

고속/정밀 위치제어시스템의 모델링 및 제어에 관한 연구

A Study on the Modeling and Control of High-Speed/ High-Accuracy Position Control System

박민규, 한창수
(Min-Gyu Pack and Chang-Soo Han)

Abstracts : This paper presents a dynamic modeling and a sliding mode controller for the high-speed/high-accuracy position control system. The selected target system is the wire bonder head assembly which is used in the semiconductor assembly process. This system is a reciprocating one around the pivot point that consists of VCM(voice coil motor) as an actuator and transducer horn as a bonding tool. For the modeling elements, the system is divided into electrical circuit, magnetic circuit and mechanical system. Each system is modeled using the bond graph method and united into the full system. Two major aims are considered in the design of the controller. The first one is that the horn must track the given reference trajectory. The second one is that the controller must be realizable by using the DSP board. Computer simulation and experimental results show that the designed sliding mode controller provides better performance than the PID controller.

Keywords : high-speed/high-accuracy position control system, wire bonder, sliding mode controller, VCM

I. 서론

제조산업을 이끌고 있는 고속/정밀 생산 시스템은 복잡하고, 다양한 요소들로 구성되어 있다. 정밀도나 속도의 측면에서 보통 사람이 할 수 없는 한계 영역에서의 작업을 수행하기 위해서 이다. 따라서, 시스템을 구성하고 있는 부분 요소들에 대한 연구와 그 결합에 대한 연구가 필요하다. 본 논문에서는 이러한 고속/정밀 생산 시스템에 대하여 그 중요 요소인 위치 제어 시스템을 이해하고 구현하고자 한다. 시스템은 반도체 제조 공정 중 후 공정인 칩의 리드와 리드사이클 골드와이어로 연결하는 와이어 본더에 들어가는 와이어 본더 헤드 어셈블리이다. 선정된 시스템에 대하여 해석하여 본드 그래프(bond graph)로 모델링(modeling)하고, 제어기(controller)를 설계하여 시스템을 구현하였다. 이를 위해 해석과 모델링이 용이하도록 자기 회로(magnetic circuit), 전기 회로(electric circuit), 기계 시스템(mechanical system)으로 구분하여 정의하였다. 정의된 부분 시스템에 대하여 중요 관심 요소를 선정하여 모델링하고, 부분 시스템들간의 관계를 정의하여 전체 시스템을 완성하였다. 와이어 본더 시스템의 위치정밀도를 높이기 위해 시스템을 구동하기 위한 제어기로 실제 시스템의 비선형성과 외란의 영향을 고려하여 모델에 근거하여 이에 적합한 슬라이딩 모드(sliding mode) 제어기를 설계하였다. 설계된 제어기의 성능을 기존에 사용하던 PID제어기와 함께 시뮬레이션(simulation)하여 비교, 검증하였다.

시뮬레이션은 수립할 때의 속도와 안정성 성능 확인을 위한 사각파 시뮬레이션과 위치 추종 성능 확인을 위한 정현파 시뮬레이션을 수행하였다. 실험 장치를 구성하고, 설계된 제어기를 적용하여 고속/정밀 위치 제어 시스템을 구현하였다.

II. 시스템 모델링

1. 시스템 소개

그림 1은 와이어 본더 헤드 어셈블리이다. 기존의 구동기에 비해 가볍고 구조가 간단한 VCM (Voice Coil Motor)으로 구동되며, 혼(horn), 혼홀더(horn holder), 암(arm)이 피벗(pivot)을 중심으로 회전 왕복 운동한다. 피벗에는 정밀도에 영향을 미치는 마찰 요소가 있다[1][2].

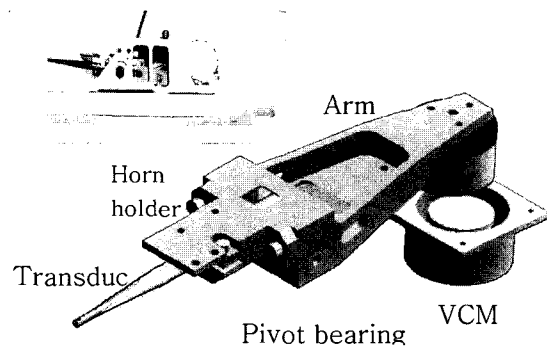


그림 1. 와이어 본더 헤드 어셈블리.
Fig. 1. The wire bonder head assembly.

그림 2는 전체 시스템의 구성도이다. 서로 다른 에너지 영역을 가지는 부분 시스템으로 구분하였다. 구동부와 운동부는 서로 로렌츠 힘(Lorentz force) 관계

접수일자 : 2000. 7. 7., 수정완료 : 2001. 2. 1.

