

LC공진 회로와 PPF제어기를 이용한 자체 측정식 자기 서스펜션 시스템

Self-Sensing Magnetic Suspension System using an LC Resonant Circuit with a Positive Position Feedback Controller

최 창 환, 박 기 환
(Chang Hwan Choi and Kyi Hwan Park)

Abstract : A self-sensing magnetic suspension system utilizing a LC resonant circuit is proposed by using the characteristic that the inductance of the magnetic system is varied with respect to the air gap displacement. An external capacitor is added into the electric system to make the levitation system be statically stable system, which much relieves the control effort required to stabilize the magnetic suspension system of having an intrinsic unstable nature. For the realization of the self-sensing magnetically levitated system, an amplitude modulation / demodulation method is used with a positive position feedback controller. Experimental results are presented to validate the proposed method.

Keywords : magnetic suspension, LC resonant circuit, self-sensing, positive position feedback controller

I. 서론

자기 서스펜션 시스템은 반도체 제조 공정이나 정밀 화학가공 분야 같은 초정정 환경을 요구하는 제조 공정이나 능동자기 베어링 등의 비접촉식 운동 기구가 요구되는 부분에 많이 사용되고 있다. 비접촉식 운동 기구의 경우 마찰 등으로 인한 먼지의 발생이 적고 열 발생이 적으며 시스템의 정밀도를 크게 향상시킬 수 있는 장점이 있다. 그러나 기존의 비접촉식 장치들은 가격 면에서 경쟁력을 갖지 못하기 때문에 실용화에 어려움이 있었다. 본 연구에서는 가격의 결정에 결정적인 역할을 하는 센서 시스템을 간소화하여 가격 경쟁력을 가지는 자기 서스펜션 시스템을 구현하였다.

자기 시스템의 상호 에너지 변환 원리와 간접 측정 방법을 이용하여 기존의 변위·속도 센서를 대체 할 수 있는 시스템을 구성할 수 있다. 자기 시스템을 전기·기계계가 연성되어 있는 시스템으로 볼 경우 자기 시스템의 인덕턴스는 변위에 따라 변하는 가변 인덕턴스로 볼 수 있다. 그러므로 변위에 따라 회로에 흐르는 전류의 크기가 변하게 되므로 간접적으로 변위를 측정할 수 있다.

기존의 자기 측정(self-sensing) 방법의 경우 크게 세 가지로 요약할 수 있다. 첫 번째는 Kaplan 등이[1][2] 제안한 LCR공진 회로를 이용한 개루프 제어 방식이다. 자기 시스템의 가변 인덕턴스와 외부 콘덴서로 구성되는 시스템의 공진 주파수가 변위에 따라 변하게 되는데 회로의 여기 주파수가 이 공진 주파수 보다 클 경우 자기력은 복원력의 특성을 갖게 된다. 그러므로 자기 시스템을 페루프 제어 없이 안정하게 만들 수 있다. 그러나 이 실제로 적용하기에는 어려운 단점이 있다. 두 번째는 Vi-

표 1. 기존의 자체 측정 방법의 비교.

Table 1. Comparison of the conventional self-sensing mechanisms.

구분	자체 측정 방법	구동 신호	특성
개루프 제어방식 [1][2]	없음	사인 파형 여기	적은 댐핑이나 음의 댐핑을 가짐.
관측기를 이용한 방식 [3][4][5]	관측기	일반적인 피드백 제어	구조가 복잡함.
PWM 방식 [6][7]	PWM 제어 신호로부터	PWM 신호	측정 이득이 듀티비에 따라 변하고 복잡한 구조를 가짐.
	고주파 캐리어 신호로부터	PWM 신호	복잡한 구조를 가짐 고속 전자 소자 필요.

cher 등이 [3][4][5] 제안한 관측기를 이용한 측정법으로 관측기의 경우 시스템의 모델을 바탕으로 구성되기 때문에 고차의 시스템이거나 모델하기 어려운 시스템의 경우 적용하기 어렵다는 단점을 가지고 있다. 마지막으로 Okada 등은 [6][7] 고주파의 PWM(Pulse Width Modulation) 제어 신호로부터 변위를 측정하는 방법을 제안하였다. PWM 신호의 듀티비가 일정할 경우 변위 신호와 전류 신호는 비교적 선형 관계가 있으나 제어 동작으로 인해 듀티비가 불가피하게 변하게 되므로 센서의 게인이 심하게 변하는 특성을 갖게 된다. 표 1은 기존의 자체 측정식 방법들의 종류와 특징을 보여 주고 있다.

