

# 컴플라이언스를 갖는 웨이퍼 탐침 시스템용 미동 매니플레이터

최기봉\*, 김수현\*, 곽윤근\*

## A Fine Manipulator with Compliance for Wafer Probing System

Kee-Bong Choi\*, Soo-Hyun Kim\*, Yoon Keun Kwak\*

### ABSTRACT

A six DOF fine manipulator based on magnetic levitation is developed. Since most of magnetic levitation systems are inherently unstable, a proposed magnetically levitated fine manipulator is implemented by use of an antagonistic structure to increase stability. From mathematical modeling and experiment, the equations of motion are derived. In addition, a six DOF sensing system is implemented by use of three 2-axis PSD sensors. A model reference- $H_{\infty}$  controller is applied to the system for the position control. In application of the fine manipulator, a wafer probing system is proposed to identify nonfunctional circuits. The probing system requires compliance to avoid destruction of DUT(device under test). A feedforward-PD controller is carried out to offer one DOF compliance to the fine manipulator. The performances of the controllers are presented by the terms of the position accuracy, the settling time and the force accuracy.

**Key Words:** Magnetic Levitation (자기부상), Fine Manipulator (미동 매니플레이터),

Antagonistic Structure (상반구조), PSD Sensor (PSD 센서), MR- $H_{\infty}$  controller(모델기준  $H_{\infty}$  제어기),

Wafer Probing System (웨이퍼 탐침 시스템), Compliance (컴플라이언스)

### 1. 서론

작은 영역에서 고 분해능으로 위치결정을 할 수 있는 미동용 매니플레이터는 정밀 탐침시스템(micro-probing system), 세포조작분야(cellular biology) 및 정밀조립 분야(micro assembly) 등에서 많은 연구가 진행되고 있다. 미동용 매니플레이터의 구동원으로는 압전소자<sup>(1,2)</sup>, 형상기억합금<sup>(3)</sup>, 정전기력<sup>(4,5)</sup> 및 전자기력 또는 자기력<sup>(6~10)</sup>

등이 이용되어 오고 있다. 이들 중 자기력을 이용하여 매니플레이터를 부상시키는 자기부상식 매니플레이터는 접촉부위가 없어 마찰력이 제거되기 때문에 청정환경이 요구되는 분야에 가장 적합하다.

자기부상식 매니플레이터에 관한 연구로는 Tsuda<sup>(7)</sup>, Hollis<sup>(8)</sup>, Ohnuki<sup>(9)</sup>, Jeong<sup>(10)</sup> 및 Chen<sup>(11)</sup> 등에 의해 보고되고 있다. 이들 시스템 들은 각각 사용목적에 따라 3에서 6자유도를 가지고 있고, 1 $\mu$ m 이하의 분해능 또는 반

\* 한국과학기술원 기계공학과

복능을 가지고 있다. 위의 자기부상 시스템은 원래 동역학적으로 불안정하기 때문에 외란에 의해 불안정하게 될 가능성이 크다. 그러므로 안정화를 위한 기구적 구조와 제어방법에 관한 연구를 도모하여야 한다.

본 연구에서는 6자유도의 자기부상식 매니플레이터를 개발하여 반도체 공정의 검사공정 중 웨이퍼의 검사시스템에 이용하고자 한다. 구동계로는 공심 솔레노이드와 영구자석을 사용한다. 이중 솔레노이드는 고정부에, 그리고 영구자석은 매니플레이터에 각각 부착시킨 이동자석형 구조(moving-magnet type)를 채택하여 매니플레이터와 외부 사이에 이동 코일형 구조에서 존재하는 전류 공급선을 제거한다. 또한 상반구조(antagonistic structure)에 의한 부상방식을 채택하여 시스템의 안정성을 증가시킨다. 또한 외란에 강한 강인제어기에 의해 시스템의 위치제어를 수행한다.

본 시스템을 웨이퍼 검사공정에 이용하기 위해 배열형 탐침(probe array)을 사용할 수 있는 자기부상식 탐침시스템을 제안한다. 탐침에 의한 웨이퍼 검사를 위해서는 1자유도의 컴플라이언스가 요구된다. 시스템에 컴플라이언스를 구현하기 위해 1자유도의 피드포워드-PD 제어기를 채택하여 수동적 힘제어가 가능하도록 한다.

본 시스템의 작업영역은  $2\text{mm} \times 2\text{mm} \times 2\text{mm}$ 이고 회전범위는 각각  $2^\circ$ 를 목표로 하고있으며, 각 축의 분해능은 각각  $0.3\mu\text{m}$ 와  $0.3 \times 10^{-3}^\circ$  이하를 목표로 하고 있다.

## 2. 자기부상 시스템의 구조

본 시스템은 자기력을 이용하여 6자유도의 운동을 할 수 있는 매니플레이터로서 자기력을 발생시키는 구동기로는 공심 솔레노이드와 영구자석이 사용되었다. 이 중 솔레노이드는 고정부에 부착시키고 영구자석은 매니플레이터에 부착시켜 서로의 반발력 및 흡인력에 의해 매니플레이터가 구동되도록 하였다.

시스템의 기구부 구조는 Fig.1과 같다. 그림에서 A1, A1', A2 및 A2'는 x축 운동을 위한 구동기이고, B1, B1', B2 및 B2'는 y축 운동을 위한 구동기이며, C1, C1'는 C2 및 C2'는  $\theta$ 축 운동을 위한 구동기이다. D1, D2, D3 및 D4는 z축 방향의 부상 및  $\psi$ 와  $\phi$ 축 방향의 회전운동을 위한 구동기이다. 여기서 x, y 및  $\theta$ 축 운동을 위한 구동기를 평면운동용 구동기라 칭하고, z,  $\psi$  및  $\phi$ 축 운동을 위한 구동기를 부상용 구동기라 칭하자.

평면운동용 구동기에서 각 방향의 구동을 위해서는 한

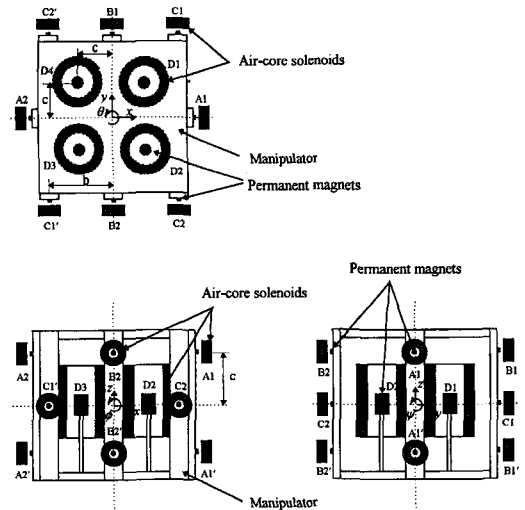


Fig. 1 Structure of the magnetic levitation system

쪽에서는 흡인력을 다른쪽에서는 반발력을 발생시키는 추진력(push-and-pull force)을 이용한다. 예를 들어, 양의  $\theta$ 축 방향으로 매니플레이터를 구동할 경우 C1과 C1'는 흡인력을 발생시키고, 반대쪽에 있는 C2, C2'는 반발력을 발생시킨다. 양의 x축 방향과 양의 y축 방향으로 구동할 경우도 위와 동일하게 A1, A1'와 B1, B1'는 흡인력을, A2, A2'와 B2, B2'는 반발력을 발생시킨다.

