

● 연구 논문

자기 부상계의 변위추정 회로설계에 관한 연구

김창화* · 하영원* · 심성효** · 양주호***

A Study on the Gap Estimation Circuit Design of the Magnetic Levitation System

C. H. Kim*, Y. W. Ha*, S. H. Sim** and J. H. Yang***

Key Words : Magnetic Levitation System(자기부상계), Sensorless(센서리스), Gap Estimation Circuit(변위추정 회로), Superposition Circuit(중첩회로) Detecting Circuit(검출회로)

Abstract

The magnetic levitation system is utilized in the magnetic bearing of high-speed rotor because of little friction, no lubrication, no noise and so on. The magnetic levitation system need the feedback controller for the stabilization of system, and gap sensors are generally used to measure the gap. The use of gap sensors brings out the increase of the number of troublesome, and the decrease of the control performance because of the dislocation between the measurement point and the control point.

This paper presents the design of the gap estimation circuit for the sensorless method proposed by authors in the magnetic levitation system. We made the gap estimation circuit which was composed of both the superposition circuit and the measuring circuit. And we investigated the validity of the usefulness of the proposed sensorless method in the magnetic levitation system through results of actual experiment.

1. 서 론

자기 부상계는 마찰이나 열발생을 극소화할 수 있기 때문에 고속 회전 기기나 운송 시스템 등의

여러 분야에서 응용이 활발히 이루어지고 있다. 자기 부상계는 본질적으로 불안정 시스템이므로 원하는 위치에 물체를 부상시키기 위해서는 위치 정보를 이용하여 피드백 제어를 행하여야 한

* 경남전문대학 제어시스템정보과

** 부경대학교 대학원

*** 부경대학교 제어기계공학과

다^{1,2)}. 이때 변위 측정을 위해서는 와전류식, 광학식, 캐패시턴스형 등의 변위측정용 센서가 주로 이용된다^{3,4)}.

변위센서를 사용한 경우는 사용하지 않은 경우에 비하여, 첫째 변위센서가 비교적 고가이므로 전체 시스템 구성에 큰 비용이 들고, 둘째 변위센서라는 요소가 추가됨으로써 고장개소가 증가하게 되고, 셋째 위치 검출점(Detecting point)과 제어점(Control point)의 불일치를 야기할 수도 있고, 넷째 시스템의 구조상 설치가 어렵거나 설치가 가능하더라도 전체부피가 커지는 등의 단점이 있다. 따라서 변위 센서를 사용한 경우의 단점을 극복하기 위해, Visher 등⁵⁾은 관측기(Observer)를 사용하여 전류의 검출로 변위를 추정하였고, Okada 등⁶⁾은 자기 유도계수(Inductance)가 변위의 함수라는 점을 이용하여 변위를 추정하였으며, 권 등⁷⁾은 Okada가 제안한 방법을 사용하여 선형 앰프로 구동되는 자기 부상계의 변위를 추정하였다.

본 연구에서는 저자 등⁸⁾이 이미 발표한 자기 부상계의 센서리스화 기법을 실현하기 위해 변위추정을 위한 중첩회로와 검출회로를 설계 제작한다. 우선 전자석을 구동하는 회로(전력 증폭기)는 가급적 전기적 에너지 소모가 작은 것이 바람직하므로, 본 연구에서는 제어입력 PWM(Pulse Width Modulation)과와 반송 PWM 신호를 전력증폭하여 전자석에 가하는 전력 증폭기의 회로를 제안하여 설계 제작하고, 이를 중첩회로라 칭한다. 또한 전자석에 흐르는 반송파 성분을 추출하기 위해 검출회로가 필요하며, 이 검출회로는 대역통과필터, 실효치-직류변환회로, 피크 홀드(Pick_up & Hold) 회로로 구성한다.

다음으로 검출회로로부터 얻어진 전압신호는 전자석과 부상체 사이의 간극에 대한 정보를 갖고 있을 뿐만 아니라 제어입력의 영향에 의해서도 약간 변동한다. 따라서 검출된 전압과 제어입력을 이용하여 전자석과 부상체사이의 간극추정을 행하기 위한 수식을 정식화 한다.

마지막으로 상기의 하드웨어와 간극 추정식을 이용한 센서리스 자기 부상계와 시판중인 변위 검출용 레이저 센서를 사용한 자기 부상계를 각

각 구성한 후, 이들 양자에 대한 간극추정 실험을 통하여 자기 부상계 변위추정회로의 타당성을 검증한다.

2. 자기 부상계의 하드웨어 구성과 회로설계

자기 부상계에 있어 변위추정을 위한 센서리스의 이론적 배경은 문헌 8)에 나타나 있다. 이러한 자기 부상계의 센서리스화를 위해서는 신호검출을 위한 미소한 반송파 신호를 제어입력에 중첩하여 전자석에 인가할 필요가 있다.