박민규 : (주) 삼성 테크윈(pmg007@samsung.co.kr)

한창수 : 한양대학교 기계공학과(cshan@ihanyang.ac.kr)

※ 본 연구는 2000 년 한양대학교 교내 연구비 지원으로 연구되었습니다.

에 있고, 구동부 내에서 운동자에 해당하는 전기 회로와 고정자에 해당하는 자기 회로는 서로 암페어 법칙(Ampere's law) 관계에 있다.

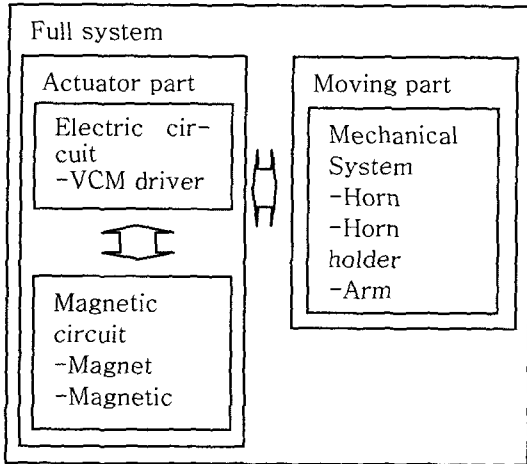


그림 2. 전체 시스템 구성도.
Fig. 2. Component diagram of the full system.

2. 시스템 모델링

2.1 전기 회로

VCM드라이버는 입력 전압에 대하여 저항의 구성으로 증폭된 전압을 VCM코일에 안정되게 공급하는 역할을 하며, 구동할 때 발생하는 EMF의 영향을 VCM 코일이 받지 않도록 하는 역할을 하게 된다. VCM 코일에 공급된 전압에 비례한 전류가 코일에 흐르게 된다.

그림 3은 전기 회로 모델링으로 항목 1은 VCM드라이버를, 항목 2와 3은 각각 VCM코일의 인덕턴스와 저항을 나타낸다.

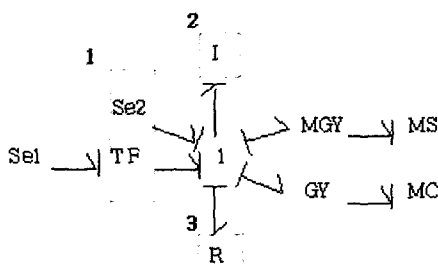


그림 3. 전기 회로 본드 그래프 모델링.
Fig. 3. Bond graph modeling of the electric circuit.

그림 4는 VCM드라이버의 여러 회로 구성 요소 중에서 VCM코일에 인가되는 전압을 결정하는 요소만을 표현하였다. 인가되는 전압(Voltage)은 저항(Resistance)의 관계로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_c = K_v V_0 \tag{1}$$

$$K_v = \frac{\frac{(R_3 + R_4)R_5}{R_3 + R_4 + R_5} + R_c}{R_3 + R_4 + R_5} \frac{R_3 + R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

위 (1)의 저항값과 VCM코일의 모델링 요소중 하나인 저항값을 실측치를 사용하였다

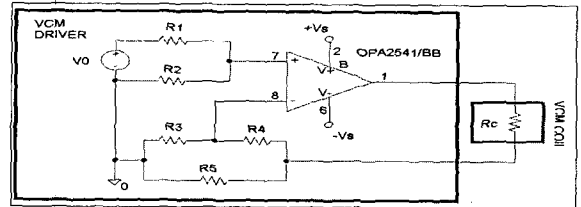


그림 4. VCM드라이버의 전압 결정 요소.
Fig. 4. Voltage determinant components of VCM driver.

2.2 자기 회로

자석은 자속(flux)이라는 에너지를 저장하고 있다. 자석 커버와 공극은 각각 재질과 공기에 의한 자속 흐름을 방해하는 자기 저항 요소를 가지게 되며, 이러한 자기 저항 요소에 의해 감자곡선상에 자석의 동작점(operating point)이 결정되어진다. 모델링에 대하여 다음과 같이 가정하였다.

- 1) 자석 커버의 자기 저항 요소는 무시한다.
- 2) 모든 자속은 자기 회로를 따라 흐른다.
- 3) 자속 밀도와 자기력은 단면적에 대하여 균일하게 분포한다.

따라서, 그림 5와 같이 모델링 요소를 선정하고, 모델링하였다. 항목 1은 자석의 에너지 요소를 나타내고, 항목 2는 공극의 자기 저항 요소이다.

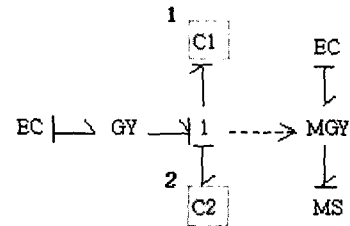


그림 5. 자기 회로 본드 그래프 모델링.
Fig. 5. Bond graph modeling of the magnetic circuit.