본 연구에서는 새로운 형태의 자체 측정 방식을 제안하고 피드백 제어를 이용하여 개루프 방식의 단점인 적은 댐핑 특성을 보완하여 시스템을 안정화시키고 응답 특성을 향상시켰다. 자체 측정 방법으로는 진폭 복조(amplitude demodulation) 방식을 사용하였다. 이 방식의 경우

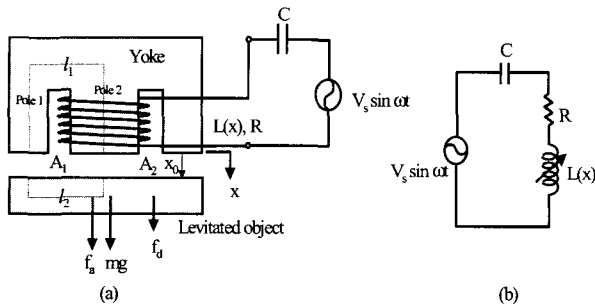


그림 1. (a) 자기 부상 시스템의 구성도, (b) LRC 회로 모델.

Fig. 1. (a) Schematic diagram of the magnetic levitation system, (b) LRC circuit model.

그림 1(a)는 본 연구에서 구성한 자기 서스펜션 시스템의 신호가 가해진 제어 신호에 영향을 받지 않기 때문에 정확한 변위 측정이 가능한 장점을 가지고 있고 높은 대역폭을 가진 스위칭 및 전자 소자를 필요로 하는 기존의 방식에 비해 비용 면에서 유리하다. 외부에 콘덴서 1서를 부착하여 시스템을 정적인 안정 상태로 만들고 제어기를 설계하여 제어기 구조를 간단하게 할 수 있는 장점이 있다. 안정화 제어기로는 진폭 변조(amplitude modulation) 방식을 사용한 PPF(Positive Position Feedback) 제어기를 사용하였다. 제한한 자기 측정 방식을 일차원 운동을 하는 자기 서스펜션 시스템에 적용하여 실험적으로 증명하였다.

II. 시스템 모델링 및 해석

1. 자기 회로 해석

그림 1(a)는 본 연구에서 구성한 자기 서스펜션 시스템의 구성을 그린 그림이다. 그림에서 l_1, l_2, A_1, A_2 는 각각 요크에서 자속 경로의 총길이, 부상체에서 자속 경로의 총길이, pole 1의 단면적, pole 2의 단면적을 나타낸다. x, x_0, f_a, f_d, mg 는 각각 부상체의 변위, 기준 위치, 자기력, 외란, 중력을 나타낸다. 자기 시스템에 외부 콘덴서 C 가 부착되어 있으며 주파수 ω , 진폭 V_s 를 가진 전압 신호가 가해진다. 자기 시스템의 전기 회로는 그림 1(b)와 같이 LCR회로로 모델링할 수 있다.

누설 자속과 공극에서의 프링징 효과를 무시할 경우 인덕턴스는

$$L(x) = \frac{K_1}{G_1x + G_2} \tag{1}$$

와 같다. 여기에서 $K_1 = \mu_0 A_2 N^2$, $G_1 = 1 + A_2/2A_1$ 와 $G_2 = \frac{l_1 + l_2}{2\mu_r}$ 이다. N, μ_0, μ_r 은 각각 코일의 감은 수와 공기와 요크의 투자율을 나타낸다. 본 연구에서 제안한 서스펜션 시스템은 인덕턴스의 변화에 따라 전류의 크기가 자동적으로 변하게 되는 특성을 이용하기 때문에 기준 위치에서의 인덕턴스의 변화량이 클 수록 유리하다. 그러므로 비투자율이 큰 재료를 사용하는 것이 유리하고 고정자를 E형 요크로 구성할 경우 A_1 에 대한 A_2 의 비

를 줄임으로써 변위에 대한 민감도를 높일 수 있다. 요크와 부상체는 규소강을 적층하여 제작하였으며 A_2/A_1 은 2로 결정한다.

자기 시스템에 저장된 자기 에너지를 x 에 대해 미분하여 자기력을 구하면

$$f_a = \frac{1}{2} \frac{\partial L(x)}{\partial x} i(t)^2 = -\frac{1}{2} \frac{K_1 G_1}{(G_1 x + G_2)^2} i(t)^2 \tag{2}$$

이다[8]. 위 식에서 알 수 있듯이 f_a 는 항상 음수의 값을 가지기 때문에 부상체는 항상 $-x$ 방향으로 자기력을 받게 되며 x 가 커질수록 자기력은 약해지고 줄어들면 자기력은 커지는 특성을 가지고 있다. 이와 같은 자기력의 특성은 피드백 제어가 없는 복원력을 만들기가 어렵다.