부상용 구동기는 4개의 구동기에 의해 3개의 축을 구동하는 잉여구동 시스템이다. 매니플레이터를 공칭위치까지 부상시키기 위해서는 부상용 솔레노이드에 공칭전류를 인가하여 부상용 영구자석이 반발력을 발생시킨다. 이때 반발력에 의해 매니플레이터가 공칭위치까지 부상하게 된다. 이와같은 반발력에 의해 부상시키는 구조에서, 부상용 구동기에 일정한 전류를 인가하여 전류에 상당하는 위치까지 매니플레이터를 부상시킨 후 미소 양만큼 위치를 변동시키면, z,  $\psi$  및  $\phi$ 축 방향의 운동은 원래의 위치로 복귀하는 상반구조(antagonistic structure)의 특성을 갖는다. 이것은 일정한 전류가 공급될 때 공칭위치로 부터 z축 방향을 따라 매니플레이터의 위치가 증가함에 따라 부상용 영구자석이 받는 힘의 크기는 감소하고, 매니플레이터의 위치가 감소함에 따라 부상용 영구자석이 받는 힘의 크기는 증가하여 매니플레이터의 위치변동 방향과 반대되는 방향으로 운동이 일어나기 때문이다. 일정한 전류를 인가한 후 임의의  $\psi$  및  $\phi$ 축 방향으로 매니플레이터를 회전운동 시켰을 때에는 4개의 부상용 영

구자석이 받는 힘에 차이가 생기며 이 힘의 차이에 의해 변동된 각과 반대방향으로 회전운동이 일어나서 원래의 자세로 복귀된다. 이와같이 상반구조를 채택하면 운동을 제어할 때 제어기의 이득을 크게 하지 않고서도 안정화시킬 수 있는 장점을 가지고 있다. z,  $\theta$  및  $\phi$  축 방향의 운동은 부상용 구동기의 4개의 슬레노이드에 공칭전류를 인가함과 동시에 각 방향의 운동에 상당하는 전류를 가감하여 조절한다.

Fig.2는 영구자석이 부착된 매니퓰레이터의 형상과 슬레노이드가 부착된 고정부의 형상을 보여준다. 이 그림은 매니퓰레이터와 고정부가 조립되기 전의 상태이다.

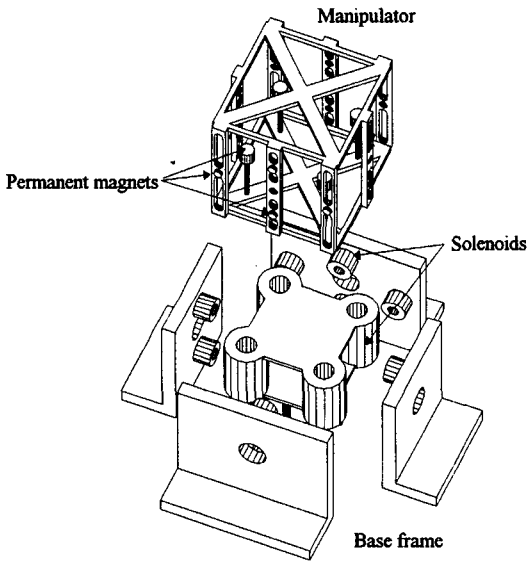


Fig. 2 Configuration of the manipulator and the base frame before assemble

### 3. 측정 시스템

본 시스템은 6자유도 운동이 가능하기 때문에 모든 자유도의 운동을 제어하기 위해서는 6자유도에 대한 정보를 모두 측정할 수 있어야 한다. 거리측정 센서 중 밀리미터의 영역에서 마이크로미터의 정밀도를 갖는 센서에는 PSD 센서가 대표적이다. 또한 PSD 센서는 1개의 센서로부터 2축에 대한 정보를 얻을 수 있는 장점을 가지고 있다. 이로 인하여 다자유도 측정 시스템을 구축할 경우

센서의 개수를 줄일 수 있어 매우 간결한 구성이 가능하다.

Hollis는 3개의 2축 PSD 센서를 수평면에서 서로 120° 되는 위치에 수직으로 배치하여 6자유도의 운동을 측정하였다<sup>(8)</sup>. 본 연구에서는 3개의 2축 PSD 센서를 수평면에서 각각 직각이 되는 위치에 수직으로 배치하여 6자유도의 운동을 측정하였다. 이러한 센서의 배치는 센서들이 서로 직각을 이루고 있으므로 Hollis의 시스템보다 지그에 의한 센서의 조립이 용이해지며, 측정된 정보로부터 매니퓰레이터의 위치 및 자세를 구하는 정기구학(direct kinematics)이 간단해지는 장점이 있다.

Fig.3은 측정 시스템의 개략도이다. 3개의 PSD(PSD-A, PSD-B, PSD-C)는 서로 직각으로 배치되어 있고, 이들의 원점( $O_A, O_B, O_C$ )과 측정 시스템의 기준점(O)은 동일 평면상에 존재한다. 초기에 시스템의 기준점 위치에 매니퓰레이터의 중심이 존재하며, 매니퓰레이터에 서로 직각으로 부착된 3개의 레이저 다이오드( $L_A, L_B, L_C$ )는 해당 PSD 상에 레이저 광을 투사한다. 매니퓰레이터가 운동을 함에 따라 부착된 레이저 다이오드들도 함께 운동을 하며, PSD 상에 투사된 광의 위치도 함께 변하게 된다.

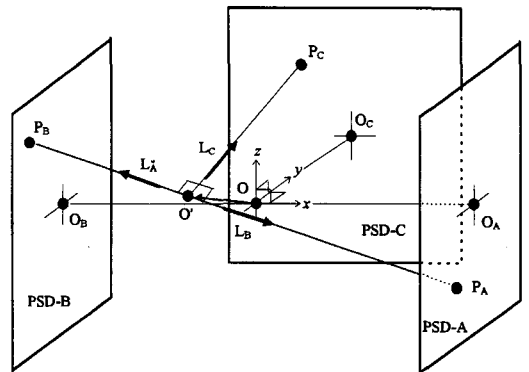


Fig. 3 Schematic diagram of the sensing system

매니퓰레이터의 중심이 O에서 O'로 이동함에 따라 PSD에 투사된 광의 위치를 각각  $P_A, P_B, P_C$ 라 하자. 이때  $P_A, P_B, P_C$ 의 절대위치는 각각의 PSD 센서로부터 출력되는 2축 위치정보와 기준점에서 PSD원점까지의 거리 정보로부터 쉽게 구할 수 있으며, 이것으로부터 O'의 위치는 기하학적인 관계에서 다음을 구할 수 있다.

$$\frac{\overrightarrow{O'P_B} \cdot \mathbf{i}}{P_A P_B \cdot \mathbf{i}} = \frac{\overrightarrow{O'P_B} \cdot \mathbf{j}}{P_A P_B \cdot \mathbf{j}} = \frac{\overrightarrow{O'P_B} \cdot \mathbf{k}}{P_A P_B \cdot \mathbf{k}}, \quad (1)$$