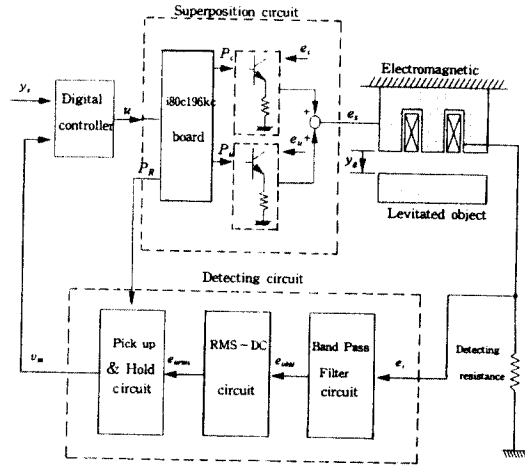


Fig. 1 Block diagram of the proposed self-sensing levitated control system

Fig. 1은 센서리스 자기 부상계의 전체적인 하드웨어 구성을 보여주는 블록선도이며, 중첩회로, 전자석, 검출회로 및 제어기로 구성되어 있다. 여기서 중첩회로는 제어기로부터 출력된 제어입력에 대응한 PWM 신호와 변위성분을 추정하기 위한 반송파 PWM신호를 중첩하여 전자석에 가하는 전력증폭회로까지를 말하며, PWM파 발생회로와 전력증폭회로로 구성된다. 또한 검출회로는 전자석에 흐르는 반송파 전류성분만을 추출하는 회로에서 제어기가 읽어 들일 수 있는 직류로 변환하는 직류변환회로까지를 말하고, 대역통과필

터, 실효치-직류변환회로, Pick_up & Hold회로로 구성되어 있다. 제어기는 상용의 퍼스널 컴퓨터에 A/D, D/A변환기를 장착한 것으로, 제어 알고리즘을 계산하여 제어입력을 출력시키는 것이 주 임무이지만, 본 연구에서는 변위추정에 중점을 두었기 때문에 검출회로부터의 신호를 획득(Acquisition)하거나 가상의 제어입력을 출력하는데 이용된다.

2.1 중첩회로

2.1.1 PWM 발생회로부

PWM 발생회로부는 제어전용 마이크로 프로세서인 i80c196kc를 이용하여 설계 제작하였으며, 이 회로는 제어기로 이용된 퍼스널 컴퓨터로부터 출력된 제어입력 u 에 해당하는 PWM파를 발생시키고, 또한 전자석과 부상체사이의 간극 추정을 위해 반송 PWM파를 발생한다. 제어입력 PWM 발생은 외부(PC : 퍼스널 컴퓨터 또는 제어기)로부터 제공된 제어전압 신호를 프로세서 내부의 10비트 A/D 변환기를 사용하여 디지털 값을 읽어 들인 후, 변환된 값으로부터 제어입력 PWM 듀티비를 계산하여 출력포트 1(port 1)로 PWM 파를 출력한다. 그리고 반송 PWM파는 프로세서의 PWM 출력기능을 이용하여 발생시키고, 듀티비는 0.5, 주파수는 31.25[kHz]이다.

Fig. 2은 가상의 제어입력 ($u=2.5$, 하부의 그림)에 대해 전자석에 가해지는 전압 e_s (상부의 그림)의 일례를 보이고 있다.

2.1.2 전력증폭회로부

흡인식 자기 부상계의 전력 증폭기로는 트랜지스터의 선형 영역을 이용한 선형 앰프와 트랜지스터의 포화영역을 이용한 PWM 앰프 등이 있다. 그런데 선형 앰프는 전기적 에너지 소모가 많으므로, 본 연구에서는 PWM 구동 방식의 앰프를 사용한다.

저자들이 제안한 센서리스화 기법을 실현시키기 위해서는 프로세서에서 발생된 제어입력 PWM파와 반송 PWM파를 동시에 전자석에 인가하는 중첩회로가 필요하며, 반송 PWM파의 주파수는 비

교적 높기 때문에 스위칭 속도가 빠른 전력증폭용 소자를 사용해야 한다. 따라서 전력증폭용 소자는 비교적 스위칭 속도가 빠른 IGBT(Insulated gate bipolar transistor)를 사용하고, IGBT의 베이스

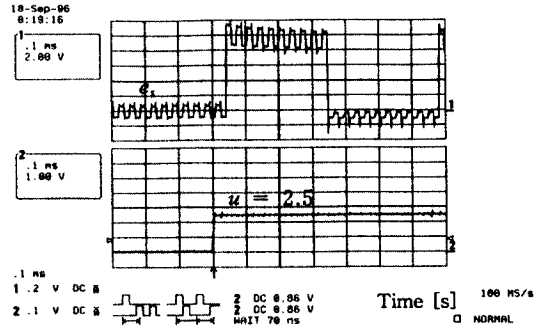


Fig. 2 The control input PWM wave and the carrier PWM wave

구동은 TLP250 IC를 이용하였다. 이러한 소자들에 의해 구성된 중첩회로는 Fig.3과 같다. 이 회로에서 T_{R1} , T_{R2} 는 주파수가 ω_c 인 반송 PWM파의 전력증폭용 트랜지스터이고, T_{R3} , T_{R4} 는 주파수 ω_u 인 제어입력 PWM의 전력증폭을 위한 트랜지스터이다.