2. 전기회로해석

자기 시스템의 전기 회로는 그림 1(b)와 같이 인덕턴스 $L(x)$ 와 내부 저항 R , 외부 콘덴서 C 로 나타낼 수 있다. 부상체의 운동은 비교적 느리다는 가정하에 자기 시스템의 역기전력은 무시하였다. 외부에서 사인파형을 여기 전압 $V_s \sin \omega t$ 를 회로에 가했을 때 흐르는 전류는

$$i(t) = \frac{V_s}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L(x) - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \sin(\omega t + \phi) \tag{3}$$

이다. 여기에서 $\phi = -\tan^{-1} \frac{\omega L(x) - 1/\omega C}{R}$ 이다. 전기 회로의 공진 주파수 ω_e 는 $\sqrt{\frac{1}{L(x)C}}$ 로 정의할 수 있다. 회로의 여기 주파수 ω 가 서스펜션 시스템의 기계 주파수 보다 충분히 크다고 가정하면 전류는 RMS(root mean square)값으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{rms} = \frac{V_s/\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L(x) - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \tag{4}$$

그림 2는 ω 의 변화에 대한 i_{rms} 의 변화를 나타내는 그림이다. ω 가 일정한 상태에서 부상체가 x_0 에서 δ 만큼

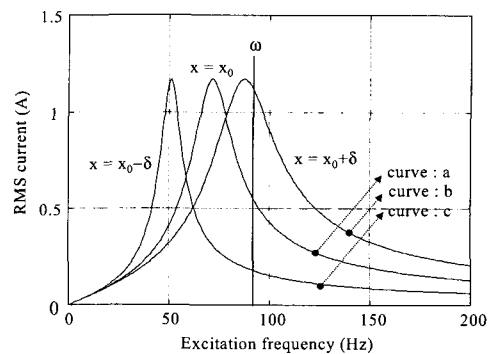


그림 2. 부상체의 각각의 위치에서의 여기주파수 변화에 대한 RMS 전류 크기의 변화.

Fig. 2. RMS current with respect to the excitation frequency for different positions of the levitated object.

아래로 움직였다고 하면 인덕턴스가 감소하게 되고 전기적 공진 주파수는 커지게 된다. 그러므로 i_{rms} 곡선이 curve b에서 curve a로 옮겨간다. 결과적으로 흡인력이 증가하게 되고 부상체는 원래의 위치로 돌아오게 된다. 반대로 부상체가 δ 만큼 위로 움직였다고 하면 인덕턴스가 증가하게 되고 i_{rms} 곡선이 curve c로 옮겨가게 된다. 결과적으로 흡인력이 감소하게 되고 부상체는 원래의 위치로 돌아오게 된다. 이것은 자체 안정식 서스펜션 시스템의 기본적인 동작 원리이다. 인덕턴스가 위치에 따라 변하는 특성을 이용하여 여기 주파수가 공진 주파수보다 어느 정도 이상 크면 센서가 없는 자기 안정식 자기 서스펜션 시스템을 구성할 수 있다.

3. 안정 조건 판별

전기회로의 해석에서 전류의 값을 RMS값으로 근사하여 해석한 모델을 이용하여 자기력의 특성을 정적인 안정력으로 만드는 조건을 구할 수 있다. 시스템의 운동방정식은

$$m \ddot{x} = f_a + mg + f_d \tag{5}$$

로 표현할 수 있다. (4)로 구해진 전류의 RMS값을 (2)에 대입하여 f_a 를 구하면

$$f_a = -\frac{1}{4} \frac{K_1 G_1 V_s^2}{(G_1 x + G_2) \left(R^2 + \left(\frac{\omega K_1}{G_1 x + G_2} - \frac{1}{\omega C} \right)^2 \right)} \tag{6}$$

이다. f_a 를 기준 위치 x_0 에서 선형화 하면

$$f_a(x) = f_a(x_0) + \left. \frac{\partial f_a(x)}{\partial x} \right|_{x_0} \delta x \tag{7}$$

이다. (5)-(7)와 $x = x_0 + \delta x$ 를 이용하여 선형화된 운동방정식을 구하면

$$m \delta \ddot{x} + k \delta x = f_d \tag{8}$$

와 같다. 여기에서 k 는 자기 스프링의 스프링 상수를 나타내며 $-\left. \frac{\partial f_a(x)}{\partial x} \right|_{x_0}$ 로 정의된다. 안정 조건은

$$f_a(x) = -mg \tag{9}$$

이다. 기계 시스템의 공진 주파수 ω_m 은 $\sqrt{\frac{k}{m}}$ 로 표현된다. 여기에서 m 은 부상체의 질량을 나타낸다.

자기 서스펜션 시스템이 안정한 시스템이 되기 위해서는 기준 위치에서 부상체에 작용하는 자기력이 복원력이 되어야 하므로 k 가 양수라는 조건을 만족해야 한다. 자기력이 복원력이 되기 위한 조건은

$$-\frac{\partial f_a}{\partial x} = -\frac{K_2 \{ (G_1 x + G_2)(R^2 + R_{lc}^2) - K_1 R_1 \omega \}}{2(G_1 x + G_2)^4 (R^2 + R_{lc}^2)^2} > 0 \tag{10}$$

이다. 여기에서 $K_2 = K_1 G_1^2 V_s^2$, $R_{lc} = \omega L(x) - 1/(\omega C)$.