이거서  $\mathbf{i}, \mathbf{j}$  및  $\mathbf{k}$ 는 기준좌표계의 단위벡터이다. 그리고, 선분  $\overrightarrow{P_A P_B}$  와 선분  $\overrightarrow{O'P_C}$ 는 서로 직교하므로

$$\overrightarrow{P_B P_A} \cdot \overrightarrow{O'P_B} = 0 \quad (2)$$

그러므로 점  $P_A, P_B, P_C$ 의 위치를 각각  $(a_x, a_y, a_z), (b_x, b_y, b_z)$  및  $(c_x, c_y, c_z)$ 라 할 때 식 (1)과 (2)로부터 매니플레이터 중심의 위치  $(r_x, r_y, r_z)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_x &= b_x - h(a_x - b_x) \\ r_y &= b_y - h(a_y - b_y) \\ r_z &= b_z - h(a_z - b_z), \end{aligned} \quad (3)$$

c. 기서

$$h = \frac{(a_x - b_x)(b_x - c_x) + (a_y - b_y)(b_y - c_y) + (a_z - b_z)(b_z - c_z)}{(a_x - b_x)^2 + (a_y - b_y)^2 + (a_z - b_z)^2}$$

매니플레이터의 자세는 매니플레이터가 미소 회전변위를 한다는 가정하에서 측정된 점  $P_A, P_B, P_C$ 의 위치로

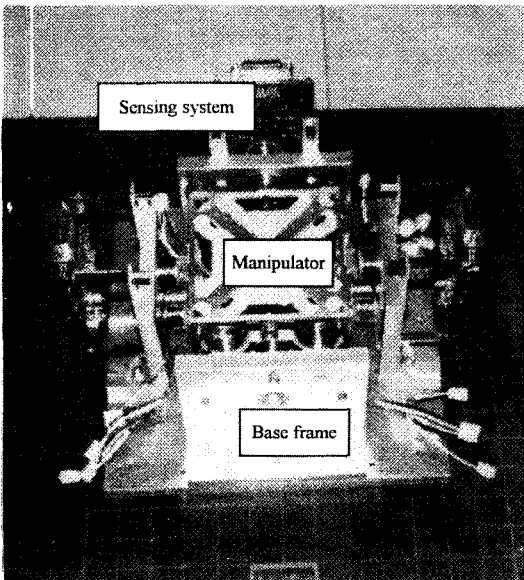


Fig. 4 Configuration of the whole mechanical system

부터 다음과 같은 ZYX 오일러 각  $(\theta_s, \phi_s, \psi_s)$ 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \theta_s &= \frac{a_y - r_y}{\sqrt{(a_x - r_x)^2 + (a_y - r_y)^2 + (a_z - r_z)^2}} \\ \phi_s &= \frac{a_z - r_z}{\sqrt{(a_x - r_x)^2 + (a_y - r_y)^2 + (a_z - r_z)^2}} \\ \psi_s &= \frac{c_z - r_z}{\sqrt{(a_x - r_x)^2 + (a_y - r_y)^2 + (a_z - r_z)^2}} \end{aligned} \quad (4)$$

Fig.4는 전체시스템의 기구부를 보여주는 것으로, 매니플레이터와 고정부의 조립된 형상 및 고정부에 부착된 측정시스템을 보여준다.

#### 4. 자기부상 시스템의 모델링 및 검증

고정된 슬레노이드에 전류 앰프를 사용하여 전류를 공급시켜 영구자석을 이동시킬 경우 이들 사이에는 축방향 힘과 반경방향 힘이 발생한다. 이때 이들 힘은 변위와 전류의 함수로 표현된다<sup>(12)</sup>. 축방향 힘과 반경방향 힘은 공칭변위 및 공칭전류에서 변위와 전류에 대해 선형화하고 선형화된 변수를  $\Delta$ 를 사용하여 표기하면, 평면이동용 영구자석에 발생하는 힘은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta F_r &= 0 \\ \Delta F_a &= K_{ia} \Delta i_c, \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $F_r, F_a, i_c$  및  $K_{ia}$ 는 축방향 힘, 반경방향 힘, 공급된 전류 및 축방향에서 전류에 대한 힘의 기울기를 각각 의미한다. 또 부상용 영구자석에 발생하는 힘은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta F_r &= K_{dr} \Delta r \\ \Delta F_a &= K_{da} \Delta z + K_{ia} \Delta i_c, \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $K_{dr}$  및  $K_{da}$ 는 반경방향 및 축방향의 변위에 대한 힘의 기울기이다.

기준좌표계에서 이동좌표계로 원점을 미소변위시켰을 때 동차변환행렬(homogeneous transformation matrix)은 삼각함수의 항을 근사화시키고, 미소항들의 곱을 제거하면 다음과 같다.

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta & \Delta\phi & \Delta x \\ \Delta\theta & 1 & -\Delta\psi & \Delta y \\ -\Delta\phi & \Delta\psi & 1 & \Delta z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

여기서  $x, y$  및  $z$ 는 병진운동을 나타내고,  $\theta, \phi$  및  $\psi$ 는 ZYX 오일러 각이다.

매니플레이터의 운동방정식을 미소변화량으로 나타내면 다음과 같다.

$$\Delta F = M\Delta\ddot{q}, \quad (8)$$

여기서

$$\Delta F = [\Delta F_x \quad \Delta F_y \quad \Delta F_z \quad \Delta T_x \quad \Delta T_y \quad \Delta T_z]^T$$

$$M = \text{diag}[m \quad m \quad m \quad I_x \quad I_y \quad I_z]$$

$$\Delta\ddot{q} = [\Delta\ddot{x} \quad \Delta\ddot{y} \quad \Delta\ddot{z} \quad \Delta\ddot{\psi} \quad \Delta\ddot{\phi} \quad \Delta\ddot{\theta}]^T$$

이때  $\Delta F$ 와  $\Delta T$ 는 각축에 발생하는 힘과 모멘트이고,  $m$ 과  $I$ 는 매니플레이터의 질량과 각축의 관성모멘트이며, 첨자는 축을 의미한다.