이때 반송 PWM파의 전원 전압 e_c 는 제어입력 전원전압 e_u 에 비해 훨씬 작은 것이 바람직하지만 외부잡음에 대한 영향을 최소화하고 변위검출 성능을 좋게 하기 위해서는 어느정도 이상이 되어야 한다. 그러므로 실험에서는 시행착오를 거쳐 제어전원 전압 e_u 는 11[V], 반송파 전원전압 e_c 은 3[V]로 선정하였다.

2.2 검출회로

2.2.1 대역통과필터

전자석 코일에 흐르는 반송파 PWM의 전류 성분만을 추출하기 위해서는 반송파의 주파수 대역을 고려한 대역통과필터가 요구되므로, 본 연구에서는 아날로그 대역통과필터를 설계한다. 아날로그 필터는 커패시터와 인덕터를 이용한 수동필터

와 연산증폭기, 커패시터와 저항등을 사용한 능동 필터(Active filter : 액티브 필터)가 있다. 수동필터는 저주파 신호(100[kHz] 이하의 신호)의 필터 설계시 많은 단점(필터의 부피가 크고, 중심주파수/대역폭도 저하)들을 가지고 있기 때문에 커패

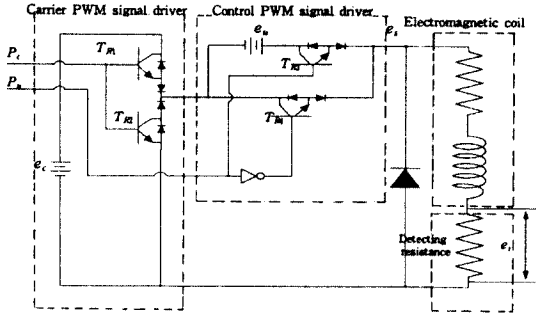


Fig. 3 Superposition circuit using IGBT

시터의 값이나 저항값의 변경으로 필터의 특성변경이 용이하고 필터 이득의 범위도 넓게 설정할 수 있는 능동필터를 이용하였다. Fig.4는 연산 증폭기에 의한 필터 차수가 2인 능동 필터의 기본적인 회로이다.

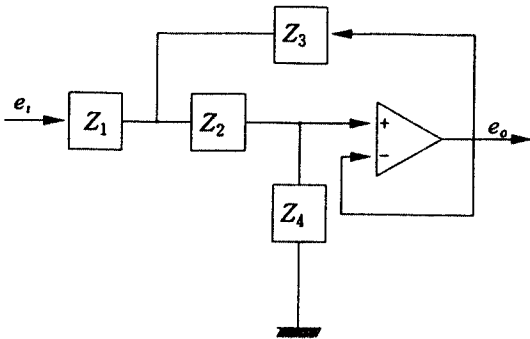


Fig. 4 Active filter circuit

Fig.4의 능동필터의 입·출력 관계는

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 (Z_1 + Z_2 + Z_4) + Z_1 Z_2} \quad (1)$$

로 된다. 여기서 $Z_1 \sim Z_4$ 는 각 회로의 임피던스를 의미한다.

필터의 특성에는 버티워스특성, 체비세프특성,

베셀특성, 버티워스-체비세프특성 등이 있는데, 본 연구에서는 우선 차단 주파수 이상에서 롤-오프(roll-off)가 다른 특성보다 큰 체비세프특성을 갖는 2차 저역통과필터와 고역통과필터를 각각 설계하고, 이들을 직렬로 결합하여 대역통과필터로 하였다.

체비세프특성의 일반적인 전달함수는

$$G_{cf}(s) = \frac{K_f}{(s+a_0) \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (s^2 + a_i s + b_i)} \quad (2)$$

로 된다. 여기서 a_0, a_i, b_i, K_f 등은 통과역 리플과 차수에 의해 결정되는 파라미터 값이다.

본 연구에서는 필터의 차수가 2, 통과역 리플이 0.25[dB]인 경우로 설정하였다. 이 때 식(2)에 있는 파라미터 a_1, b_1, K_f 를 체비세프 특성표로부터 구하여 식(2)에 대입하면, 체비세프특성에 의한 필터의 전달함수는

$$G_{2c}(s) = \frac{2.0541}{s^2 + 1.7667s + 2.1140} \quad (3)$$

로 된다.

설계할 2차 저역통과필터는 Fig.4의 입출력 관계식 (1)에서 Z_1 과 Z_2 를 저항 R_{1l}, R_{2l} 이라 하고 Z_3 과 Z_4 를 커패시터 C_{1l}, C_{2l} 로 선정하면, 회로가 구성되며, 이 회로의 전달함수는

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{1/R_{1l}R_{2l}C_{1l}C_{2l}}{s^2 + \frac{1}{C_{1l}} \left(\frac{1}{R_{1l}} + \frac{1}{R_{2l}} \right) s + 1/R_{1l}R_{2l}C_{1l}C_{2l}} \quad (4)$$

로 된다.

