



리니어 펄스 모터의 제어 기술

안 종 보, 김 국 헌

(한국전기연구소 발전제어사업팀)

1. 서 론

현재 사용되고 있는 공장자동화용 및 사무자동화용 기기의 직선운동분야는 대부분 기존의 회전형 전동기와 회전운동을 직선운동으로 변환하는 기구들, 예를 들면 기어, 벨트, 체인, 캠(Cam), 볼스크류(Ballscrew), 랙-피니언기어(Rack-Pinion Gear) 등이 사용되고 있는데 이들은 아래와 같은 제한 사항들을 가지고 있다.

첫째, 설계의 자유도가 기구에 의해 크게 제한된다.

둘째, 기계적인 마모나 신뢰성의 부족에 기인하여 전체 시스템의 수명이 원동기나 최종 제어대상 기기보다 이들 기구의 수명에 좌우된다.

셋째, 제어의 성능면에서도 기구의 기계적인 가공정밀도나 기어의 백래쉬(Backlash) 등과 같은 기구적인 한계에 의해 전체 시스템의 성능이 결정된다. 이것 외에도 구조적 복잡함에 기인하는 설치공간의 과대, 중량에 비해 출력이 상대적으로 낮음, 운전속도의 제한 등의 문제가 있음을 알 수 있다. 따라서 이러한 제한사항을 극복하기 위한 직접직선운동기구인 선형전동기(Linear Motor)에 대한 연구와 적용기술의 개발이 오래 동안 진행되어 왔다.

직선운동을 하는 전동기는 인가하는 전원의 형태에 따라 교류기의 경우는 선형유도전동기(Linear Induction Motor, LIM), 선형동기전동기(Linear Synchronous Motor, LSM), 선형펄스전동기(Linear Pulse Motor, LPM)가 있으며 직류기는 선형직류전동기(Linear Direct-current Motor, LDM)로 분류할 수 있다. 공장자동화의 급진전에 따라 FA분야에서는 고응답성, 고속성, 고정밀 위치제어성, 내구성 등이 강하게 요구되면서 선형전동기의 적용이 확대되고 있다. 선형전동기의 FA에의 적용은 LIM으로 시작되어 다른 기종으

로 전개되고 있으나 현재에도 LIM의 실제 적용 사례가 많다. 그러나 다음의 표 1에서 볼 수 있는 바와 같이 정밀위치결정을 요구하는 선형서보시스템(Linear Servo System)에서는 LDM이 주로 사용되고 있으나 기본적으로 개루프제어(Open-Loop Control)가 가능한 LPM도 위치결정제어나 간헐동작구동시스템에의 적용이 증가하고 있는데 이는 LPM이 가지는 아래와 같은 장점들에 기인한다.

- (1) 직접직선운동기구이므로 감속기구나 전달기구가 없기 때문에 구조가 간단하여 소형화가 가능하며, 신뢰성의 향상이나 운전소음의 저하를 도모할 수 있다.
- (2) 다른 선형전동기에 비해 추력/입력비가 커서 고성능화가 가능하다.

표 1 선형전동기의 적용상의 특성 비교

특 성 \ 전 동 기	LIM	LDM	LPM	LSM
긴 거리 구동	◎	△	○	◎
짧은 거리 구동	△	◎	◎	△
고속운전	◎	◎	△	◎
저속운전	○	◎	◎	○
대추력화	◎	○	○	◎
위치결정 정밀도	△	◎	◎	○
고응답성	○	◎	○	○
서보 성능	◎	◎	◎	◎
개루프제어	○	×	◎	○
구조의 단순성	◎	△	△	○
저지기구의 부담	◎	○	△	△
에너지 절감	○	◎	○	◎

주) ◎ : 최적, ○ : 적당, △ : 약간 부적당, × : 부적당

- 3. 속도와 위치의 제어가 용이하며 제어회로가 간단하다.
- 4. 고정밀도의 위치결정제어가 가능하며 개루프제어 혹은 폐루프제어(Closed Loop Control)가 모두 가능하다.
- 5. 설치시 자기유지력이 있으며 주행거리에 의한 누적오차가 없다.

그러나 LPM은 저속 대출력용이나 간헐 운전용, 위치결정 제어용으로는 다른 형태의 선형전동기에 비해 강점이 있다고 할 수 있다. 본고에서는 선형전동기 중에서 특히 LPM의 제어 성능의 향상에 대한 기술적인 동향을 중심으로 기술하고자 한다.