매니플레이터에 부착된 영구자석에 작용하는 힘 (5)와 (6)은 식 (7)을 이용하여 변환시킨 후 식 (8)에 대입하면 다음과 같이 모든 축이 서로 비연성된 운동방정식을 구할 수 있다.

$$M\Delta\ddot{q} + K\Delta q = \Delta F_c, \quad (9)$$

여기서  $K$ 와  $\Delta F_c$ 는 다음과 같다.

$$K = \text{diag}[-4K_{dt} - 4K_{dt} \quad 4K_{dt} \quad 4c^2K_{dal} \quad 4c^2K_{dal} - 8c^2K_{dt}]$$

$$\Delta F_c = \begin{bmatrix} K_{in}(\Delta i_{A1} + \Delta i_{A1'} + \Delta i_{A2} + \Delta i_{A2'}) \\ K_{in}(\Delta i_{B1} + \Delta i_{B1'} + \Delta i_{B2} + \Delta i_{B2'} + \Delta i_{C1} - \Delta i_{C1'} + \Delta i_{C2} - \Delta i_{C2'}) \\ K_{in}(\Delta i_{D1} + \Delta i_{D2} + \Delta i_{D3} + \Delta i_{D4}) \\ cK_{in}(\Delta i_{D1} - \Delta i_{D2} - \Delta i_{D3} + \Delta i_{D4}) + eK_{in}(-\Delta i_{B1} + \Delta i_{B1'} - \Delta i_{B2} + \Delta i_{B2'}) \\ cK_{in}(-\Delta i_{D1} - \Delta i_{D2} + \Delta i_{D3} + \Delta i_{D4}) + eK_{in}(\Delta i_{A1} - \Delta i_{A1'} + \Delta i_{A2} - \Delta i_{A2'}) \\ bK_{in}(\Delta i_{C1} + \Delta i_{C1'} + \Delta i_{C2} + \Delta i_{C2'}) \end{bmatrix},$$

여기서  $K_{dt}$  및  $K_{dal}$ 은 부상용 영구자석에서 반경방향 및 축방향의 변위에 대해 발생한 반경방향 힘 및 축방향 힘의 기울기이고,  $K_{dt}$  및  $K_{dal}$ 은 평면이동용 및 부상용 영구자석에서 상당 솔레노이드에 인가된 전류에 대해 발생한 축방향 힘의 기울기이다. 또  $\Delta i$ 의 아래첨자는 각 영구자석의 위치를 의미한다.

식 (9)에서 사용된 매개변수들은 모의실험을 통하여 구하였다. 매니플레이터의 사양과 매개변수들은 Table 1에 제시되었다.

Table 1 Specification of the system

Parameter or constant	Value
manipulator size	96 mm × 96 mm × 94 mm
$b$	40 mm
$c$	28.5 mm
$e$	25 mm
$m$	166 g
$I_x$	0.00034 kg m <sup>2</sup>
$I_y$	0.00033 kg m <sup>2</sup>
$I_z$	0.00053 kg m <sup>2</sup>
$K_{dt}$	20.7 N/m
$K_{dal}$	37.0 N/m
$K_{iac}$	0.24 N/A
$K_{ial}$	0.71 N/m

식 (9)를 간략화하기 위해  $\Delta$ 항을 생략하고 각 솔레노이드에 인가하는 전류를 다음 식 (10)과 같이 정의하자.

$$i_{A1} = i_{A1'} = i_{A2} = i_{A2'} = \frac{1}{4}i_x$$

$$i_{B1} = i_{B1'} = i_{B2} = i_{B2'} = \frac{1}{4}i_y$$

$$i_{C1} = i_{C1'} = i_{C2} = i_{C2'} = \frac{1}{4}i_\theta \quad (10)$$

$$i_{D1} = \frac{1}{4}(i_z + i_\psi - i_\phi)$$

$$i_{D2} = \frac{1}{4}(i_z - i_\psi - i_\phi)$$

$$i_{D3} = \frac{1}{4}(i_z - i_\psi + i_\phi)$$

$$i_{D4} = \frac{1}{4}(i_z + i_\psi + i_\phi).$$

이때 식 (9)는 식 (11)과 같이 표현할 수 있다.

$$M\ddot{q} + Kq = F_c, \quad (11)$$

여기서

$$F_c = [K_{iac}i_x \quad K_{iac}i_y \quad K_{ial}i_z \quad cK_{ial}i_\psi \quad cK_{ial}i_\phi \quad bK_{iac}i_\theta]^T.$$

Table 1의 값을 식 (11)에 적용하면 다음 운동방정식을 얻는다.

$$\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{K}_M \mathbf{q} = \mathbf{F}_F \dot{\mathbf{q}}, \quad (12)$$

여기서

$$\mathbf{K}_M = \text{diag}[-498.8 \quad -498.8 \quad 891.6 \quad 353.6 \quad 364.3 \quad -253.8]$$

$$\mathbf{K}_F = \text{diag}[1.5 \quad 1.5 \quad 4.3 \quad 59.5 \quad 61.3 \quad 18.1].$$

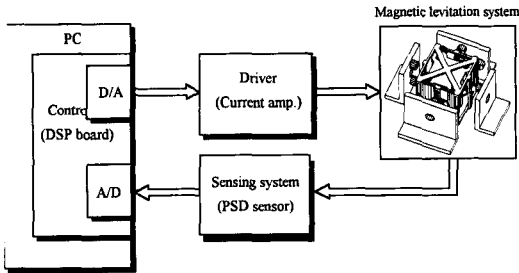


Fig. 5 Schematic diagram of hardware system for control

운동방정식 (12)를 검증하기 위해 Fig.5와 같은 제어 시스템을 구성하였다. 제어기로는 일반 PC에 장착할 수 있는 6축 DSP 보드이다. 제어기에서 출력된 6개의 전압 신호는 전류 앰프(current amplifier)를 내장하고 있는 구동기(driver)로 입력된다. 구동기에서는 입력된 전압 신호중  $x, y$  및  $\theta$  방향용 신호는 평면운동을 위한 6개의 전류로,  $z, \psi$  및  $\phi$  방향용 신호는 부상운동을 위한 4개의 전류로 변환시켜 출력한다. 구동기에서 출력된 전류는 시스템의 솔레노이드에 각각 입력되어 매니플레이터를 구동시킨다. 매니플레이터에 부착된 레이저 다이오드는 광을 발생시켜 해당 PSD 센서에 투사하며, 측정시스템에서는 투사된 광의 위치를 6개의 전압값으로 변환시켜 제어기에 입력한다.

시스템의 계단응답 특성을 조사하기 위하여 Fig. 6과

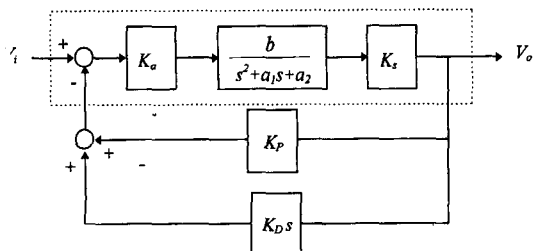


Fig. 6 Control loop for system modeling

같은 제어회로를 고려하였다. 그림에서  $K_a$ 는 전류앰프의 이득(gain)으로 1이며,  $K_s$ 는 측정시스템의 이득으로 병진운동 축에서는 1000이고, 회전운동 축에서는  $180/\pi$ 이다. 그림에서  $x, y$  및  $\theta$  축은 원래 불안정한 시스템이기 때문에 PD 제어에 의해 안정화 시킨후 응답 특성을 조사하였으며,  $z, \psi$  및  $\phi$  축 그림의 점선부분과 같이 개회로의 응답특성을 조사하였다. 각축의 운동방정식이 다음의 2차 미분방정식으로 표현된다고 가정하자.

$$\ddot{q} + a_1 \dot{q} + a_0 q = b i_q, \quad (13)$$

여기서  $a_0, a_1$  및  $b$ 는 상수값이다. 이때 각축에서 폐회로 시스템의 전달함수는

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{bK_a K_s}{s^2 + (a_1 + bK_a K_s K_D s) + (a_0 + bK_a K_s K_p)}$$

$$= \frac{bK_a K_s}{\omega_n^2} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (14)$$

여기서  $V_i$ 와  $V_o$ 는 각각 주파수 영역에서의 입력과 출력이다.