네오다이뮴(Neodymium) 계열 자석의 감자 곡선(demagnetization curve)은 다음과 같이 표현되어질 수 있다[3].

$$B = -\mu_m H + B_r \tag{2}$$

여기서, $\mu_m = \frac{B_r}{H_c}$

모델링을 위해서 $M = Hl_m$, $\phi = BA_m$ 의 상관 관계를 이용하여 (2)는

$$\phi = -\mu_m \frac{A_m}{l_m} M + \phi_0 \quad (3)$$

여기서, $\phi_0 = B_s A_m$ 와 같이 표현할 수 있다. 자기 저항은 공극의 기하학적인 형상을 고려하여, 자속이 집중된 부분을 주로 고려하여 모델을 구할 수 있다[4].

그림 6은 공극의 자기 저항 모델링을 위해 자기 해석 프로그램인, Quick Field로 시뮬레이션 한 결과이다. 공극의 마주보는 면사이의 영역을 주영역으로 고려했을 때, 왼쪽 같은 모양의 면일 경우엔 주변 영역을 흐르는 주변 자속(fringe flux)의 영향을 고려해야 하는 반면, 오른쪽 그림과 같은 본 시스템에 적용되어진 모양일 경우엔 거의 모든 자속이 정의된 주영역 속에서 흐르고 있다.

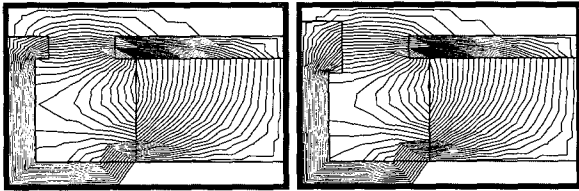


그림 6. Quick Field를 이용한 공극의 자기 저항 모델링을 위한 시뮬레이션.

Fig. 6. Simulation for magnetic reluctance modeling of the air gap using Quick Field.

따라서, 그림 7과 같이 공극의 주영역만을 고려해서 자기저항 모델을 구할 수 있다.

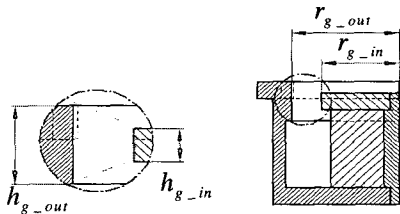


그림 7. 공극의 자기 저항 모델링을 위한 영역 정의.
Fig. 7. Area definition for magnetic reluctance modeling of the air gap.

공극의 자기 저항 모델식은

$$R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_g} \quad (4)$$

$$= \int_{r_{g-in}}^{r_{g-out}} \frac{1}{\mu_0 2\pi r h_g(r)} dr$$

이다. 공극의 자기화(Magnetization)와 자속(Magnetic flux)의 관계식은

$$M_g = R_g \phi_g \quad (5)$$

이며, 가정에 의한 $\phi_m = \phi_g$, $M_m = -M_g$ 의 관계로 (3)과 (5)로부터

$$\phi_m = \frac{1}{1 - \mu_m \frac{A_m}{l_m} R_g} \phi_0, M_m = -R_g \phi_m \quad (6)$$

와 같은 자기 회로 동작점을 구할 수 있다

2.3 기계 시스템

요소 중에서 혼, 혼홀더, 암은 질량체로서 회전축에 대하여 관성 모멘트(moment of inertia)를 가지고 있으며, 질량 중심에서 중력의 영향을 받고 있다. 피벗베어링은 회전에 대하여 마찰 요소를 지니고 있다. 모델링에 대하여 다음과 같은 가정을 적용하였다.

- 1) 혼, 혼홀더, 암은 하나의 강체다.
- 2) 피벗베어링의 마찰은 미끄럼(slip)요소와 교착(stick)요소를 가진다.

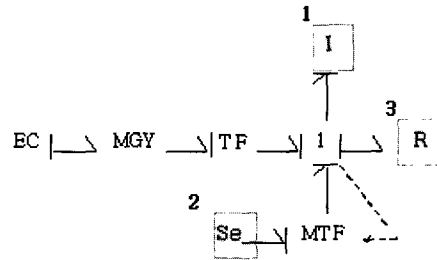


그림 8. 기계 시스템 본드 그래프 모델링.

Fig. 8. Bond graph modeling of the mechanical system.

따라서, 그림 8과 같이 모델링하였다. 항목 1은 회전축에 대한 강체의 관성 모멘트이고, 항목 2는 강체의 질량 중심에서의 중력의 영향이고, 항목 3은 피벗베어링에 있는 마찰 요소이다.

강체의 관성 모멘트와 질량 중심을 계산하기 위해서 3차원 강체 모델링 해석 프로그램인 Solid Edge로 모델링하고 해석하였다. 질량은 전자 저울로 측정하여 비교하였다.