2. LPM의 동력학 모델링

LPM은 자기회로의 구성에 따라서 영구자석형(Permanent Magnet, PM), 가변 릴럭턴스형(Variable Reluctance, VR), 하이브리드형(Hybrid, HB)으로 구분한다. 하이브리드 LPM은 자기회로의 구성에 있어서 영구자석과 전자석을 동시에 사용하는데서, 붙여진 명칭이다. 하이브리드형 LPM은 소요자속의 1/2을 영구자석이 부담하므로 소비전력이 적으며 교번자계이므로 양극성의 구동이 가능하며 권선의 이용율과 효율이 높은 것이 특징이다. 반면에 구조가 간단하여 제작이 용이한 자속종방향형(Longitudinal Flux Machine) HB형 LPM의 경우 여자전류의 극성을 바꾸면 자로 길이의 변화가 생기게 되고 따라서 추력의 변동이 크며 진동 및 소음이 발생하게 된다. 2상 HB형 자속종방향형 LPM의 구조가 아래의 그림 1에 나타나 있다.

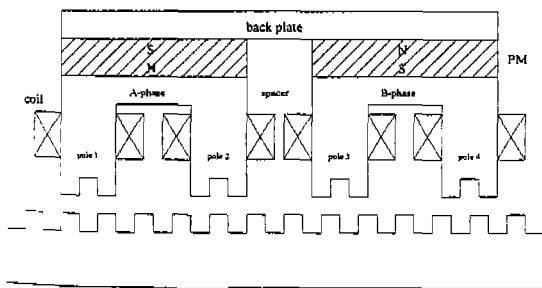


그림 1 HB형 LPM의 구조(2상, LFM형)

LPM의 동력학모델은 전기적인 동적 방정식, 기계적인 동적 방정식, 그리고 이들을 연결하는 발생 토오크식으로 표현될 수 있다. 간단히 하기 위하여 철심내의 와전류 손실 및 히스테리시스 손실은 무시하며 자기회로는 선형으로 하며 상간의 상호인덕턴스는 무시하도록 한다.

일반적인 전동기의 동특성 모델은 Faraday 법칙으로 유도할 수 있는데 각상의 고정자 권선에 인가되는 전압은 권선의 저항에 의한 전압강하와 쇄교자속의 변화에 의해 유기되는 전압의 합으로 다음과 같이 표시된다.

$$R_1 i_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} = v_1 \tag{2.1}$$

$$R_2 i_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} = v_2$$

여기서 v_1, v_2 는 각상에 인가되는 상전압, i_1, i_2 는 각 고정자 권선에 흐르는 상전류이며 R_1, R_2 는 각상의 권선저항이다. 또 λ_1, λ_2 는 각상의 쇄교자속(flux linkage)을 나타내는데 이는 영구자석의 착자형상과 고정자 및 가동자의 돌극 형상에 의해 결정된다. 쇄교자속은 상전류와 가동자의 전기적인 위치 θ 의 함수로 나타낼 수 있으며 전기각에 대한 2π 주기 함수이다.

$$\lambda_k(i_k, \theta_r + 2\pi) = \lambda_k(i_k, \theta_r), \quad k = 1, 2 \tag{2.2}$$

식 (2.2)를 식(2.1)에 대입하여 전개하면 아래의 상전압 동적 방정식을 얻을 수 있다.

$$R_1 i_1 + L_1(i_1, \theta_r) \frac{di_1}{dt} + E_1(i_1, \theta_r, \dot{\theta}_r) = v_1$$

$$R_2 i_2 + L_2(i_2, \theta_r) \frac{di_2}{dt} + E_2(i_2, \theta_r, \dot{\theta}_r) = v_2 \tag{2.3}$$

여기서 L_k 는 k 상의 인덕턴스, E_k 는 k 상의 역기전력을 나타내며 다음과 같이 정의된다.

$$L(i, \theta) \triangleq L_0 + \tilde{L}_c(\theta) + \tilde{L}_0(\theta) \text{sgn}(i) \tag{2.4}$$

$$E(i, \theta, \dot{\theta}) \triangleq \dot{\theta} \{g(\theta) + \tilde{L}_c(\theta) + \tilde{L}_0(\theta)|i|\}$$

여기서 L_0 는 가동자의 위치에 무관한 평균값이며, \tilde{L}_c 는 가동자의 위치에 대한 변화분이고, \tilde{L}_0 는 고정자 전류의 방향과 가동자의 위치에 의존하는 인덕턴스분이다. 또 역기전력의 우변의 첫항 $g(\theta)$ 는 영구자석에 의한 쇄교자속의 위치에 따른 변화분을 나타내며 이 자속에 의한 역기전력이며 나머지 두항은 가변자기저항에 의한 역기전력분이다.