여기서 식(4)의 각 계수 값들을 구하기 위해서는 우선 식(3)의 s 대신에 s/ω_0 로 변수변환을 행하여 두 식을 서로 비교해야 한다. 이 때 ω_0 는 필터의 차단 주파수이다. 그러므로 필터의 차단 주파수를 33[kHz]로 하여 식(3)을 변수변환한 전달함수의 계수의 값과 식(4)의 계수의 값이 같도록 식(4)의 저항 R_{1l}, R_{2l} 및 커패시터 C_{1l}, C_{2l} 의 값을 구하면,

$$R_{1l} = 1.3196 \text{ [k}\Omega\text{]}, \quad R_{2l} = 2.7794 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

$$C_{1l} = 0.003 \text{ [}\mu\text{F}\text{]}, \quad C_{2l} = 0.0001 \text{ [}\mu\text{F}\text{]}$$

로 된다.

다음으로 2차 고역통과필터는 식 (1)에서 Z_1 과 Z_2 를 커패시터 C_{1h}, C_{2h} 로 하고, Z_3 과 Z_4 를 저항 R_{1h}, R_{2h} 로 하면 회로가 구성되고, 이 때 필터의 전달함수는

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{R_{2h}} \left(\frac{1}{C_{1h}} + \frac{1}{C_{2h}} \right) s + 1/R_{1h}R_{2h}C_{1h}C_{2h}} \quad (5)$$

로 된다.

식(5)의 각 계수 값들을 구하기 위해서는 식(3)을 s 대신에 $\frac{\omega_{0h}}{s}$ 를 대입하는 변수변환을 하여야 한다. 여기서 ω_{0h} 은 고역통과필터의 차단주파수이다. 마찬가지로 차단주파수를 29[kHz]하고, 저역통과필터의 계수 값 선정방법과 같이 식(5)의 저항 R_{1h}, R_{2h} 및 커패시터 C_{1h}, C_{2h} 의 값을 구하면

$$R_{1h} = 4.9302 \text{ [k}\Omega\text{]}, \quad R_{2h} = 12.9146 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

$$C_{1h} = 0.001 \text{ [}\mu\text{F}\text{]}, \quad C_{2h} = 0.001 \text{ [}\mu\text{F}\text{]}$$

로 된다. 2차의 고역통과필터의 전달함수는

$$G_{hpf}(s) = \frac{s^2}{s^2 + 1.549 \cdot 10^5 s + 1.571 \cdot 10^{10}} \quad (6)$$

로 된다.

따라서 대역통과필터는 앞에서 설계한 2차 저역통과필터와 고역통과필터를 직렬로 연결하여 구성되었으며, 이렇게 설계된 대역통과필터의 주파수 특성은 Fig.5와 같다. 그리고 대역통과필터의 전달함수는

$$G_{bp}(s) = \frac{8.831 \cdot 10^{10} s^2}{s^4 + 5.274 \cdot 10^3 s^3 + 1.643 \cdot 10^{11} s^2 + 1.993 \cdot 10^{16} s + 1.427 \cdot 10^{21}} \quad (7)$$

이다. 이때 반송파의 주파수가 31.25[kHz]이므로, 설계된 대역통과 필터는 반송파의 중심 주파수 ($\omega_c = 196,350 \text{ [rad/s]}$)의 성분을 추출하고 있음을 보여준다.

2.2.2 실효치 - 직류 변환회로

대역통과필터를 통과한 신호는 전자석과 물체 사이의 간극의 정보를 갖고 있는 교류 전압신호이므로, 제어기는 이 신호를 A/D변환기로 읽어들

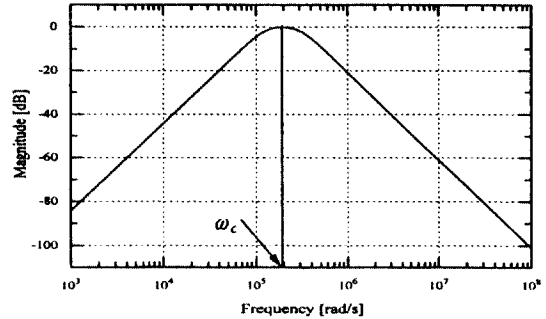


Fig. 5 Frequency characteristic of band pass filter circuit

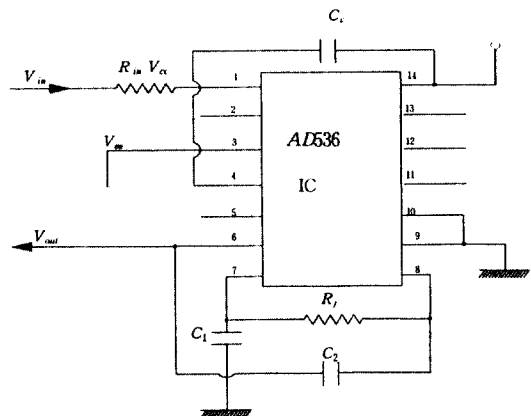
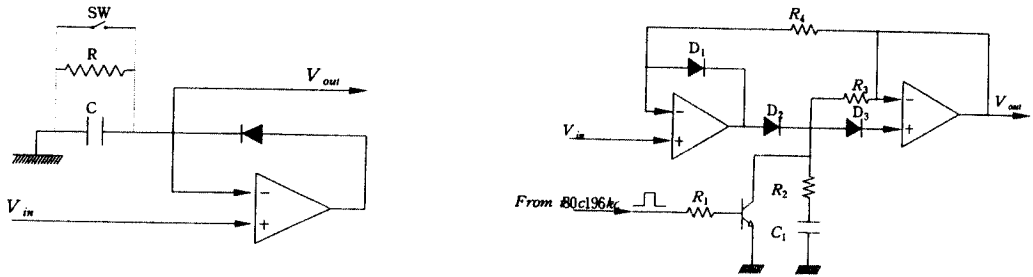