마찰 모델에 대하여 Dahl은 미끄럼에 관해 수학적 모델을 제시하였다[5]. Jang은 Dahl의 모델을 수정 보완하여 이 모델에 대하여 Jang은 미끄럼요소 외에 교착요소를 모두 가지는 수정된 마찰의 표현식을 제안하였다[6].

수정된 Dahl모델식은

$$F_f(\omega) = \text{sign}(\omega)(\lambda_0 + \lambda_1 e(\omega)) + \lambda_2 \omega \quad (7)$$

여기서, $e(\omega) = e^{-(\omega/d_s)^2}$

$\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2$: 임의의 양의 상수

d_s : 스트리백(stribeck) 효과를 가정한 속도 영역으로 표현된다

(7)의 파라미터는 본더를 피벗축에 대하여 자유운동

회전 실험을 한 후 시뮬레이션 값과 비교하여 구하였다. 시뮬레이션과 실험의 비교를 다음 그림 9에 나타내었다.

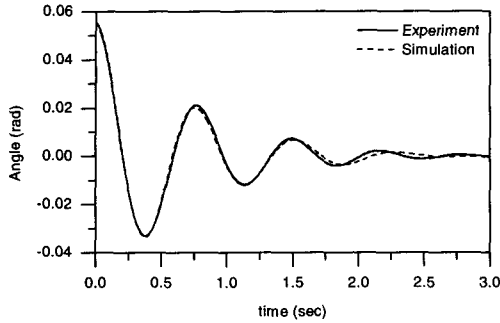


그림 9. 마찰 파라미터를 가진 시뮬레이션과 자유 운동 실험.

Fig. 9. Free motion experiment and simulation with the friction parameters.

3. 전체 시스템 모델링

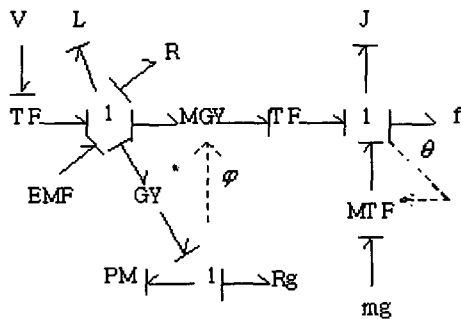


그림 10. 전체 시스템 본드 그래프 모델링.
Fig. 10. Bond graph modeling of the full system.

그림 10과 같이 각 부분 시스템을 로렌츠 힘 관계와 암페어 법칙을 이용해서 하나로 통합해서, 각각의 모델링 요소와 Causality를 적용하였다. 상태 변수를

$$x_1 = \lambda = Li, \quad x_2 = \theta, \quad x_3 = h = J\dot{\theta} \quad (8)$$

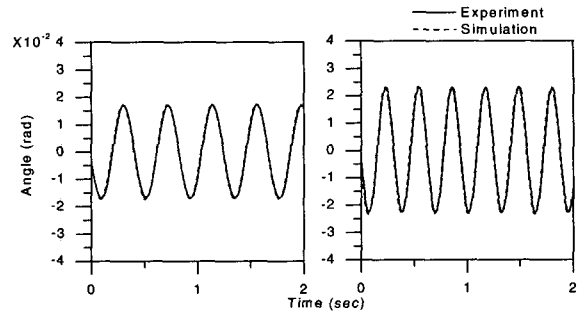
로 정의하고, 상태 방정식을 유도하였다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= K_v V_0 - \frac{R}{L} x_1 \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{J} x_3 \\ \dot{x}_3 &= \frac{l_{cs} d_1}{A_s L} \left(\frac{P}{L} x_1 + Q \right) x_1 - mg d_2 \sin(x_2) - \frac{b}{J} x_3 - f \left(\frac{1}{J} x_3 \right) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, $\left(P = \frac{\mu_m A_m N_c}{l_m + \mu_m A_m R_g}, \quad Q = \frac{l_m}{l_m + \mu_m A_m R_g} \phi_0 \right)$

그림 11은 시스템 모델링을 검증하기 위해서 실험과 비교한 결과이다. 제어기를 적용하기 이전이므로,

출력 각도가 회전축에서 $\pm 0.02\text{rad}$ 정도가 되도록 입력 전압의 크기와 속도를 조절하였다. 비교 결과 시스템 모델링이 실제 시스템을 잘 표현하고 있음을 확인하였다.



(a) $V_c = 0.01 \sin \frac{\pi}{5} t$ [V] (b) $V_c = 0.03 \sin \frac{2\pi}{15} t$ [V]

그림 11. 시뮬레이션 모델과 실험 비교.
Fig. 11. Comparison between simulation model and experiment model.