발생 토오크식을 유도하기 위하여 자기 수반에너지(Magnetic Co-energy)법을 사용할 수 있는데 이것은 에너지 보존법칙에 기초한 힘 계산법으로서 입력된 전기적 에너지는 저장된 자기에너지와 열로 소비된 에너지와 같다는 원리를 이용한 것이다. 이에 의하면 전기적으로 발생하는 총토오크

T_r 는 수반에너지 W_c 의 θ 에 대한 편미분으로 표시될 수 있다.

$$T_r(i_1, i_2, \theta_r) = N_r \frac{dW_c(i_1, i_2, \theta_r)}{d\theta} \quad (2.5)$$

$$= N_r \left\{ g(\theta) + \frac{1}{2} \tilde{L}'_c(\theta) i + \frac{1}{2} \tilde{L}'_0(\theta) |i| \right\} i$$

위의 식에서 보는 바와 같이 발생 토오크는 영구자석에 의한 힘과 전자석에 의한 힘으로 구성됨을 알 수 있다.

마지막으로 기계적인 부분의 동역학 모델은 Newton의 운동법칙에 의해 다음 식으로 구해진다.

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + T_L = T_e \quad (2.6)$$

여기서 상수 J, B, T_L 은 각각 관성모멘트, 마찰계수, 부하토크를 나타낸다.

3. 전류제어

전동기를 고성능으로 구동하기 위해서는 전류제어가 필수적이다. 전류제어는 전동기의 각 상태변수들 중에서 그 동특성이 가장 빠른 상전류를 원하는 값으로 제어하므로써 전체 시스템의 동특성을 보다 단순화시켜 원하는 속도, 토크, 위치제어를 보다 용이하게 달성하는 수단이다.

전류제어기는 FET, IGBT 등 고속의 스위칭소자와 마이크로프로세서, DSP(Digital Signal Processor), EPLD(Electrically Programmable Logic Device) 등의 고속신호처리가 가능한 디지털소자의 개발에 힘입어 다양한 형태의 PWM(Pulse Width Modulation)기법과 결합되면서 간단하면서도 정밀하게 구현할 수 있게 되었다. 전류제어기와 전력증폭부의 구성이 아래 그림 2에 나타나 있다.

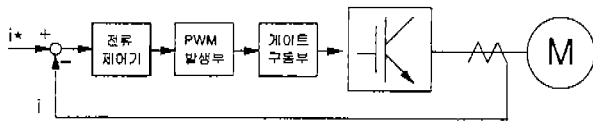


그림 2 전류제어기-전력증폭부의 구성

전류 제어기법 중에서 가장 간단하고 많이 사용되는 것은 고전적인 비례-적분(Proportional-Integral)제어기법이다. 이 방식은 느리게 변화하는 전류명령이나 외란에 대해서는 충실한 추종성을 나타내지만 급변하는 전류명령에는 추종 지연의 문제가 심각하게 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 동기 좌표계에서 동작하는 PI 전류제어기가 제안되었는데 이는 전류제어에 있어서 가장 큰 외란인 역기전력 및 전류명

령이 동기좌표계에서는 회전자의 위치에 대해 독립적인 량이 되므로 정상상태의 전류오차를 0으로 보내는 우수한 특성을 보이게 된다.

다음으로 임의로 변화하는 전류명령을 추종하기 위한 직접 제어방식중 가장 단순한 형태는 뱅뱅(bang-bang)형 전류제어기와 고이득 전류제어기이다. 이러한 형태의 포화전류제어기는 아래의 식으로 표시될 수 있다.

$$v_k = M \operatorname{sat}\left(\frac{i_k^* - i_k}{\delta}\right), \quad k=1, 2 \quad (3.1)$$

여기서 i_k^* 는 각상의 전류명령을 나타내고 M, δ 는 양의 상수이다. 또 포화함수 sat 은 다음과 같이 정의된다.

$$\operatorname{sat}(x) \triangleq \begin{cases} x, & |x| < 1 \\ \frac{x}{|x|}, & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (3.2)$$

위의 포화함수의 정의로부터 포화전류제어기는 전압제한을 가진 고이득 전류제어기와 등가임을 알 수 있고, 불연속적인 뱅뱅형 전류제어기의 연속적인 형태의 근사화로도 볼 수 있으며 $\delta \rightarrow 0$ 를 취하면 뱅뱅형 전류제어기가 됨을 알 수 있다. 여기서 M/δ 값이 충분히 크면 상전류가 전류명령을 충분히 작은 오차내로 추종하게 된다. 그런데 실제로 뱅뱅형 전류제어기를 구현하려고 하면 스위칭소자의 스위칭 주파수의 물리적인 한계가 있으므로 전류의 정상상태 오차가 존재할 수 있으며 채터링(chattering) 현상 등이 발생하게 된다.