Fig. 6 RMS-DC circuit

여 전자석과 부상체사이의 간극을 추정해야한다. 그런데 대역통과필터를 통과한 교류신호는 반송파 신호의 주파수를 갖고 있기 때문에 30[μs]의 변환속도를 갖는 제어기의 A/D변환기로는 정확하게 신호들을 읽어들 수 없어, 교류신호를 직류신호로 변환하는 실효치-직류 변환회로가 필요하다. 실효치-직류 변환회로는 트랜지스터등을 이용하여 설계할 수 있는데, 정확한 직류 값을 얻기 위해서는 회로에 들어있는 저항이나 커패시터의 오차등이 아주 적어야 한다. 그러므로 일반적인



(a) The basic circuit of the pick hold circuit (b) The designed circuit of the pick hold circuit

Fig.7 The pick hold circuit

실효치-직류 변환회로는 시판되고 있는 전용 실효치-직류변환 소자등을 이용하여 설계되고 있다. 본 연구에서는 아날로그 디바이스사의 AD536소자를 이용하여 실효치-직류 변환회로를 설계하였고, Fig.6은 설계된 실효치-직류 변환회로이다.

2.2.3 피크 홀드(Pick-up & Hold) 회로

앞절의 실효치-직류 변환회로에서 고려할 사항은 커패시터의 크기의 선정이다. 즉 커패시터의 용량이 작으면 출력 전압의 리플은 증가하고, 커패시터의 용량이 크면 응답시간이 길어진다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해 실험에서는 커패시터의 용량을 가능한 줄이는 한편 출력 전압의 리플을 또한 작게하기 위해 제어기의 한 샘플링 주기내에 일정한 구간동안 전압을 홀드하는 회로를 설계한다. 이 회로를 피크 홀드(Pick-up & Hold) 회로라 칭한다.

Fig.7.(a)는 피크 홀드의 기본회로이다. 이 회로에서 최초의 입력전압은 0[V]고, 커패시터 C의 양끝 전압도 0[V]였다고 가정하자. 이 때 1[V]의 입력이 가해지면, 연산 증폭기의 비반전 입력은 반전 입력보다 높은 전압이 되므로, 연산 증폭기의 ⊕방향으로 스윙한다. 그 결과, 다이오우드 D가 도통하여 커패시터에 전류가 유입되어 양단 전압이 상승한다. 이 때 커패시터의 양단의 전압이 1[V]로 되면, 연산 증폭기의 출력은 0[V]로 돌아간다. 이 결과, 연산 증폭기의 반전 입력단자에는 비반전 입력단자에 가해진 전압신호 중 피크값만 홀드하게 된다.

1회 피크 홀드를 한 후, 다음에 앞보다 낮은 전압의 피크값을 검출하기 위해서는 점선과 같이 리세트 스위치로 커패시터 양단을 단락시켜 양단의 전압을 0[V]로 해주거나, 복귀 저항 R을 이용하여 커패시터의 전하를 방전해 줄 필요가 있다. 또한 Fig.7.(a)의 회로에서 입력의 피크값에 상당한 직류전압은 커패시터 양단에서 나오는데, 이대로 부하에 연결하면 회로의 특성이 변화하므로 바람직스럽지 못하다. 이와 같은 점을 개량한 회로는 Fig.7.(b)와 같다. 또한 제어기의 샘플링 주기가 종료하기 전에 프로세서는 출력 포트로 일정기간동안 셋트하는 신호를 인가하게 되는데, 이 신호를 Pick-up & Hold 회로의 리세트 스위치의 입력신호로서 사용한다.

3. 검출신호 보정 알고리즘

2절에서 설계 제작한 장치의 실험결과로부터 전자석과 부상체 사이의 간극, 전자석에 가해지는 제어입력, 그리고 검출회로의 전압 등, 삼자의 관계를 정리한 것이 Fig. 8이다.

이 그림으로부터 제어입력이 변화함에 따라, 동일의 간극(위치)에서 측정전압이 변화함을 알 수 있다. 이것은 본 절에서 설계 제작하여 사용한 대역통과 필터로는 반송파 신호와 제어입력 신호를 완벽히 구분하여 필터링 할 수 없어 제어 입력 성분이 약간 남아 있었기 때문으로 생각된다. 그러므로 제어 입력 및 측정 전압의 측정치로부터 변위를 추정하는 보정식이 필요하다.