III. 제어기 설계

본 논문에서는 VCM드라이버에 입력되는 전압을 제어하여 암의 회전 각도가 원하는 각도 입력을 추종하도록 제어한다. 제어기는 비선형 모델에 적용 가능하고, 강건한 특성을 갖는 슬라이딩 모드 제어기(Sliding Mode Controller)를 사용한다. 회전각 추종오차를 다음과 같이 정의한다.

$$e = y - y_d = x_2 - x_d \quad (10)$$

where $y_d = x_d$; desired angle
 $y = x_2$; bonder arm angle

여기서 슬라이딩 평면을 다음과 같이 정의하고 제어입력 향으로 표시 될 때까지 미분하면 relative degree $n = 3$ 을 얻는다.

$$s = e = x_2 - x_d \quad (11)$$

따라서 슬라이딩 평면은 다음과 같이 정의되며, λ 는 임의의 양의 상수이다.

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^2 e = \ddot{e} + 2\lambda \dot{e} + \lambda^2 e \quad (12)$$

위 슬라이딩 평면을 원하는 각도와 본드 암의 회전각 사이에 대한 오차평면이며, 슬라이딩 평면 s 가 0으로 수렴할수록 본드암의 각도는 원하는 각도에 완벽히 수렴하게 된다[9].

여기서 Lyapuaov의 안정도 조건을 만족시키도록 슬라이딩조건을 구하면 다음 (13)과 같다.

$$\dot{s} \leq -\eta \text{sgn}(s) \quad (13)$$

슬라이딩 평면의 (12) 및 이의 미분을 (13)에 대입

하면 제어입력을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_0 = & \frac{1}{K_v} \left[\frac{R}{L} x_1 + \frac{A_g L^2}{l_{cg} d_1 (2P x_1 + LQ)} \left\{ \frac{mg d_2}{J} \cos(x_2) x_3 \right. \right. \\
 & + \left. \frac{b}{J} \left[\frac{l_{cg} d_1}{A_g L} \left(\frac{P}{L} x_1 + Q \right) x_1 - mg d_2 \sin(x_2) - \frac{b}{J} x_3 - f \left(\frac{1}{J} x_3 \right) \right] \right\} \\
 & + \left. f \left(\frac{1}{J} x_3 \right) + J \left[\ddot{x}_d - 2\lambda \left[\frac{1}{J} \left[\frac{l_{cg} d_1}{A_g L} \left(\frac{P}{L} x_1 + Q \right) x_1 - mg d_2 \sin(x_2) \right. \right. \right. \right. \right. \\
 & \left. \left. \left. - \frac{b}{J} x_3 - f \left(\frac{1}{J} x_3 \right) \right] - \ddot{x}_d \right] - \lambda^2 \left(\frac{1}{J} x_3 - \dot{x}_d \right) - \eta \text{sat} \left(\frac{s}{\Phi} \right) \right] \right] \quad (14)
 \end{aligned}$$

슬라이딩 제어기는 sgn함수의 특성상 고속의 스위칭이 가능한 액추에이터를 요구한다. 따라서 슬라이딩 평면 주위에서 항상 채터링(chattering)을 수반하게 된다. 이를 해결하기 위한 방법중의 하나가 sgn함수대신 다음과 같은 경계층을 도입하는 것이다.

$$\begin{cases} \text{sat} \left(\frac{s}{\Phi} \right) = \frac{s}{\Phi} & \text{if } \left| \frac{s}{\Phi} \right| \leq 1 \\ \text{sat} \left(\frac{s}{\Phi} \right) = \text{sgn} \left(\frac{s}{\Phi} \right) & \text{if } \left| \frac{s}{\Phi} \right| > 1 \end{cases}$$

여기서 Φ 는 슬라이딩 평면 주위의 경계층 두께이다.

IV. 시뮬레이션

시스템 모델식에 설계된 제어기와 범용의 PID제어기를 비교하였다. 입력 값은 회전축에서의 각도이며 팔호 안의 값은 혼 끝의 위치 값이다.

1. 정현파 시뮬레이션

시스템의 위치 추종 능력을 평가하였다

표 1. 제어기 파라미터.

Table 1. Controller parameter.

SMC	PID
$\eta = 5000$	$P = 300$
$\lambda = 99000000$	$I = 10000$
	$D = 0.5$

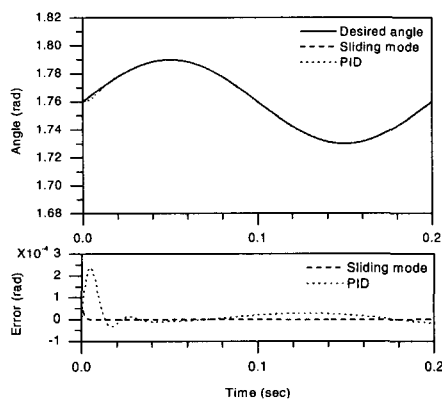


그림 12. 슬라이딩 모드 제어기와 PID 제어기 비교 (1).
Fig. 12. Comparison of the sliding mode vs. the PID (1).