위 식의 분자 부분을 ω 에 대하여 정리하면 조건을 만족

하는 입력주파수는 다음과 같다.

$$\omega > \frac{1}{\sqrt{L(x)C - C^2 R^2}} \tag{11}$$

4. 안정화 시스템 설계

자기 서스펜션 시스템이 외란에 민감하지 않은 특성을 갖게 하기 위해서 외란에 대한 변위의 변화를 살펴본다. 변위와 외란의 관계를 나타내는 전달 함수 $G_d(s)$ 는 (8)로부터

$$G_d(s) = \frac{\delta x(s)}{f_d(s)} = \frac{1}{ms^2 + k} \tag{12}$$

과 같다. 여기에서 $\delta x(s)$ 와 $f_d(s)$ 는 $\delta x(t) = x(t) - x_0$ 와 외란 $f_d(t)$ 의 라플라스 변환을 나타낸다. (12)의 직류이득은

$$\lim_{s \rightarrow 0} G_d(s) = \frac{1}{k} \tag{13}$$

이다. 이 식에서 알 수 있듯이 k 값을 되도록 크게 하는 것이 유리함을 알 수 있다. C 의 값과 ω 의 값의 변화에 따른 등가 강성 선도(equivalent stiffness line)을 그려서 높은 강성을 가지며 시스템의 파라미터 변화에 덜 민감한 시스템을 설계할 수 있다. 그림 3(a)와 (b)는 $x_0=1mm$, $V_s=10V$ 일 경우와 $x_0=1mm$, $V_s=5V$ 일 경우의 $C-\omega$ 그래프를 나타내고 그림 3(c)와 (d)는 $x_0=2mm$, $V_s=10V$ 일 경우와 $x_0=2mm$, $V_s=5V$ 일 경우의 그래프를 나타낸다. 그림에서 o-line은 식(11)로부터 구할 수 있으며 o-line의 위쪽 부분은 식(11)의 안정 조건을 만족한다. 그림 3의 네 개의 그림을 비교해 보면 요구되는 강성의 값이 커질 수록 공극의 길이가 클 수록, 입력 전압이 작을수록 설계 공간(design space)은 점점 좁아짐을 알 수 있다. C 와 ω 의 값이 좁은 영역에서 설정될 경우

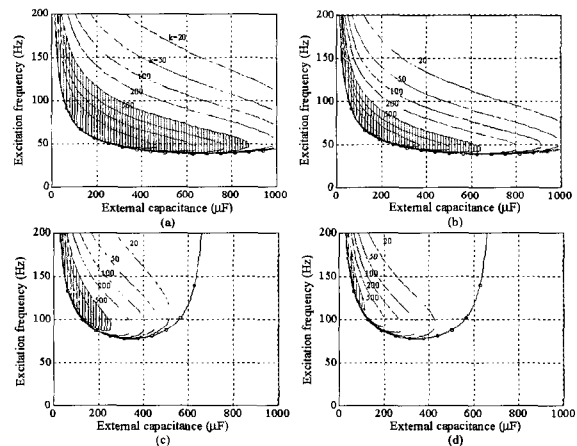


그림 3. 여러 가지 k값에 따른 C-ω 그래프.

(a) $x_0=1mm$, $V_s=10V$, (b) $x_0=1mm$, $V_s=5V$,
(c) $x_0=2mm$, $V_s=10V$, (d) $x_0=2mm$, $V_s=5V$.

Fig. 3. C-ω graph for the different values of k

(a) $x_0=1mm$, $V_s=10V$, (b) $x_0=1mm$, $V_s=5V$,
(c) $x_0=2mm$, $V_s=10V$, (d) $x_0=2mm$, $V_s=5V$.

시스템의 미소 파라미터 변화에 대해 특성이 심하게 변하게 되므로 쉽게 안정성을 잃게 될 수도 있다. 예를 들면 외부 커패시턴스 $800\mu F$, 여기 주파수 $50Hz$ 로 설정할 경우 그림 3(a)의 경우 안정하고 강성도 $500N/m$ 이상 되는 영역에 있는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 3(b)의 경우에는 안정하지만 강성이 작아지는 것을 볼 수 있다. 그림 3(c)(d)의 경우에는 모두 불안정한 특성을 보이기 때문에 이 설계 값은 기준 변위 $2mm$ 에서는 안정성을 보장하지 못한다는 것을 알 수 있다. 그림에서 알 수 있듯이 안정 조건을 만족하는 상태에서 되도록 적은 커패시턴스를 갖는 콘덴서를 사용하는 것이 넓은 영역에서 안정성을 보장하는 것을 알 수 있다. 본 연구에서는 안정 조건의 여유와 (9)를 고려하여 $k > 500N/m$ 과 $x_0 = 0.5mm$, 커패시턴스 $33\mu F$, 여기 주파수 $156.6Hz$ 로 결정한다.

