적오차가 없으나, 부하가 변하게 되면 탈조할 위험이 있어서 지령전류를 위치오차에 따라 크기를 조정해주지 않으면 안된다. 또한 추력리플과 위치오차가 생기는 원인은 공극의 자기저항이 비선형적으로 불평형이 되는 지점에서 영구자석의 자속량과 상여자 전류의 비대칭 지점이 존재하기 때문이다. 이를 해결하기 위해 리니어 엔코더의 위치정보를 궤환하여 전기각 이동량에 따라 절대위치와 비교하여 퍼지추론을 통해 전류지령치에 위치오차의 전류 보정치를 가감하는 제어법을 적용하였다. 그 결과, 비선형항으로 무시된 부분들이 있고 부하가 변하더라도 가동자의 이동변위가 제어기준신호에 잘 추종함을 알 수 있었다. 위치오차는 약 $\pm 2\mu\text{m}$ 크기로 저감됨을 Code Composer Debug Tool의 Graphic Window를 통하여 확인할 수 있었다.

5. 결 론

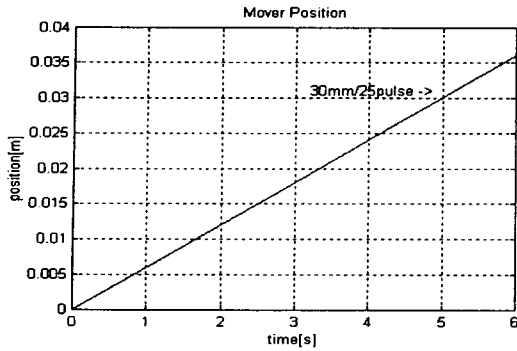
본 논문에서 리니어 펄스모터 동작시 부하변동에
도 일정한 추력발생과 정밀한 위치제어를 하기 위
해 마이크로프로세서를 이용하여 퍼지 PI 파라미터
동조법을 통해 제어하였으며, 다음과 같은 결론을
얻었다.

- 1) 리니어 펄스모터의 구조에 따른 자기등가회로를
통해 전자기적 에너지의 추력식을 일반화하였
다.
- 2) TI사의 DSP(TMS320LF2407)제어기를 이용하였
으며, 실시간으로 퍼지 PI 파라미터 동조하는
정밀 위치제어기를 설계하였다.
- 3) 부하가 변하더라도 위치변화에 따른 동추력은
일정하게 전류최대치를 통해 제어할 수 있었고,
위치오차 또한 수 μm 내에서 제어됨을 알 수 있
었다.
- 4) 제안한 방법은 부품조립, 반도체 검사장비, 직선
이송장치 등 정밀 위치제어가 필요한 자동화시스
템이나, 동작중의 부하변화가 있는 CNC, 밀링머
신 등 각종 산업장비 시스템의 고성능화에 기여
할 것으로 판단된다.

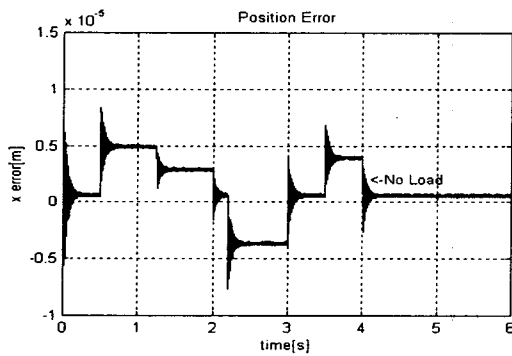
이 논문은 한국과학재단 지정 전남대학교 고품
질 전기전자부품 및 시스템 연구센터의 연구비
지원에 의해 연구되었음.

참 고 문 헌

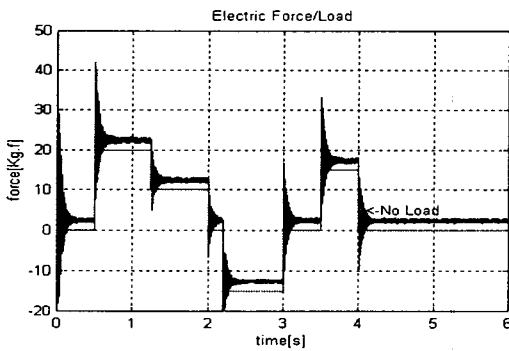
- [1] 조윤현, 이광호, 김성도, "선형 펄스 전동기의 특성
해석," 전기학회논문지, 48권 5호, pp. 249-256,
May, 1999.
- [2] 김성현, 이은용, 이동주, 구태만, "2상 8극 HB형 리
니어펄스모터의 정밀위치 제어를 위한 미세스텝
구동," 전기학회논문지, 48권 12호, pp. 671-678,
Dec, 1999
- [3] 김성현, 이은용, 김일중, 이동주, "2상 8극 HB형
LPM의 구동방식에 따른 추력의 고조파 해석," 전
기학회 하계학술대회, pp. 228-231, 1996.
- [4] 김성현, 이은용, 이동주, 김일중, "2상 8극 HB형
LPM에서 공극 퍼미언스에 의한 위치정도 오차 해
석," 전기학회논문지, 47권 8호, pp. 1109-1115,
Aug, 1998.



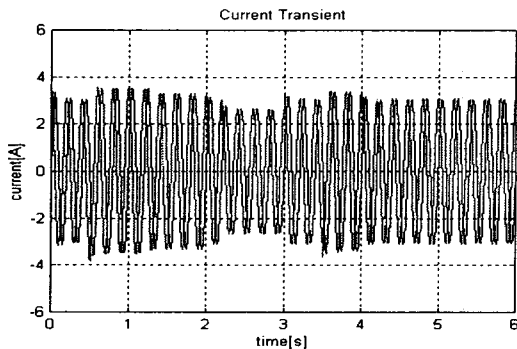
a) 가동자 기준 이동변위



b) 위치오차



c) 추력 추증곡선



d) 전류 지령변화

그림 9 부하변동에 따른 시뮬레이션 결과