그림 12는 5Hz의 입력에 대한 결과이다. 설계된 제어기는 0.01초 내에서 입력 신호를 추종하기 시작해서 피벗 회전부의 오차는 약 $\pm 0.00002\text{rad}$, 이를 혼 끝단의 위치로 환산하였을 때의 오차는 약 $\pm 2\mu\text{m}$ 로 원하는 회전 값을 잘 추종한다. PID제어기보다 적은 오차를 유지하고 있다. 이때 사용한 각 제어기의 파라미터는 다음 표 1과 같다.

그림 13은 10Hz의 입력에 대한 결과이다. 설계된 제어기는 약 $\pm 0.00005\text{rad} (\pm 5\mu\text{m})$ 내의 오차를 유지하며 잘 추종하고 있다. 반면에 PID제어기는 오차가 크게 증가하였다.

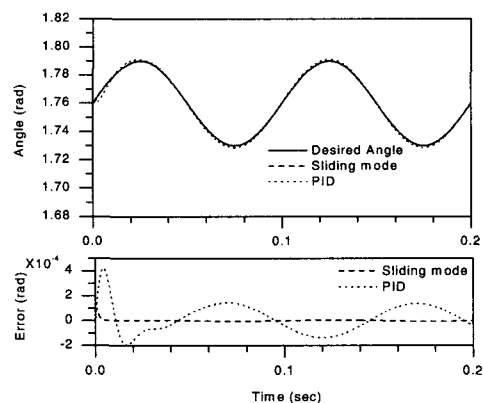


그림 13. 슬라이딩 모드 제어기와 PID 제어기 비교 (2).
Fig. 13. Comparison of the sliding mode vs. the PID (2).

2. 사각파 시뮬레이션

위치 변화에 대하여 안정된 수렴과 수렴 속도를 평가하였다.

그림 14는 위치 변화가 0.01rad(1mm)인 입력에 대한 결과로 슬라이딩 제어기는 0.005초안에 오차 범위 내로 안정되게 입력 신호를 추종한다. 반면에 PID 제어기는 오버슈트가 커지며 수렴속도도 슬라이딩 제어기에 비해 늦음을 알 수 있다.

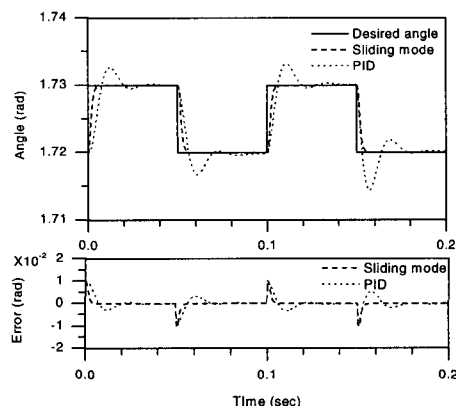


그림 14. 슬라이딩 모드 제어기와 PID 제어기 비교 (3).
Fig. 14. Comparison of the sliding mode vs. the PID (3).

그림 15는 위치 변화가 0.07rad(7mm)인 입력에 대한 결과이다. 설계된 제어기는 약 0.01초 안에 오차 범위 내로 입력 신호를 추종하며, 안정된 수렴 곡선을 보여준다. PID제어기는 오버슈트와 수렴시간이 더욱 커짐을 알 수 있다.

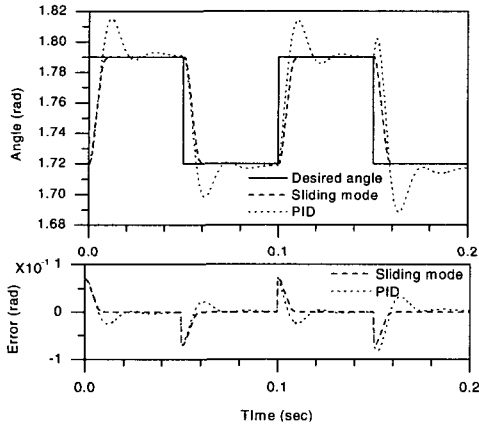


그림 15. 슬라이딩 모드 제어기와 PID 제어기 비교 (4).
Fig. 15. Comparison of the sliding mode vs. the PID (4).