위 해석과 설계 과정은 회로의 여기 주파수 ω 가 기계적 공진 주파수 ω_m 보다 충분히 크다는 가정 하에 근사화된 RMS 전류 값을 바탕으로 하였다. 그러나 RMS 전류 모델을 사용한 해석의 경우 서스펜션 시스템이 개루프 상에서 정적으로 안정할 지라도 동적인 안정성을 보장하지는 못한다[2]. 그것은 (4)와 같은 근사화된 RMS 전류값이 아닌 (3)과 같은 실제 전류를 (5)의 운동방정식에 대입하여 시스템의 극점의 변화를 살펴보면 위의 설계 값에 상관없이 항상 양의 극점을 가지는 것을 알 수 있다. 결과적으로 시스템을 안정화시키고 감쇠 성능을 향상시키기 위해서는 페루프 제어가 필요하다.

III. 센서 없는 변위 측정법

사인전압 입력 파형에 대한 외부 콘덴서 C 의 양단의 전압 V_C 는 다음과 같다.

$$V_C = \frac{V_s/\omega C}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L(x) - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \cos(\omega t + \phi) \tag{14}$$

$$= V_{\max} \cos(\omega t + \phi)$$

여기에서 V_{\max} 는 V_C 의 진폭, ϕ 는 위상지연을 나타낸다. 위 식에서 알 수 있듯이 변위는 V_C 의 진폭, 즉 V_{\max} 를 측정함으로써 알 수 있으며 이 과정은 진폭 복조 과정을 통하여 구현할 수 있다. V_s 에 대해 변위의 측정이 영향을 받지 않도록 하기 위해 V_s 에 무관한 무차원 변수 \tilde{V}_C 를 정의하면

$$\tilde{V}_C = \frac{V_C}{V_s} = \tilde{V}_{\max}(x) \cos(\omega t + \phi) \tag{15}$$

이다. \tilde{V}_{\max} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{V}_{\max} = \frac{1/\omega C}{\sqrt{R^2 + R_{lc}(x)^2}} \tag{16}$$

여기에서 $R_{lc}(x) = \omega L(x) - 1/(\omega C)$ 이다. (16)에서 알 수

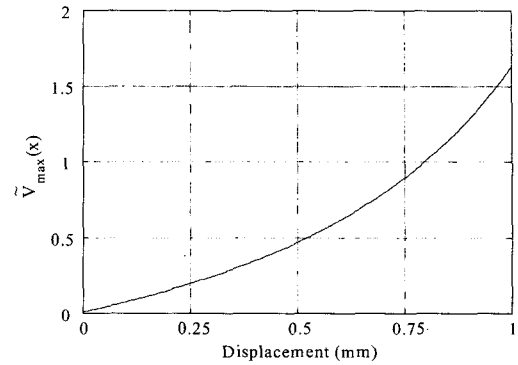


그림 4. 자체 측정 방법의 선형성 평가.
Fig. 4. Linear characteristic of the self-sensing mechanism.

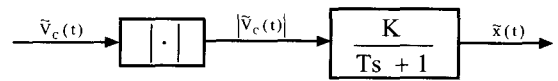


그림 5. 변위 측정을 위한 진폭 복조회로의 블럭 다이어그램.
Fig. 5. A block diagram of the amplitude demodulation circuit for the gap displacement estimation.

있듯이 \tilde{V}_{\max} 는 변위 x 만의 함수이다. (16)을 $x = x_0$ 에서 선형화 하면

$$\tilde{V}_{\max}(x) \approx \left. \frac{\partial \tilde{V}_{\max}(x)}{\partial x} \right|_{x=x_0} \cdot x \tag{17}$$

$$= \frac{G_1 L(x_0)^2 R_{lc} |_{x_0}}{K_1 C (R^2 + R_{lc}^2 |_{x_0})^{\frac{3}{2}}} \cdot x = Gx$$

여기에서 G 는 대략 $x_0 = 0.5mm$ 에서 $1.350(1/mm)$ 이다. 그림 4에서 알 수 있듯이 기준 위치에서 거의 선형적인 특성을 보임을 알 수 있다.

그림 5는 절대값 함수와 저역 통과 필터(LPF)로 구성된 진폭 복조 회로의 일반적인 블럭 다이어그램을 보여주고 있다. \hat{x} , K , T 는 간접 측정된 변위 값, 필터의 계인파 시상수를 각각 나타낸다. \hat{x} 와 \tilde{V}_C 의 관계를 미분방정식의 형태로 나타내면

$$T \dot{\hat{x}} + \hat{x} = K \cdot |\tilde{V}_C| \tag{18}$$

이다. 시간 지연을 피하면서 회로의 여기 주파수 성분을 제거하는 조건으로부터 적절한 T 와 K 의 값을 결정할 수 있다.