식 (14)로부터, P 및 D의 이득이 주어졌을 때 시스템의 계단 응답특성을 알면 각각의 축에대한 운동방정식의 매개변수들을 구할 수 있다. 즉, 시간 영역에서 계단입력을  $v_i$ 라 하고 정상상태의 응답을  $v_o$ 라 할 때, 시간응답으로부터 댐핑계수  $\zeta$ 와 고유주파수  $\omega_n$ 을 측정하면 운동방정식의 매개변수들은 다음 식으로 주어진다.

$$b = \frac{1}{K_a K_s} \frac{v_o \omega_n^2}{v_i}$$

$$a_0 = \omega_n^2 - bK_a K_s K_p \quad (15)$$

$$a_1 = 2\zeta\omega_n - bK_a K_s K_D.$$

기준입력은  $x, y$  및  $\theta$  축에서  $0.3\text{mm}$  및  $0.3^\circ$ 이고,  $z, \psi$  및  $\phi$  축에서는  $0.05\text{mm}$  및  $0.05^\circ$ 이다. 이때 계단입력에 대한 시간응답은 Fig.7과 같다.  $x, y$  및  $\theta$  축의 피드백 이득  $K_p$ 와  $K_D$ 는 1.5와 0.005로 비교적 작은 값으로 선정했다. 이것은 이득을 작게함으로써 시스템의 특성을 쉽게 구할 수 있기 때문이다. 또,  $z, \psi$  및  $\phi$  축에서는 피드백이 없으므로 피드백 이득  $K_p$ 와  $K_D$ 를 각각 영으로 하였다.

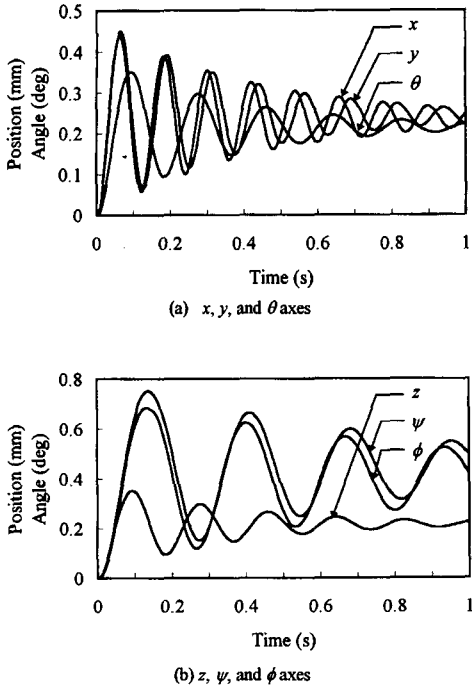


Fig. 7 Step responses for system modeling.

Table 2 DC gain, damping coefficient, and natural frequency of control system

Axis	$v_0/v_1$	$\zeta$	$\omega_n$ (rad/s)
x	0.793	0.049	52.42
y	0.807	0.051	50.33
z	4.316	0.083	34.41
$\psi$	8.942	0.056	23.22
$\phi$	8.286	0.054	23.42
$\theta$	0.825	0.039	39.26

Fig.7로부터 시스템 응답의 DC이득, 댐핑계수 및 고유진동수를 구하여 이것은 Table 2에 제시하였고, 이것으로부터 다음의 운동방정식을 구했다.

$$\ddot{q} + C_M \dot{q} + K_M q = K_F i_q, \quad (16)$$

여기서

$$C_M = \text{diag}[-6.4 \quad -5.1 \quad 5.7 \quad 2.6 \quad 2.5 \quad -3.3]$$

$$K_M = \text{diag}[-523.0 \quad -534.5 \quad 1183.8 \quad 539.3 \quad 548.5 \quad -366.8]$$

$$K_F = \text{diag}[2.2 \quad 2.1 \quad 5.1 \quad 84.2 \quad 79.3 \quad 22.2]$$

이론적 모델과 실험에 의한 모델사이의 매개변수들을 비교해 보면, 이론적 모델에는 속도 또는 각속도항이 존재하지 않았으나 실험에 의한 모델에서는 이들 값이 존재함을 보여준다. 이것은 운동방정식을 유도할 때 전류앰프를 사용한다는 전제하에 역기전력의 항을 고려하지 않았으나, 실험에서 사용된 전류앰프는 완벽하게 이상적인 것이 아니기 때문에 속도항이 나타난 것으로 고려된다. 또한, 이론적 모델의 매개변수들은 실험에 의한 모델에서 보다 약 60에서 70 % 정도의 값을 갖는다. 이것은 슬레노이드가 이상적으로 감겨지지 않았고, 또 시스템을 조절할 때 생기는 조립공차에 기인한 것으로 고려된다.

### 5. 자기부상 시스템의 강인제어

식 (16)으로 부터, 매니플레이터는 개회로 시스템에서 불안정한 평면운동을 가지며, 심하게 진동하는 부상운동을 갖는다는 것을 알 수 있다. 그러므로 이 자기부상 시스템은 안정화 및 정밀 위치제어를위하여 폐회로의 제어를 요구한다. 더욱이 시스템에 외란이 작용할 때 PID제어에 의한 제어시스템의 성능은 현저하게 저하된다. 따라서 외란에 의한 성능저하를 방지하기 위하여 강인제어의 필요성이 대두된다. 이 연구에서는, 자기부상 시스템을 제어하기 위해 MRC(모델기준제어기, Model Reference Controller)와  $H_\infty$ 제어기기가 합성된 제어기를 도입한다. 여기에서 MRC는 시스템을 안정화시키는 역할을 하며,  $H_\infty$ 제어기는 MRC에서 발생된 오차를 최소화하는 역할을 한다. 특히,  $H_\infty$  제어기는 강인제어기의 일종으로서 외란이나 노이즈의 영향을 최소화하는 역할을 한다.

시스템의 운동방정식 (16)에 구동기의 이득과 센서의 이득을 고려하면, 각축에서 다음 식(17)과 같은 동일한 형태의 2차미분방정식으로 표현된다.

$$\ddot{q} + a_1 \dot{q} + a_0 q = b K_a K_s u, \quad (17)$$

여기서  $u$ 는 제어입력으로 표현된 전압을 나타낸다. 이 식을 상태공간식으로 표현하면 다음 식 (18)과 같다.

$$\dot{q}_p = A_p q_p + B_p u \quad (18)$$

여기서

$$q_p = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix}, A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ b K_a K_s \end{bmatrix}$$

기준입력의 형태를 결정하는 기준모델은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{q}_m = A_m q_m + B_m r, \quad (19)$$

여기서

$$q_m = \begin{bmatrix} q_m \\ \dot{q}_m \end{bmatrix}, A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\tilde{\omega}_n^2 & -2\zeta\tilde{\omega}_n \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\omega}_n^2 \end{bmatrix} \text{이며,}$$

$\tilde{\omega}_n$ 과  $\zeta$ 는 설계자에 의해 임의로 선정될 수 있는 값이다. 본 연구에서는 모든 축에서 동일한 성능을 얻기 위해  $\tilde{\omega}_n$ 과  $\zeta$ 를 각각 100과 1로 선정하였다. 제어입력  $u$ 를 MRC의 제어입력  $u_r$ 과  $H_\infty$  제어기의 제어입력  $u_h$ 로 분리하면

$$u = u_r - u_h \quad (20)$$

라 놓을 수 있으며,  $q_e$ 를 다음으로 정의하면

$$q_e = q_m - q_p \quad (21)$$

다음의 오차방정식이 유도된다.

$$\dot{q}_e = A_m q_e + B u_h + \left\{ (A_m - A_p) q_p + B_m r - B_p u_r \right\}. \quad (22)$$

이 식에서 제어입력  $u_r$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$u_r = B_p^+ \left\{ (A_m - A_p) q_p + B_m r \right\}. \quad (23)$$

여기서  $B_p^+ \equiv (B_p^T B_p)^{-1} B_p^T$ .