Sharkey와 O'Reilly는 유한한 이득으로 완전한 전류추종을 달성하는 기법을 제안하였고 이를 하이브리드형 LPM에 적용하면 다음과 같은 형태의 전류제어기를 얻을 수 있다.

$$v_k = R_s i_k^* + E(i_k^*, N_r \theta_m \frac{\pi}{2} (K-1), N_r \dot{\theta}_m) \quad (3.3)$$

$$+ L(i_k^*, N_r \theta_m \frac{\pi}{2} (k-1)) \frac{di_k^*}{dt} + \frac{1}{\varepsilon} (i_k^* - i_k), \quad k=1, 2$$

여기서 $\varepsilon > 0$ 이다. 파라미터와 전류명령의 변화분을 정확히 알 수 있는 이상적인 상황에서 임의의 ε 에 대해서 전류추종오차를 0으로 보낼 수 있다.

다음으로 적용할 수 있는 전류제어기로 예측전류제어기(predictive current controller)가 있다. 이러한 예측전류제어기를 하이브리드 LPM에 적용하면 아래의 식과 같다.

$$v_k[n] = R_s i_k[n] + E(i_k[n], N_r \theta_m[n] - \frac{\pi}{2} (k-1), N_r \dot{\theta}_m[n])$$

$$+ L(i_k[n], N_r \theta_m[n] - \frac{\pi}{2}(k-1) \left\{ \frac{i_k^*[n+1] - i_k^*[n]}{T_s} \right\}$$

$$k = 1, 2 \quad (3.4)$$

여기서 T_s 는 샘플링시간이며 $v_k[n], i_k[n], i_k^*[n], \theta_m[n], \dot{\theta}_m[n]$ 은 $t = nT_s$ 에서의 샘플링 값을 나타낸다. 이러한 예측전류제어기는 이득설정의 어려움 없이 쉽게 고 성능의 전류추종제어 목적을 달성할 수 있으며 전류제어 루프의 디지털화 추세에도 잘 부합된다.

최근 선형화기법을 도입한 강인한 전류제어기법이 LPM의 전류제어에 제안되고 있는데 이러한 전류제어기의 형태는 아래와 같다.

$$v_k = \hat{R}_s i_k + \hat{E}(i_k, N_r \theta_m - \frac{(k-1)\pi}{2}, N_r \dot{\theta}_m) + \hat{L}(i_k, N_r \theta_m - \frac{(k-1)\pi}{2}) \left\{ \frac{di_k^*}{dt} + k_p(i_k^* - i_k) \right\} + \hat{v}_k \quad k = 1, 2 \quad (3.5)$$

여기서 $\hat{R}_s, \hat{E}, \hat{L}$ 은 각 파라미터의 모델을 의미하며 i_k^* 는 각상에서의 전류명령이다. $\frac{di_k^*}{dt}$ 는 전류추종 명령의 변화율의 추정치이며 \hat{v}_k 는 모델 불확실성에 대한 강인성을 주기 위한 입력이고 k_p 는 임의의 양의 실수이다. 실제의 구현에 있어서 약간의 모델 및 추정오차가 있을 수 있으므로 정상상태의 오차를 수반하게 되는데 이는 이득 k_p 를 증가시키므로써 원하는 정도로 이 오차를 감소시킬 수 있다.