V. 실험

1. 실험 장치 구성

설계한 제어기를 실제 실험 장치에 적용하여 성능을 확인하기 위해서 그림 16과 같은 실험 장치를 구성하였다. 고속/정밀 위치 제어 시스템을 실시간 제어하기 위해 DSP보드(Digital Signal Processor board)를 이용하였으며, 인터페이스(Interface) 카드를 제작하여 DSP보드와 VCM 드라이버, 근접 위치 센서들 사이의 신호 전달이 가능하도록 하였다. Simulink로 작성된 제어기는 Real time workshop을 이용하여 DSP칩에 다운로드(down loading)되어 시스템을 구동하게 되며, 센서로 측정된 위치 정보는 DSP의 제어기로 연결된다.

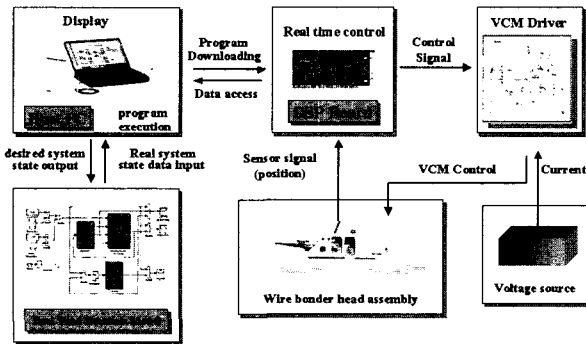


그림 16. 실험장치 구성.
Fig. 16. The experiment setup.

사용된 컴퓨터의 CPU는 Intel사의P-II 400MHz, DSP보드는 dSPACE사의 DS1102모델, DSP 칩은 TI

사의 TMS320C31를 사용하였으며, clock cycle time 이 33.3ns로 실시간 연산이 가능하다. 실제 실험에서는 sampling시간을 0.0005초로 하였으며, 근접 위치 센서는 측정 분해능이 2μm인 KEYENCE사의 AH-110모델을 사용하였다.

2. 실험장치를 통한 검증

시뮬레이션과 실험을 통한 검증으로 주어진 기준 입력 추종 실험을 하였다. 먼저, 위치 추종 확인을 위하여 그림 17과 같이 정현파 추종 실험을 하였다. 빠르고 안정된 위치 수렴을 확인하기 위해서 그림 18과 같이 사각파 추종 실험을 하였다. 각 실험은 전원의 안정성과 DSP보드의 출력 전압을 고려하여 위치 변화의 크기와 속도를 정하였다. 실험 결과로 약 ±0.0002rad (±20μm)의 오차를 확인하였다. 이 오차는 실제 센서의 분해능과 약 1μm의 센서 오차에 의한 것으로 추측되

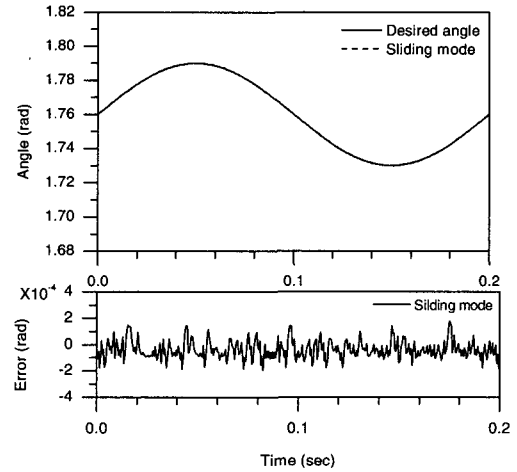


그림 17. 슬라이딩 모드 제어기를 적용한 실험 결과 (1).
Fig. 17. Experimental result with the sliding mode controller (1).

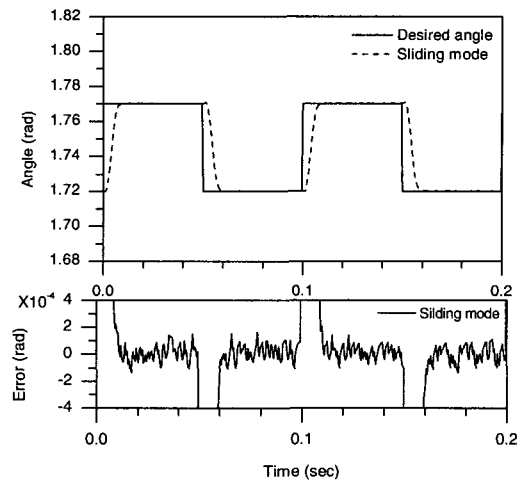


그림 18. 슬라이딩 모드 제어기를 적용한 실험 결과 (2).
Fig. 18. Experimental result with the sliding mode controller (2).

며, 센서 오차를 적용하여 시뮬레이션을 한 결과 약 $\pm 0.00015\text{rad}$ ($\pm 15\mu\text{m}$)의 오차를 확인하였다. 따라서, 설계된 제어기는 $\pm 0.0001\text{rad}$ ($\pm 10\mu\text{m}$)의 오차 범위 내에서 시스템을 구동 시킬 수 있음을 확인하였다.