식 (23)을 식 (22)에 대입하면 다음 식과 같은 새로운 오차방정식이 유도된다.

$$\dot{q}_e = A_m q_e + B_p u_h. \quad (24)$$

이 새로운 동역학 모델에 모델링 오차, 외란 및 센서노이즈를 고려한 강인제어기를 설계하기 위해 Fig.8과 같은 구조의  $H_\infty$  제어기를 고려한다<sup>(13, 14)</sup>.

여기서  $P(s)$ 는 새로운 동역학 모델이고,  $K_\infty(s)$ 는 제어기이다.  $w_1$ 과  $w_2$ 는 각각 외란 및 센서 노이즈이고,  $z_1$ 과  $z_2$ 는 플랜트의 출력과 입력이다.  $W_d$ ,  $W_n$ ,  $W_1(s)$  및  $W_2(s)$ 는 설계자가 임의로 정의할 수 있는 가중치이다. 새로운 동역학 모델  $P(s)$ 를 다음과 같이 나타내자.

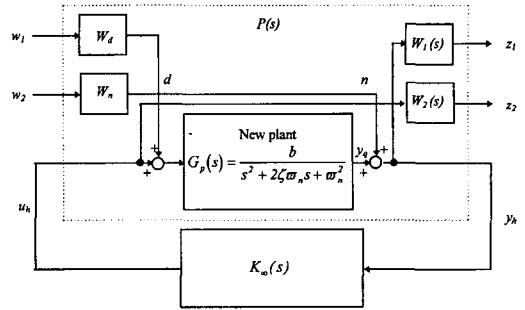


Fig. 8 Configuration of the  $H_\infty$  control system

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$P(s)$ 는 다음 식과 같이 입출력에 관계하는 전달함수이다.

$$z = P_{11} w + P_{12} u_h \quad (26)$$

$$y_h = P_{21} w + P_{22} u_h,$$

여기서  $z = [z_1 \ z_2]^T$ ,  $w = [w_1 \ w_2]^T$ 이다. 이때,  $w$ 에서  $z$ 로의 전달함수는

$$z = F_l(P, K_\infty) w. \quad (27)$$

이때  $F_l(P, K_\infty)$ 는 LFT(Linear Fractional Transformation)이라 부르며, 다음과 같이 정의된다.

$$F_l(P, K_\infty) = P_{11} + P_{12} K_\infty (I - P_{22} K_\infty)^{-1} P_{21}. \quad (28)$$

제어기  $K_\infty(s)$ 를 구하기 위하여 Glover-Doyle 알고리즘<sup>(13)</sup>을 이용한다. 즉, LFT의 무한노름(infinite norm)이 다음 식과 같이 적정범위  $\gamma$  이내에 있도록 가중치 및 제어기를 설계한다.

$$\|F_l(P, K_\infty)\|_\infty < \gamma \quad (29)$$

본 연구에서 가중치  $W_d$ ,  $W_n$ ,  $W_1$  및  $W_2$ 와 제어기  $K_\infty$ 는 MATLAB의 설계패키지<sup>(14)</sup>를 이용하여 반복적인 모의실험에 의해 선정 및 설계되었다. 선정된 가중치는 모든 축에서 동일하게 다음과 같다.

$$W_d = 0.001 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$



$$W_n = 0.001$$

$$W_1(s) = 0.05 \frac{s + 1000}{s + 0.01} \quad (30)$$

$$W_2(s) = 5 \frac{s + 500}{s + 50000}$$

모의실험에 의해 선정된 제어기는 다음과 같다.

(31)

$$K_{\infty,x}(s) = \frac{10.000s^3 + 5.020 \times 10^5 s^2 + 1.001 \times 10^8 s + 5.000 \times 10^9}{s^4 + 8.098 \times 10^2 s^3 + 1.929 \times 10^5 s^2 + 2.115 \times 10^7 s + 2.115 \times 10^5}$$

$$K_{\infty,y}(s) = \frac{10.000s^3 + 5.020 \times 10^5 s^2 + 1.001 \times 10^8 s + 5.000 \times 10^9}{s^4 + 8.052 \times 10^2 s^3 + 1.892 \times 10^5 s^2 + 2.030 \times 10^7 s + 2.030 \times 10^5}$$

$$K_{\infty,z}(s) = \frac{10.000s^3 + 5.020 \times 10^5 s^2 + 1.001 \times 10^8 s + 5.000 \times 10^9}{s^4 + 8.813 \times 10^2 s^3 + 2.533 \times 10^5 s^2 + 3.637 \times 10^7 s + 3.636 \times 10^5}$$

$$K_{\infty,\psi}(s) = \frac{10.000s^3 + 5.020 \times 10^5 s^2 + 1.001 \times 10^8 s + 5.000 \times 10^9}{s^4 + 8.755 \times 10^2 s^3 + 2.483 \times 10^5 s^2 + 3.500 \times 10^7 s + 3.500 \times 10^5}$$

$$K_{\infty,\phi}(s) = \frac{10.000s^3 + 5.020 \times 10^5 s^2 + 1.001 \times 10^8 s + 5.000 \times 10^9}{s^4 + 8.698 \times 10^2 s^3 + 2.433 \times 10^5 s^2 + 3.366 \times 10^7 s + 3.366 \times 10^5}$$

$$K_{\infty,\theta}(s) = \frac{10.000s^3 + 5.020 \times 10^5 s^2 + 1.001 \times 10^8 s + 5.000 \times 10^9}{s^4 + 7.767 \times 10^2 s^3 + 1.666 \times 10^5 s^2 + 1.539 \times 10^7 s + 1.539 \times 10^5}$$