4. 토크 제어

4.1 마이크로스텝 구동과 토크 제어의 한계

앞의 식 (2.5)에서 보는 것처럼 하이브리드형 LPM의 토크 크는 영구자석에 의한 토크성분과 가변자기저항에 의한 토크성분의 합으로 표시된다. 전술한 바와 같이 상 인덕턴스는 기본적으로 가동자의 위치에 의존하게 되는데 가동자의 돌극들이 전기적으로 π 만큼 위상차를 가지기 때문에 자기 저항의 변화에 의한 토크 성분 즉, VR 성분에 의한 토크 성분을 억제하도록 설계된다. 따라서 이 성분을 무시하면 발생토크는 단순히 영구자석에 의한 토크성분만 남게 된다. 영구자석에 의한 쇠교자속의 변화분 즉, $g(\theta)$ 는 가동자의 위치에 따라 정현파 형태가 된다. 따라서 각상의 토크는 아래의 식으로 표시할 수 있다.

$$T_{e1}(i_1, \theta) = -ki_1 \sin \theta$$

$$T_{e2}(i_2, \theta) = +ki_2 \cos \theta \quad (4.1)$$

여기서 T_{e1}, T_{e2} 는 각상의 토크이며 i_1, i_2 는 각상의 여자전류이고 θ 는 가동자의 전기적 위치각이며 k 는 토크 상수이다. 여기에서 아래와 같은 여자전류를

$$i_1 = I_R \cos \mu$$

$$i_2 = I_R \sin \mu \quad (4.2)$$

여기서 I_R : 정격전류, μ : 전류의 위상각

각상에 흘리던 총 발생토크는 다음의 식으로 표시된다.

$$T(i_1, i_2, \theta) = kI_R(-\cos \mu \sin \theta + \sin \mu \cos \theta) = kI_R \sin(\theta - \mu) \quad (4.3)$$

위의 식에서 볼 수 있는 바와 같이 각상의 전류를 sin, cos 파형으로 전류 제어하면 일정한 토크를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이러한 토크제어방식을 미니스텝(Ministep) 혹은 마이크로스텝(Microstep) 구동방식이라고 한다.

그러나 이러한 구동방식은 공극에서의 영구자석에 의한 지속 분포가 정현파 형태라는 것과 고정자-가동자의 상대적 위치의 변화에 따르는 인덕턴스의 변화가 없다고 하는 가정에서 출발한 제어방식이다. 실제의 LPM에서는 제작상의 불완전성이나 불균일성에 의해 영구자석에 의한 지속분포가 정현파 형태에서 벗어나게 되며 누설자속에 의해 릴럭턴스(Reluctance) 힘 성분이 무시할 정도로 작게 되기는 쉽지가 않다. 따라서 이러한 것들이 힘의 리플(Ripple)을 발생시키며 결과적으로 속도제어나 위치제어의 정밀도를 저하시키게 된다.

4.2 푸리에 급수에 의한 보상기법

힘의 리플을 제거하여 안정적으로 운전하고 속도 및 위치제어의 정밀도를 향상하기 위한 힘제어기의 설계는 Patterson에 의해 제안되었는데 이는 푸리에급수(Fourier Series)를 이용하여 힘 리플의 고조파 성분을 보상하는 방법을 취했다. 실제적인 LPM에 있어서 토크는 아래의 식으로 주어진 것과 같이 다수의 고조파를 포함한 형태가 된다.

$$T_1 = -i_1(k_1 \sin \theta + k_2 \sin 2\theta + k_3 \sin 3\theta + \dots) \quad (4.4)$$

$$T_2 = -i_2(k_1 \cos \theta + k_2 \cos 2\theta + k_3 \cos 3\theta + \dots)$$

따라서 식(4.2)를 식 (4.4)에 대입하면

$$T = I_R \{ k_1 \sin(\theta - \mu) + 2\sqrt{2} \sin 2\theta \sin(\mu + \pi/2) + k_3 \sin(3\theta - \mu) + \dots \} \quad (4.5)$$

으로 된다. 따라서 식 (4.2)와 같이 전류제어가 완전하게 된 다하더라도 $\theta = \mu$ 인 지점에서 발생토크가 0이 되는 안정 점이 되지 않는다. 이것은 전류가 선형적으로 제어된다해도 가동자는 선형적으로 이동하지 않는다는 것을 의미한다.

이것을 보상하기 위한 방법으로써 식 (4.2)와 같은 전류를 흘려 LPM을 구동하고 이때 발생하는 힘의 리플을 측정하여 이 중에서 원하는 고조파 성분을 제거할 수 있도록 전류명령의 푸리에 계수를 선택하는 것이다.

$$\begin{aligned} i_1 &= I_R (k_1 \cos \theta - k_2 \sin 2\theta + k_3 \cos 3\theta + \dots) \\ i_2 &= I_R (k_1 \sin \theta - k_2 \sin 2\theta + k_3 \sin 3\theta + \dots) \end{aligned} \quad (4.6)$$

그러나 이러한 방식은 상 인덕턴스 변화에 의한 힘, 즉 VR 힘 성분이 무시할 정도로 작고 영구자석에 의한 자속의 분포가 대칭적이고 정현파 형태를 크게 벗어나지 않는다는 가정을 전제로 하기 때문에 일반적인 형태의 하이브리드 LPM에 적용되기에는 한계가 있다.