VI. 결론

본 논문은 반도체 제조 공정중 와이어 본딩(Wire Bonding) 공정에서 사용되어지는 와이어 본더(Wire Bonder)에 대하여 알아보았다.

- 1) 본드그래프 접근법을 이용하여 전체 시스템에 대한 모델링을 하였다.
- 2) 중요 인자를 정리하고 그 인자들로 구성된 비선형 와이어 본더 시스템의 모델링을 하였다.
- 3) 비선형성과 외란의 영향에 강한 슬라이딩 제어를 설계하였다.
- 4) PID제어기와 설계된 슬라이딩 제어를 함께 시뮬레이션하여 비교하였다.
- 5) 실제 시스템에 슬라이딩 제어를 적용하여 실험을 하였다.
- 6) 실험으로부터 시스템 모델링과 제어기의 타당성을 검증하였다.

본 논문의 연구결과는 향후 더욱 빠르고 정밀한 생산 시스템의 개발에 이용될 수 있다. 또한, 구동기인 VCM에 관한 연구는 저렴하고 각각의 시스템에 적합한 구동기를 개발할 수 있도록 도움을 주며, 제안된 해석과 모델링은 다른 운동 시스템에서도 나타날 수 있는 동일한 요소에 대해 적용하여 활용될 수 있다. 또한 본 연구의 추후과제로 지금의 대상 시스템은 와이어 본더 내에서 수직 왕복 운동을 하는 와이어 본더 헤드 어셈블리(Wire Bonder Head Assembly)에 대한 것이므로 대상시스템의 확장과 더불어 확장된 시스템을 위한 해석이 필요 할 것이다.

참고문헌

[1] H. S. Chang, S. E. Baek, and Y. K. Byun, "Modeling of pivot friction using relay function and estimation of its frictional parameters," *Proceedings of the American Control Conference*, San Diego, pp. 3784-3789, 1999.

[2] H. S. Lee, "Robust digital tracking controllers for high-speed/high-accuracy positioning systems," Graduate Division of the Univ. of California at Berkeley, 1994.

[3] G. A. Kyriazis, "Prediction of magnetic field and force in rare-earth magnet electromagnetic shakers

using magnetic circuit concepts," pp. 597-606, 1999.

[4] Herbert A. Leupold, "Approaches to permanent magnet circuit design," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 29, no. 6, pp. 2341-2346, 1993.

[5] Dahl, P. R., "Solid friction model," *AFO 4695-C-0158*, Aerospace Corporation, El Segundo, CA, 1968.

[6] J. H. Jang, H. C. Chae, and C. S. Han, "Dynamic modeling and simulation of friction phenomenon," 추계학술대회논문집A, 대한기계학회, pp. 732-737, 1996.

[7] S. A. Nasar, "Electromechanics and electric machines," J. Wiley, 1983.

[8] Dean C. Karnopp, "System dynamics," J. Wiley, 1990.

[9] Jean-Jacques E. Slotine, "Applied nonlinear control" Prentice-Hall International Editions, 1991.

기호설명

B	:	Flux density [T]
H	:	Magnetic field intensity [A/m]
J	:	Moment of inertia [Kg m ²]
L	:	유도계수 [H]
M	:	자화 [A]
R	:	저항 [Ohm]
Rg	:	Magnetic reluctance of air gap [H ⁻¹]
V	:	전압 [V]
ϕ	:	자속 [Wb]
θ	:	Angular measure [radian]
ω	:	각속도 [rad/sec]
B _r	:	Residual flux density [T]
H _c	:	Coercive force [A/m]
l _m	:	Length of the magnet [m]
A _m	:	Area of the magnet [m ²]
ϕ_m	:	Flux of the magnet [A]
M _m	:	Magnetization of the magnet [A]
l _c	:	Length of the VCM coil in the air gap [m]
d ₁	:	Distance between the the mass center and the pivot [m]
d ₂	:	Distance between the VCM and pivot [m]
λ_0	:	Positive coefficient in the nonlinear friction
λ_1	:	eq.
λ	:	Positive coefficient in the error surface eq.



박민규

1994년 한양대학교 정밀기계공학과 졸업. 1998년~2000년 한양대학교 대학원 정밀기계공학과(공학석사). 현재 삼성 테크윈 정밀기기연구소 연구원. 관심분야는 초정밀 위치 제어, 비선형제어.



한창수

1955년 5월 1일생. 1983년 한양대학교 기계공학과 (공학사). 1985년 Univ. of Texas at Austin(공학석사). 1989년 Univ. of Texas at Austin (공학박사). 1996년9월~1997년8월 UC at Berkeley 방문교수. 1990년~현재 한양대학교 기계공학과 교수. 관심분야는 정밀 Robot설계 및 제어, 시스템 자동화, Bio-mechanical Robot.