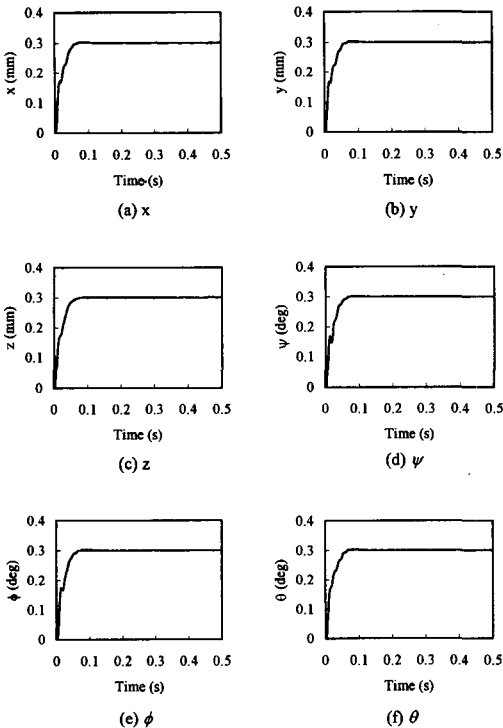


Fig. 9 Experimental results of position control by MR-H<sub>∞</sub> controller

MR-H<sub>∞</sub> 제어기에 의한 위치제어의 실험결과는 Fig.9 와 같다. 이때 계단입력의 크기는 각각 0.3mm 및 0.3° 이다. 실험결과에서 알 수 있듯이 모든 축에서 거의 동일한 형태의 응답을 보였다. 이것은 모든 축에서 동일한 기준 모델을 설정한 후 기준모델의 출력과 실제 플랜트의 출력의 차이를 위에서 제시한 제어기에 의해 제어를 했기 때문이다. MR-H<sub>∞</sub> 제어기에 의한 위치제어 결과 시스템의 성능에 대한 데이터는 Table 3과 같다. 모든 축에서 상승시간(rising time)은 40ms이하이고, 정착시간(settling time)은 2% 오차를 적용하였을 때 62ms 이하이다. 병진운동축에서 정밀도는 0.3μm이하이고, 회전운동축에서는 0.3×10<sup>-3</sup> 이하이다.

Table 3 Performance of the system by use of MR-H<sub>∞</sub> controller

Axis	Rising time (s)	Settling time (s)	Standard deviation
			in steady-state (μm or ×10 <sup>-3</sup> °)
x	0.036	0.056	0.23
y	0.036	0.056	0.18
z	0.036	0.061	0.27
ψ	0.034	0.061	0.27
φ	0.035	0.061	0.23
θ	0.041	0.062	0.12

## 6. 웨이퍼 탐침 시스템

자기부상을 이용한 시스템은 고정부와 이동부 사이에 접촉이 존재하지 않기 때문에 마찰이 없으며 이로인한 먼지입자가 발생하지 않는 장점을 가지고 있다. 이와같은 시스템은 청정환경을 요구하는 반도체 생산 및 검사공정에 폭넓게 이용할 수 있다. 본 연구에서는 개발한 시스템을 반도체 검사공정 중 웨이퍼 검사를 위한 미동용 매니플레이터로 이용하고자 한다.

반도체 생산공정에서, 웨이퍼 상에 제작된 집적회로(integrated circuit)들이 각각의 칩(chip)으로 분리되기 전에 이 회로들을 테스트해야 한다.

이 것은 오동작하는 집적회로들을 미리 발견해 내서 패키지에 따른 손실을 절감하기 위한 것이다. 이 단계에서 탐침검사공정(probing process)이 요구된다. 탐침검사는 DUT(Device Under Test)의 내부나 DUT의 본드패드(bond pad) 위에 탐침을 기계적으로 접촉시켜 통전

실험을 하는 것이다. 자동 탐침검사에서는 주로 많은 양의 검사를 하기 위해 배열형 탐침(probe array)이 주로 이용된다. 이러한 탐침을 이용할 경우 DUT의 I/O 패드 상에 탐침촉(probe tip)이 동시에 접촉되기 위하여 탐침의 평면화(planarization)와 탐침촉들의 정렬화(alignment)가 요구된다.

또한 DUT의 손상을 막기위해 컴플라이언스(compliance)가 있는 탐침기구가 요구된다<sup>(15)</sup>. 미소위치결정, 탐침의 평면화 및 컴플라이언스를 구현하기 위하여 매니플레이터는 6자유도가 필요하다. 이중 z축 방향으로는 위치결정 및 컴플라이언스가 구현되도록 설계되어야 한다.

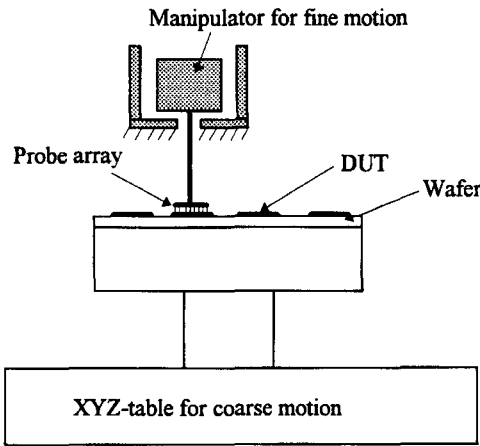


Fig. 10 Proposed wafer probing system

본 연구에서는 Fig.10과 같은 형태의 웨이퍼 탐침검사 시스템을 제안한다. 조동운동(coarse motion)은 XYZ-테이블이 담당하며 미동운동(fine motion)은 개발된 자기부상식 매니플레이터에 의해 수행된다. 매니플레이터의 하단부에 배열형 탐침이 부착된 탐침용 기구를 연결하여 작업을 수행한다.

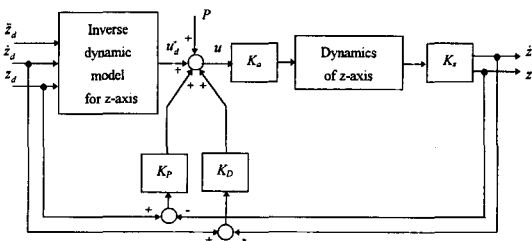


Fig. 11 Control loop to implement compliance for z-axis

개발된 자기부상식 매니플레이터에 컴플라이언스를 구현하기 위해 z축 방향은 Fig.11과 같은 운동방정식 모델이 고려된 피드포워드-PD 제어기(feedforward-PD controller)를 사용한다. 기준 입력의 위치, 속도 및 가속도를 각각  $z_d, \dot{z}_d,$  및  $\ddot{z}_d$ 라 할 때 모델로부터 출력된 기준 제어입력은 다음과 같다.

$$u = \frac{1}{bK_a K_s} (\ddot{z}_d + a_1 \dot{z}_d + a_0 z_d) + K_p e + K_D \dot{e}. \quad (32)$$

P를 매니플레이터에 가해진 하중이라 하고, 식 (17)에 모델링 오차가 없다면, 식 (32)의 제어입력을 식 (17)의 z축에 대한 제어입력에 대입하여 다음과 같은 오차방정식을 얻는다.

$$\ddot{e} + (a_1 + bK_a K_s K_D) \dot{e} + (a_0 + bK_a K_s K_p) e = -bK_a K_s P. \quad (33)$$

이 오차방정식으로 부터 정상상태의 오차를 구하면 다음과 같다.

$$e_{ss} = -\frac{bK_a K_s}{a_0 + bK_a K_s K_p} P. \quad (34)$$

위와같이 피드포워드-PD 제어기를 이용하면 정상상태에서 매니플레이터에 가해진 하중과 비례하는 오차를 얻을 수 있다. 이것은 가상의 스프링과 같은 컴플라이언스 효과를 얻을 수 있으며, 이 오차를 알면 매니플레이터에 가해진 하중을 역으로 계산할 수도 있다.