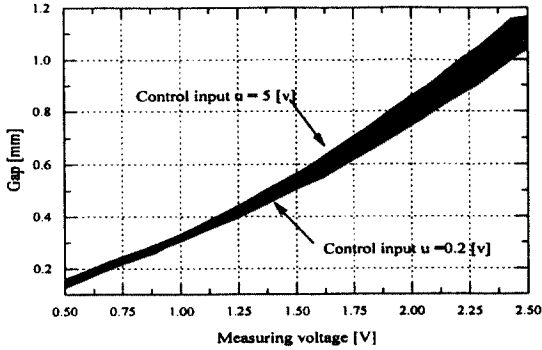


Fig. 8 Relation between the detecting voltage, the gap and the control input voltage

Fig. 8에서 알 수 있는 바와 같이 각 제어 입력에 따라 측정치 곡선의 모양이 상이하므로, 일정한 제어 입력 u 에 대해 측정 전압 v_m 과 부상 물체의 거리 y_g 의 관계를

$$y_g = a_1 v_m^2 + a_2 v_m + a_3 = \mathbf{A}^T \mathbf{V}_m \quad (8)$$

$$\text{단, } \begin{pmatrix} \mathbf{A}^T \\ \mathbf{V}_m^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ v_m^2 & v_m & 1 \end{pmatrix}$$

와 같이 2차식으로 근사화하고 각 계수는 아래와 같이 구한다.

\mathbf{A} 를 제어입력 u 에 대해 2차함수로 가정하면, 식(8)의 \mathbf{A} 는

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}u^2 + h_{21}u + h_{31} \\ h_{12}u^2 + h_{22}u + h_{32} \\ h_{13}u^2 + h_{23}u + h_{33} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$= \mathbf{H}^T \mathbf{U}$$

$$\text{단, } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}^T = [u^2 \ u \ 1]$$

로 표현된다.

식(9)을 식(8)에 대입하면 전자석과 부상체 사이의 간극 y_g 는

$$y_g = \mathbf{A}^T \mathbf{V}_m = \mathbf{U}^T \mathbf{H} \mathbf{V}_m \quad (10)$$

로 된다.

따라서 전자석과 부상체사이의 간극을 추정하

는 함수 $y_g = f(u, v_m)$ 는

$$y_g = f(u, v_m) = (h_{11}u^2 + h_{21}u + h_{31})v_m^2 + (h_{12}u^2 + h_{22}u + h_{32})v_m + (h_{13}u^2 + h_{23}u + h_{33}) \quad (11)$$

로 된다.

이때 식(9)에 있는 계수 h_{ij} 의 값들은 다음과 같이 구해진다.

세 가지 경우의 제어입력 $u_1 = u_{\min}$, $u_2 = \frac{(u_{\min} + u_{\max})}{2}$, $u_3 = u_{\max}$ 에 대한 계수 a_1 ,

a_2 , a_3 의 값들을 먼저 각 제어입력 u_1 , u_2 , u_3 에 대해 최소 자승법으로 구한 후, 이를 식(9)에 대입하여 정리하면, 파라미터 $\mathbf{H} (= h_{ij}, i, j = 1 \sim 3)$ 는

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1^2 & u_1 & 1 \\ u_2^2 & u_2 & 1 \\ u_3^2 & u_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_1 & a_2 & a_3 \\ a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix} = (\mathbf{U}^T)^{-1} \mathbf{A}^T \quad (12)$$

로 되며, Fig.8에 있는 데이터를 사용하여 식(11)에 있는 계수 h_{ij} 를 구한 결과는

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4.2909 \times 10^{-4} & 1.4086 \times 10^{-3} & -3.8743 \times 10^{-3} \\ 3.8905 \times 10^{-3} & 5.2049 \times 10^{-3} & 9.7653 \times 10^{-3} \\ 10.229 \times 10^{-2} & 13.246 \times 10^{-2} & 7.4737 \times 10^{-2} \end{bmatrix}$$

로 된다.

4. 변위검출 응답실험과 결과고찰

자기 부상계의 변위 추정을 위하여 3절에서 정식화한 식(11)이 타당한가를 우선 조사하여야 한다. Fig. 9는 정식화한 식(11)을 이용하여 다시 그린 것이다. 여기서 실선은 원래의 데이터이고, 별표는 3절에서 정식화한 변위 추정식(11)에 따라

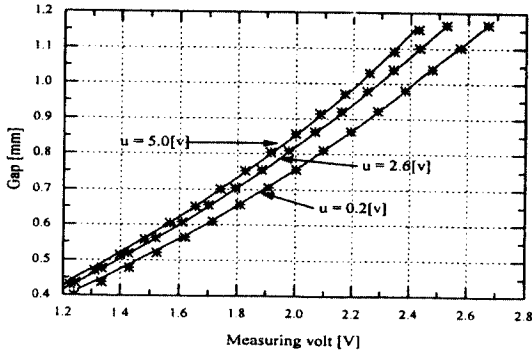


Fig. 9 Relation between measuring voltage and gap (using revision formula)

구한 데이터이다. 이 그림으로부터 식(11)에 의한 결과는 원래의 데이터와 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