(18)의 대역폭이 변위의 변화에 비해 충분히 크다고 가정할 경우 과도 응답은 무시할 수 있다. 정상 상태의 응답만으로 \hat{x} 를 표현하면

$$\hat{x}(t) = \int_0^t e^{-\frac{1}{T}(t-\tau)} \cdot \frac{K}{T} \cdot |\tilde{V}_{\max} \sin \omega \tau| d\tau \tag{19}$$

$$= \tilde{V}_{\max} \cdot \frac{K}{T} \cdot e^{-\frac{t}{T}} \cdot \int_0^t e^{\frac{\tau}{T}} |\sin \omega \tau| d\tau$$

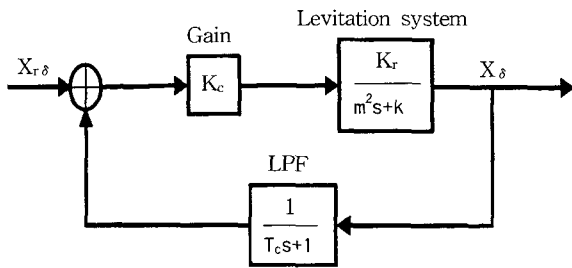


그림 6. PPF제어기의 블럭다이아그램.
Fig. 6. A block diagram of the PPF controller.

이다. Discrete 방정식 형태로 나타내면,

$$\begin{aligned} \tilde{x}(N) &= \tilde{v}_{\max} \frac{K}{T} e^{-\frac{2N\pi}{T\omega}} \cdot \sum_{n=0}^N \frac{T^2 \omega e^{2n\pi/T\omega}}{1 + \omega^2 T^2} \left(1 + e^{-\frac{\pi}{T\omega}}\right)^2 \quad (20) \\ &= \tilde{v}_{\max} \frac{\omega K T}{1 + \omega^2 T^2} \cdot \left(\frac{e^{-\frac{\pi}{T\omega}} + 1}{e^{-\frac{\pi}{T\omega}} - 1} \right) \left(1 - e^{-\frac{2\pi N}{T\omega}}\right) \end{aligned}$$

이다. (17)을 대입하고 \tilde{x} 의 정상 상태의 값을 구하면

$$\tilde{x}(\infty) = \lim_{N \rightarrow \infty} \tilde{x}(N) = \frac{\omega K T G}{1 + \omega^2 T^2} \cdot \frac{e^{-\frac{\pi}{T\omega}} + 1}{e^{-\frac{\pi}{T\omega}} - 1} \cdot x \quad (21)$$

간접 측정된 변위와 실제 변위가 같은 값을 갖도록, 즉 $\tilde{x}(\infty) = x$ 이도록 K 의 값을 결정하면

$$K = \frac{1 + \omega^2 T^2}{\omega T G} \cdot \frac{e^{-\frac{\pi}{T\omega}} - 1}{e^{-\frac{\pi}{T\omega}} + 1} \quad (22)$$

이다. T 값은 LPF가 시간 지연 없이 변위 신호를 빠르게 측정하면서 여기 주파수를 충분히 감쇠시킬 수 있도록 결정한다. 기계적 공진 주파수가 10Hz라고 하면 K 값은 0.00122이고 T 값은 0.002로 결정된다.

IV. 피드백 시스템의 안정성 평가

LPF의 K 와 T 값이 여기 주파수 성분을 감쇠시키도록 결정되기는 했으나 완전히 없애는 것은 불가능하다. 그러나 고차의 필터를 사용하여 이러한 여기 주파수 성분을 충분히 감소시킬 수도 있으며 이 때 필터의 시간 지연이 시스템의 안정성에 중요한 영향을 미치게 된다. 그러므로 여기 주파수 성분을 충분히 감쇠시키면서 시간 지연이 적도록 필터의 차수와 대역폭을 적절히 결정해야 한다. 본 연구에서는 간단히 1차 필터를 구성하였다.

관류 성분을 가진 신호가 증폭기나 미분기를 가진 제어기에 적용될 경우 자기 서스펜션 시스템을 오히려 불안정하게 만드는 결과를 낼 수 있기 때문에 본 연구에서는 노이즈 성분에 강한 특성을 가지고 있으면서도 PD 제어기와 같이 시스템의 감쇠 성능을 향상시킬 수 있는 PPF(Positive Position Feedback)제어기[9]를 사용하였다.

그림 6은 일차필터와 게인을 사용하여 구성한 PPF 제어기의 블럭다이아그램을 보여 주고 있다. 전달 함수를 구하면,

표 2. 자기 부상 시스템의 사양.
Table 2. Specification of levitation system.

구분	값
요크와 부상체의 비투자율 (μ_r)	3000
Pole 1의 단면적 (A_1)	10mm×16mm
Pole 2의 단면적 (A_2)	20mm×16mm
요크를 통과하는 자속 경로의 길이 (l_1)	90mm
부상체를 통과하는 자속 경로의 길이 (l_2)	40mm
감은수 (N)	500turns
코일의 내부 저항 (R)	6.04 Ω
부상체의 질량 (m)	112.5g

$$\frac{\delta x(s)}{\delta x_r(s)} = \frac{K_c K_f (T_c s + 1)}{m T_c s^3 + m s^2 + k T_c s + k - K_c K_f} \quad (23)$$