Chen 등은 푸리에급수에 근거한 힘제어기의 설계방식을 더 개선시켰는데 이는 속도제어를 행하면서 힘 리플에 의해 발생하는 속도리플 성분을 이용하는 형태의 적응 힘제어기를 제안한 것이다.

4.3 선형화 제어기법

Zrubi 등은 새로운 접근방식으로 선형화(Linearization)기법을 사용한 선형화제어기를 설계하였는데 하이브리드 스텝 모터에 적용하였을 때 직류전동기와 동일한 동특성을 갖게 된다.

이 방법을 보다 일반화시킨 선형화 힘제어기를 설계하여 하이브리드형과 VR형 LPM에 적용할 수 있다.

먼저 식 (2.6)에서 주어진 단순화된 비선형 시스템을 선형화하기 위하여 전류제한치하에서 다음의 조건으로 주어지는 전류명령함수 f 를 찾아보자.

$$\begin{aligned} f(\tau, \theta) &\in I(\theta) \\ f(\tau, \theta + 2\pi) &= f(\tau, \theta) \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$T(f(\tau, \theta), \theta) + T(f(\tau, \theta - \frac{\pi}{2}), \theta - \frac{\pi}{2}) = \tau$$

그러면 다음 식으로 주어지는 전류명령 i_k 는

$$i_k^* = f(\tau, N_r \theta_m - \frac{(k-1)\pi}{2}), k = 1, 2 \quad (4.8)$$

다음과 같이 선형화 된다.

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + T_L = \tau \quad (4.9)$$

여기서 힘명령 τ 는 선형화된 시스템의 입력이 된다. 식 (4.7)을 만족하는 함수는 아래의 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} i_1^* &= \eta \left(\frac{F^*}{2} (1 - h(N_r \theta_m)) \right) \\ i_2^* &= \eta \left(\frac{F^*}{2} (1 - h(N_r \theta_m - \pi/2)) \right) \\ \eta(u, \theta) &= \begin{cases} 0, & \text{if } g(\theta) = 0 \text{ or } u = 0 \\ u / N_r g(\theta), & \text{if } g(\theta) \neq 0 \text{ or } D(u, \theta) = 0, u = 0 \\ \frac{-|g(\theta) + \sqrt{|g(\theta)|^2 + \text{sgn}(g(\theta))D(u, \theta)}| u / N_r}{D(u, \theta)}, & \end{cases} \end{aligned} \quad (4.10)$$

여기서

$$D(u, \theta) = \text{sgn}(g(\dot{\theta})) \tilde{L}_r(\theta) + \text{sgn}(u) \tilde{L}_0(\theta) \quad (4.11)$$

위에서 h 는 자유함수라 불리는 것으로 추력선형화 이외의 다른 제어목적의 달성을 위해 사용되어질 수 있다. 예를 들면 상저항에 의한 전력손실을 최소화하거나 전류제어기가 추종하기 쉬운 전류명령이 되도록 선택해 줄 수 있다.

5. 결 론

마이크로스텝 구동방식과 선형화제어기법의 성능을 비교하기 위하여 X-Y 테이블을 구성하였다. X-Y테이블은 2대의 평판형 HB LPM으로 구성되어 있는데 X축의 한쪽은 리니어베어링으로 고정하여 비틀림 없이 잘 이동할 수 있게 하였으며 클로즈드 루프의 선형화제어기법의 적용과 제어정밀도의 관측을 위하여 각각에 리니어스케일을 취부해 놓았다. 이 리니어스케일의 입력은 전용의 표시장치와 제어기로 동시에 입력되므로 제어기에서의 검출 정밀도를 비교할 수 있게 하였다. X-Y 테이블의 동작 상태를 관찰하기 위하여 Y축 LPM의 가동자에 펜을 고정하여 두었으며 이 펜은 슬레노이드에 의해 Up/Down이 가능하게 하였다.

아래의 그림 3과 4는 각각 마이크로스텝방식과 선형화제어기법에 의한 위치제어로 X-Y테이블을 원운동시켰을 때의 결과를 보여준다. 그림 3에서 보는 것처럼 마이크로스텝방식의