Table 1 Specifications of the laser sensor

Model	LB-72
Stand-off distance	40 [mm]
Measurement range	± 10 [mm]
Laser	Semiconductor Laser
Spot diameter	1.0 [mm]
Linearity	1 [%] of F.S
Resolution	2 [μ m] (60.0 [ms]) 15 [μ m] (2.0 [ms]) 50 [μ m] (0.15[ms])
Zero point adjustment range	30 [mm] to 50 [mm]
Span adjustment range	0.4 [V/mm] \pm 30[%]
Response speed	DC ~3 [kHz] (at 0.15[ms]) DC ~200 [Hz] (at 2.0 [ms]) DC ~6 [Hz] (at 60.0 [ms])
Operating illumination	4000 [lx]
Supply voltage	DC 12 to 24 [V] \pm 10[%]

본 연구에서 제안하는 자기 부상계의 센서리스화 기법의 타당성을 실험적으로 검증하기 위해 2절에서 설계한 하드웨어(증첩회로, 검출회로)와 3절에서 정식화한 식(11)을 사용하여 센서리스 자기 부상계를 구성한다. 또한 간극추정의 비교를 위해 시판중인 변위 검출용 레이저 센서(KEYENCE

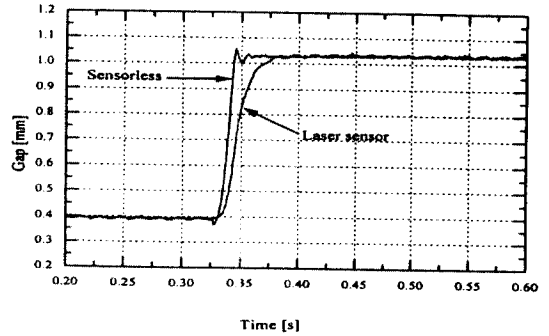


Fig. 10 Transient response characteristic of the case A with Control input 0.2[V]

LB-72)를 이용하여 간극 측정계를 구성한다. 그리고 이들 양자에 대해 전자석과 부상체사이의 간극 추정의 응답 특성을 비교하여 본다. 이때 레이저 센서는 부상체의 연직하방에 설치하였고, 사용한 레이저 센서의 사양은 Table 1과 같다.

계측(추정) 실험은 아래의 2가지 경우로 나누어 수행하였다.

case A : 부상체를 약 0.4[mm]에서 1.02[mm]로 자유낙하를 한 경우.

case B : 부상체의 질량을 변동한 후(공칭치의 10%), 부상체를 약 0.4[mm]에서 1.02 [mm]로 자유낙하를 한 경우.

부상체 자유낙하시의 위치는 12비트 A/D 및 D/A 변환기(AXIOM-AX5411)가 내장된 IBM-PC/AT를 사용하여 측정하였으며, 이때 센서의 간극 검출응답과 센서리스화 기법에 의한 간극추정 응답을 동시에 읽어 들여 파일로 저장하였다. 그리고 퍼스널 컴퓨터가 간극추정 응답을 읽어 들이는 샘플링 주기는 하드웨어 인터럽트를 이용하여 650[μ s]로 하였다.

먼저 (case A)에 대한 실험결과는 Fig. 10 ~ Fig. 11이다. Fig. 10은 제어입력을 200[mV]로 한 경우 센서리스 자기 부상계의 간극추정 응답과 레이저 센서의 응답을 보이고 있으며, Fig. 11은 제어입력을 1.2[V]로 하였을 때 센서리스 간극추

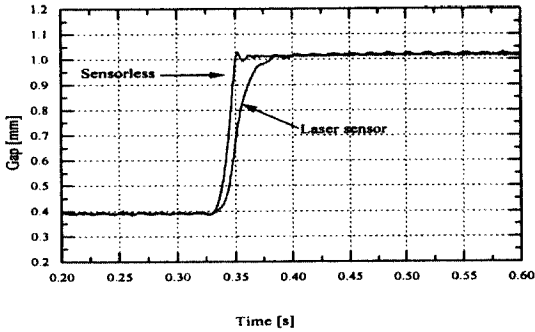


Fig. 11 Transient response characteristic of of case A with Control input 1.2[V]

정 응답과 레이저 센서의 간극추정에 대한 응답이다. 이때 레이저 센서의 응답시간의 설정은 2 [ms]로 하였다.

이 두 응답으로부터 센서에 의한 간극 측정의 속성성보다 센서리스화 기법에 의한 속성성이 빨랐으며, 센서리스화 기법에 의한 응답의 초기에

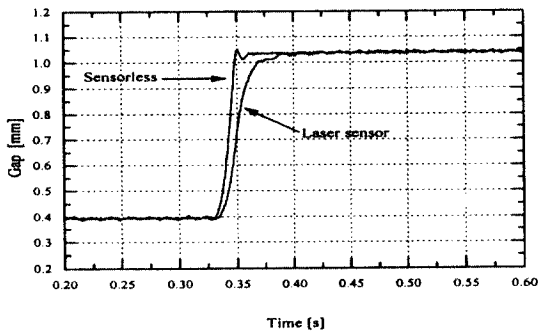


Fig. 13 Transient response characteristic of the case B with 10[%] of variation of parameter m (Control input = 1.2[V])

약간의 언더슈트가 있는 것은 보정식에 제어입력의 변동에 대한 동특성을 고려하지 않았기 때문에 나타나는 현상으로 생각된다. 또한 부상물체가 1.02[mm]에 도착했을 때 응답에 약간의 오버슈트를 나타내고 있는 것은 낙하시 부상물체가 충격에 대한 응답이 반영된 것으로 생각된다.