이다. 정상 상태 오차가 영이 되도록 하는 조건으로부터, 즉 $\delta x_r(\infty) = \delta x(\infty)$, 제어기의 게인 K_c 를 구하면 최종치 정리로부터

$$K_c = \frac{k}{2K_f} \quad (24)$$

과 같다. LPF의 시상수 T_c 는 페루프 시스템의 응답 특성을 향상시키기 위해 감쇠비가 최대가 되도록 하여 결정할 수 있다. (24)를 (23)에 대입하면

$$\frac{\delta x(s)}{\delta x_r(s)} = \frac{0.5 \omega_m^2 (T_c s + 1)}{T_c s^3 + s^2 + T_c \omega_m^2 s + 0.5 \omega_m^2} \quad (25)$$

분자와 분모를 $T_c \omega_m^3$ 로 나누면 페루프 시스템의 특성방정식은

$$\bar{s}^3 + \alpha \bar{s}^2 + \bar{s} + 0.5\alpha = 0 \quad (26)$$

여기에서 $\alpha = 1/T_c \omega_m$, $\bar{s} = s/\omega_m$. Root locus방법을 사용하여 α 값은 1.18로 결정할 수 있으며 시상수는

$$T_c = \frac{1}{1.1\omega_m} \quad (27)$$

과 같다. 진폭 변복조 회로와 PPF제어기를 가진 전체 시스템의 블럭다이아그램은 그림 7과 같다. 그림에서 V_{∞} 는 기준 여기 전압을 나타낸다.

V. 실험 결과

진폭 변복조와 PPF제어기는 DSP보드를 사용하여 구현하였으며 샘플링 주파수는 5kHz이다. 부상체는 일차원의 운동을 만들 가지도록 하기 위해 압을 사용하여 미소 회전 운동을 하도록 설계하였으며 압의 길이가 충분히 길 경우 끝 단에서는 선형 운동으로 가정할 수 있다. 표 2는 본 연구에서 제작한 자기 서스펜션 시스템의 사양을 보여 주고 있다.

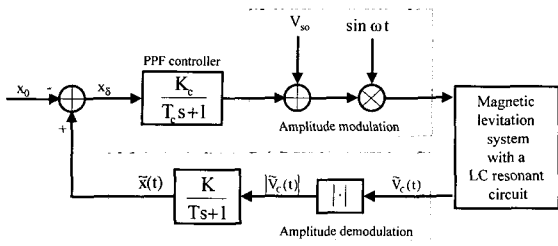


그림 7. 전체 시스템의 블럭다이어그램.
Fig. 7. The block diagram of the overall system.

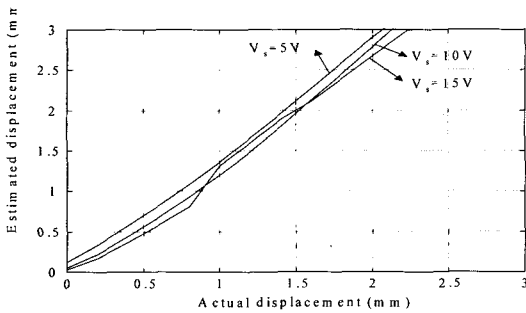


그림 8. V_c 의 변화에 대한 자체 측정 방법의 선형성.
Fig. 8. Linear characteristics of the self-sensing mechanism with the variation of V_c .

그림 8은 V_c 의 크기를 5, 10, 15V로 변화시켜 가면서 간접 측정된 변위를 레이저 변위 측정 장치로 측정한 변위와 비교한 그림을 보여 주고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 0점에서의 오프셋을 고려하면 간접 측정 변위 신호가 대략 0.5 mm 내에서는 실제 변위와 잘 일치함을 볼 수 있다. 변위와 측정 전압사이에는 그림 4와 같은 특성을 갖기 때문에 변위가 점점 커질수록 오차는 더 커지는 것을 볼 수 있다. 그러나 기준 위치 부근까지는 충분히 선형적인 특성을 갖는다. 그리고 PWM 방식에 비하여 V_c 의 변화에 상관없이 거의 일정한 센서 특성을 보여 주고

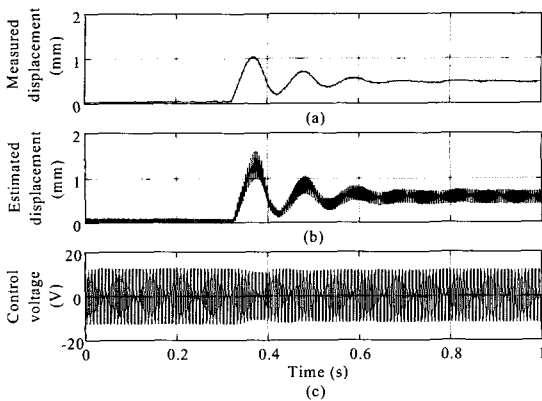


그림 9. 자기 서스펜션 시스템의 시간 응답 (a) 레이저 변위 측정기를 이용한 측정, (b) 자체 측정법에 의한 간접 측정, (c) 제어 입력 신호.
Fig. 9. The time response of the magnetic levitation system measured by (a) a laser position sensor, (b) estimated displacement signal, (c) The corresponding control signal.