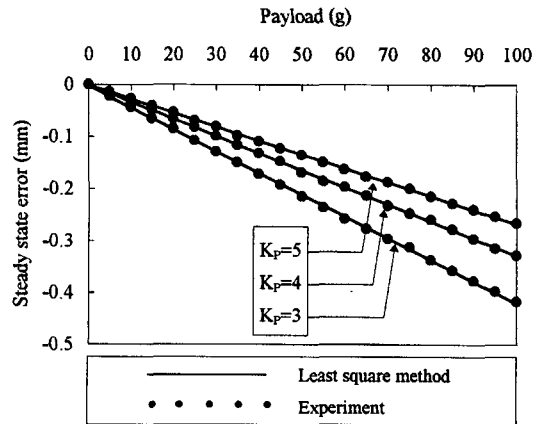


Fig. 12 Experimental results of z directional steady-state position errors over loads

Fig.12는 피드포워드-PD 제어를 했을 때 하중과 정상 상태 오차와의 관계를 도식한 것으로 실험에 의해 얻은 데이터와 최소자승법에 의해 선형적인 관계로 보간한 것을 보여준다. 실험에 의해 얻은 데이터와 최소자승법에 의해 구한 데이터 사이의 표준편차는  $2.1\mu\text{m}$ 로서 이것을 하중으로 환산하면 약  $5\text{mN}$ 에 상당한다. 이러한 제어시스템에서는 위치오차가 기준오차가 되도록 위치제어를 하면 간접적인 방법에 의해  $5\text{mN}$ 의 분해능을 갖는 수동적 힘제어를 할 수 있다.

## 7. 결 론

자기부상식 미동 매니퓰레이터는 접촉부위가 없어서 먼 지입자를 발생하지 않으므로 반도체 공정과 같은 청정환경에서 이용할 수 있는 장점을 가지고 있다. 본 연구에서는 자기부상식 미동 매니퓰레이터의 안정성을 증가시키기 위해 상반구조 형태로 개발하여 이를 해석하고 제어하였으며 웨이퍼 검사 시스템에 적용하기 위한 응용시스템을 제안하였으며 다음과 같은 결론을 얻었다.

매니퓰레이터의 6 자유도 운동을 측정하기 위해 3개의 2축 PSD를 이용한 측정시스템을 구현하였다. 이것은 기존의 측정시스템보다 조립이 용이하고 정기구학이 간단한 장점을 가지고 있다.

시스템을 해석하기 위해 수학적 모델링을 하였고 이를 실험적으로 검증하였다. 이것으로 부터 실제 플랜트에 모델링에 존재하지 않았던 속도항이 존재하는 것을 알았으며 이것은 전류앰프가 이상적이지 않았기 때문인 것으로 해석된다. 또한 실제 플랜트 운동방정식의 매개변수들이 모델보다 큰 값을 보이고 있는데 이는 슬레노이드가 이상적으로 감기지 않고, 또 조립할 때 생기는 조립 공차에 기인한 것으로 고려된다.

시스템의 성능을 향상시키기 위해  $\text{MR}-\text{H}_\infty$  제어를 이용한 위치제어를 수행하였다.  $\text{MR}-\text{H}_\infty$  제어에 의해  $0.3\mu\text{m}$  및  $0.3 \times 10^{-3}$  이하의 정밀도와  $62\text{ms}$  이하의 정착 시간을 얻을 수 있었다.

웨이퍼 검사공정에 이 시스템을 적용시키기 위해 웨이퍼 탐침시스템을 제안하였고, 이 시스템에 컴플라이언스를 구현하기 위해 피드포워드-PD제어를 이용하였다. 이 제어기는 하중이 작용할 때 하중에 상당하는 정상상태 오차가 존재하였으며 실험으로 부터 하중과 정상상태 오차의 관계를 구했다. 역으로 정상상태 오차에 의해 작용된 하중을 알 수 있으며 이것으로 부터 위치제어에 의해

$5\text{mN}$ 의 분해능을 갖는 수동적 힘제어를 간접적으로 할 수 있다.

## 참 고 문 헌

1. Umetani Y. and Suzuki H., "Piezoelectric Micro Manipulator in Multi Degree-Of-Freedom with Tactile Sensibility", 10th International Symposium on Industrial Robots, pp.571~579, 1980.
2. Higuchi T., Yamagata Y., Furutani K. and Kudoh K., "Precise Positioning Mechanism Utilizing Rapid Deformations of Piezoelectric Elements", IEEE Micro Electro Mechanical Systems, Napa Valley, CA, pp.11~14, 1990.
3. Kuribayashi K., "Micro Actuator using Shape Memory Alloy for Micro Robot", International Conf. on Advanced Mechatronics, pp.109~114, 1989.
4. Fujita H. and Omodaka A., "Electrostatic Actuators for Micromechatronics", IEEE Micro Robots and Teleoperators Workshop, Hyannis, MA., 1987.
5. Mehregany M., Nagarkar P., Senturia S. and Lang J., "Operation of Microfabricated Harmonic and Ordinary Side-Drive Motors", IEEE Micro Electro Mechanical Systems, Napa Valley, CA, Feb, 1990.
6. Smith D. and Elrod S., "Magnetically Driven Micropositioner", Review of Sci. Instruments, 561(10), Oct, pp.1970~1971, 1985.
7. Tsuda M., Higuchi T. and Fujiwara S., "Magnetically Supported Intelligence Hand for Automated Precise Assembly", Proc. of Conf. on Industrial Electronic, Control and Instrumentation, SPIE, Vol.805, pp.926~933, 1987.
8. Hollis R. L., Allan A. P. and Salcudean S., "A Six Degree-of-Freedom Magnetically Levitated Variable Compliance Fine-Motion Wrist : Design, Modeling and Control",

- IEEE Tran. on Robotics and Automation, Vol.7, No.3, pp.320~332, 1991.
9. Ohnuki H. and Fukui Y., "Three-dimensional Actuators for Optical Head", Optical Disk Technology, SPIE, Vol.329, pp.103~108, 1982.
  10. Jeong M. C. and Busch-Vishniac I. J., "A Submicro Accuracy Magnetic Levitation Micromachine with End point Friction", Sensors and Actuators, A.29, pp.225~234, 1991.
  11. Chen S.-J. S. and Busch-Vishniac I. J., "A Magnetically Levitated, Automated, Contact Analytical Probe Tool", IEEE Tran. on Semi. Manuf., Vol.8, No.1, pp.72~78, 1995.
  12. Jaywant B.V., Electromagnetic Levitation and Suspension Techniques, Edward Arnold, 1981.
  13. Doyle J. C., Khargonekar P. P. and Francis B. A., "State Space Solutions to Standard H<sub>2</sub> and H Control Problem", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.34, No. 8, pp.831~847, 1989.
  14. Grace A., Laub A. J., Little J. N. and Thompson C. M., Control System TOOL-BOX for Use with MATLAB, The Math Works, 1989.
  15. Susumu K., Shoichiro H., Tetuya M. and Ryuichi T., "Contact Properties of the Spring Probe for Porbing on a Solder Bump", Proc. 38th IEEE Conf. on electrical Contacts, pp.187~190, 1992.