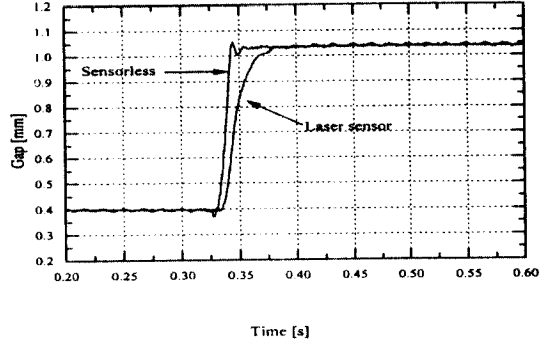


Fig. 12 Transient response characteristic of the case B with 10[%] of variation of parameter m (Control input = 0.2[V])

Fig. 12 ~ Fig. 13은 (case B)에 해당하는 실험결과로, 부상체에 질량 25[g]를 부가한 후 부상체를 자유낙하한 경우의 응답특성이다. 이때 Fig. 12는 제어입력을 200[mV]로 한 경우, Fig. 13은 제어입력을 1.2[V]로 하였을 때의 센서리스화 기법에 의한 간극추정 응답과 레이저 센서에 의한 간극추정 응답들이다. 이 두 응답에서도 센서에 의한 간극추정의 속성성보다 센서리스화 기법에 의한 간극 추정의 속도가 빨랐다. 센서리스화 기법에 의한 응답의 초기에 약간의 언더슈트가 나타남을 보이고 있는데, 이것은 (case A)에서 보여준 것과 같은 이유에 의한 것으로 생각된다.

만약 낙하 거리를 작게 하여 레이저 변위 센서의 해상도를 50[μ m]로하여 응답시간을 0.15[ms]로 할 경우 또는 응답성이 매우 빠른 변위센서를 이용할 경우에는 레이저 변위 센서의 응답이 빠를 수도 있을 것으로 생각된다.

5. 결 론

본 연구에서는 저자 등에 의해 이미 제안되어진 자기 부상계의 센서리스화 기법을 실현하기 위해 중첩회로와 검출회로를 설계 제작하고, 변위 추정 및 보정 알고리즘을 정식화하였다. 그리고 센서리스 자기 부상 제어계를 구성하고, 시판중인

변위 검출용 레이저 센서를 사용하여 변위를 측정할 수 있도록 한 후, 부상체를 자유낙하한 경우의 변위계측 및 추정 실험을 통하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 제안된 센서리스화 기법에 의해 변위를 추정할 경우, 변위는 제어 입력과 측정 전압의 함수로 되었다. 또한 변위 검출 응답특성은 본 연구에서 사용된 레이저 센서인 경우, 중간 정도의 해상도로써 측정할 때보다 빨랐으며, 보정식(11)의 타당성을 검증할 수 있었다.
- 2) 제안된 센서리스화 기법에 의해 변위를 추정할 때, 과도상태에서 언더슈트가 일어나고 있는데, 이는 변위 추정 보정식에 제어 입력 변동에 대한 동특성을 고려하지 않았기 때문에 발생하는 것이라 생각되어지며, 그 크기가 미소하기 때문에 실용상에는 큰 문제가 되지 않을 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

- 1) 野波, “磁氣浮上磁氣軸受制御の現況と制御理論”, 計測と制御, Vol. 32, pp. 301, 1993
- 2) 電氣學會, “磁氣浮上と磁氣軸受”, コロナ社, pp. 6~36, 1993
- 3) 永田正夫, “磁氣浮上技術の動向と動的問題”, 日本機械學會誌, Vol. 96, No. 899, pp. 876~879, 1993
- 4) 松村, 日月, 1979, “大振幅動作に適した磁氣吸引り下げ系”, 日本電氣學論集文 D, Vol. 99, pp. 25~32
- 5) D. Visher and H. Bleuler, “A New Approach to Sensorless and Voltage Controlled AMB,s based on Network Theory Concept,” Proc. of the 2nd Int, 1 Symp. on Magnetic Bearing, pp. 301~306, 1990
- 6) Y. Okada, K. mastuda and B. Nagagi,, “Sensorless Magnetic Levitation Control by Measuring the PWM Carrier Frequency Component,” Proc. of the 3rd Int’l Symp. on Magnetic Bearing, pp. 176~183, 1992
- 7) 권계시, 정호섭, 이종원, “전류신호를 이용한 능동자기베어링계의 제어,” 한국소음진동공학회지, 제5권 제1호, pp. 49~57, 1995
- 8) 김창화, 양주호, “인덕턴스 특성을 이용한 자기 부상계의 변위 측정의 한 방법에 관한 연구,” 한국소음진동공학회지, 제6권 제3호, pp. 357~362, 1996