있다. 이것은 본 연구에서 제안한 진폭 변복조 방식 측정법의 장점이라 할 수 있다.

그림 9는 초기조건 (변위 $x=0\text{mm}$, 속도 $v=0\text{mm/s}$)에서 최종 변위인 $x=0.5\text{mm}$ 에 안정적으로 도달할 때까지의 응답을 보여 주고 있다. 그림 9(a)는 레이저 센서로 측정된 실제 부상체의 변위 응답이며 5% settling time을 기준으로 측정할 경우 0.3초 내에 기준 위치인 $x=0.5\text{mm}$ 에 수렴함을 볼 수 있다. 그림 9(b)는 간접 측정된 변위 신호($\hat{x}(t)$)를 나타내며 실제 응답과 잘 일치한다. 그러나 여기 주파수 성분이 충분히 감소되지 않고 남아 있는 것을 볼 수 있다. 여기 주파수 성분은 기계 주파수에 비하여 충분히 크기 때문에 이러한 잔류 여기 주파수 신호는 실제 변위에는 거의 영향을 미치지 않는다. 이러한 잔류 주파수 성분은 시간 지연이 적으면서 감쇠 성능이 좋은 필터를 사용하여 줄일 수 있다. 그림 9(c)는 제어 입력 전압 파형을 나타낸다.

VI. 결론

본 연구에서는 LC공진 회로를 이용한 새로운 형태의 자체 측정식 자기 서스펜션 시스템을 제안하였다. LC회로를 이용하여 서스펜션 시스템을 정적인 안정 상태의 시스템으로 만든 후에 제어를 부착하여 보다 향상된 특성을 갖는 시스템을 구현하였다. 최적의 설계값을 결정하기 위해 $C-\omega$ 평면 상에서 안정 조건을 만족하면서 가장 높은 강성을 가질 수 있도록 시스템을 설계하였다. 진폭 변복조 방식을 채택한 자체 측정 방법과 PPF 제어를 설계하였다. 제안한 자기 서스펜션 시스템의 성능을 실험적으로 증명하였다.

참고문헌

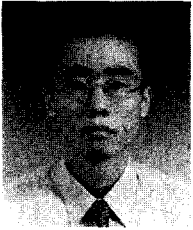
- [1] B. Z. Kaplan, "Analysis of a method for magnetic levitation," *Proc. IEE* vol. 114, pp. 1801-1804, 1967.
- [2] J. Jin, T. Higuchi, M. Kajioka, and K. Oka, "A new approach to sensorless magnetic suspension system using tuned LCR circuit: Theoretical analysis," *SICE*, 1991.
- [3] D. Visser and H. Bleuler, "Self-sensing active magnetic bearing," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1276-1281, 1993.
- [4] D. Vischer and H. Bleuler, "A new approach to sensorless and voltage controlled AMBs based on network theory concepts," *Proc. of the 2nd Int'l Symp. on Magnetic Bearing*, pp. 301-306, 1990.
- [5] Y. Okada, H. Hashitani, H. Zhang, and J. Tani, "Electromagnet as velocity sensors and vibration control actuators," *Proc. of the 3rd Int. Symp. on the Application of Electromagnetic Forces (Elsevier)*, Jan. 28-30, Sensai, Japan, 1991.
- [6] Y. Okada, K. Matsuda and B. Nagai, "Sensorless magnetic levitation control by measuring the PWM carrier frequency component," *Proc. of the*

Int'l Symp. on Magnetic Bearing, pp. 176-183, 1992.

- [7] Joo-Ho Yang and Chang-Hwa Kim, "A study on the robust control system design and sensorless realization of magnetic levitation system," *Asia-Pacific Vibration Conference '97*, November 9-13, Kyongju, Korea, pp. 1257-1262, 1997.

[8] H. H. Woodson and J. R. Melcher, *Electromechanical Dynamics, Part I: Discrete Systems*, Krieger Publishing Company

- [9] A. Baz, S. Pho and J. Fedor, "Independent modal space control with positive position feedback," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 114, pp. 96-103, 1992.



최창환

1973년 2월 10일생. 1995년 한양대 정밀기계과 졸업. 1997년 광주과학기술원 기전공학과 석사. 1997년-현재 동대학원 박사과정. 관심 분야는 자기 부상 시스템, Switched Reluctance 모터의 설계 및 제어. 정밀 액츄에이터.

정밀 액츄에이터.



박기환

1961년 1월 14일생. 1985년 서울대 기계공학과 졸업. 동대학원 석사 (1987). 1993년 University of Texas at Austin (Ph.D.-Mechanical Engineering). 1995년-현재 광주과학기술원 기전공학과 교수. 관심 분야는 자기력을 이용한 운동 및 진동 제어, 전력 기기, 기전 시스템 센서 및 액츄에이터, 정밀 의료용 액츄에이터.

자기력을 이용한 운동 및 진동 제어, 전력 기기, 기전 시스템 센서 및 액츄에이터, 정밀 의료용 액츄에이터.