

*홍성수, 권봉환, 조옥근
은 명 증

한국과학기술원
전기및 전자공학과

I. 서 론

최근에 반도체 산업의 발달로 인하여 계산능력이 크고 가격이 저렴한 마이크로 컴퓨터가 출현하게 되어 아날로그 시스템이 디지털 제어 시스템으로 바뀌어져 가고 있다. 이것은 디지털 제어 시스템이 아날로그 제어 시스템보다 제어의 융통성이 있을 뿐 아니라 아날로그 시스템에 존재하는 Off-set Drift가 없으며 또한 부피와 무게를 줄일 수 있기 때문이다.

이 논문에서는 디지털 제어방식을 채택하여 마이크로 프로세서에서 간단히 수행할 수 있는 시간 최적제어 알고리즘과 비례-적분-미분 제어 알고리즘을 개발하고 직류 모터 서보모터의 위치제어에 적용하였다. 또한 전력 변환기는 PWM 증폭기를 사용하며 이때 제동을 제어할 수 있는 선형 Dynamic 제동방식이 제시된다. 이와같은 제어 알고리즘과 제동방식은 속응성과 정밀도를 높이는 데 사용될 수 있다.

II-1. 서보 시스템의 블록선도

직류 서보모터의 위치제어를 하기 위한 전체 시스템의 블록선도는 그림 1과 같으며 마이크로 프로세서로서 제어한다. 여기에서 θ_i 는 위치명령이고 θ_L 은 부하의 위치이다. I_c 는 전류명령에 해당하고 I_a 는 아마류어 전류이며 v_a 는 아마류어 전압이다. 또한 ω_m 은 모터의 속도를 나타낸다.

직류 서보모터에 있어서 전기적 시정수와 마이크로 프로세서의 샘플링 주기는 수 ms 정도로서 서로 비슷하기 때문에 전류 제어기는 일반적으로 마이크로 프로세서가 담당하지 않는다. 모터 입력전압은 PWM 증폭기를 사용하여 공급되고 부하의 위치를 검출하기 위하여 Encoder를 부착하였으며 이 Encoder에서 나온 출력은 위치 제어로 들어간다. 또한 전류 제어기를 부착하여 모터와 전력 변환기에 과 전류를 방지하며 위치 제어기는 유효한 최대 토오크를 낼 수 있도록 설정되었다.

II-2. 선형 Dynamic 제동방식

일반적인 Dynamic 제동방식은 전원을 끊고 모터와 저항을 연결시켜 전류를 밖으로 빼낸다. 이 방식은 제동시 전류를 제어할 수 없다는 단점이 있으며 Braking 동안 부하가 움직인 거리를 예측하기가 복잡하다. 그러나 이 논문에서 제기하는 선형 Dynamic 제동방식은 제동시 전류를 제어할 수 있으며 다음 절에서 볼 수 있듯이 Braking 동안 부하가 움직인 거리를 쉽게 예측할 수 있다. PWM 증폭기에서 제동을 제어할 수 있는 Dynamic Braking 회로는 그림 2와 같다. 제동시 전류가 PWM 증폭기에서 나올 때에는 전원쪽으로 전류가 주입될 수 없으므로 커패시터에 충전되며 커패시터의 전압이 일정한 전압 v_{cc} 이상이 되면 트랜지스터 T_5 를 ON 시켜 커패시터의 전압을 내리게 한다. 커패시터의 전압이 내려가면 다시 T_5 는 OFF 되는 작용을

하여 제동시 PWM 증폭기에서 나오는 전류는 Bracking Resistor 에서 소모하게 된다. 이때 T_5 의 Duty는 다음과 같이 정해질 수 있다.

$$\text{Duty of } T_5 = \frac{|I_{dmin}|}{V_{cc}/R}$$

여기에서 I_{dmin} 은 제동시 전류 제어기를 통하여 PWM 증폭기에서 나오는 전류이다. 제동시 트랜지스터 T_5 의 주파수는 커패시터의 크기에 의존되며 커패시터 용량이 클수록 T_5 의 주파수는 작아진다.

II-3. 전류 제어기의 설계 [1]

직류 서보모터와 전류 제어기의 블록선도를 그려보면 그림 3과 같다.

여기에서 전류 제어기는 비례-적분 제어기를 사용한다. 이때 입력전류에 대한 아마뷰어 전류와의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{I_a(s)}{I_c(s)} = \frac{K_{pc}(s + \frac{K_{Ic}}{K_{pc}})(s + \frac{B}{J}) \frac{1}{L_a}}{F(s)} \quad (1)$$

$$F(s) = s^3 + [\frac{R_a + K_{pc}}{L_a}]s^2 + [\frac{K_{Ic}}{L_a} + \frac{1}{JL_a}(R_a B + BK_{pc} + K_b K_t)]s + \frac{BK_{Ic}}{JL_a}$$

만약에 전류 제어기의 적분이득이 다음 조건을 만족하면

$$K_{Ic} \gg \frac{K_b K_t}{J}, \quad K_{pc} \gg R_a$$

$F(s)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F(s) = (s + \frac{B}{J})(s^2 + \frac{K_{pc}}{L_a}s + \frac{K_{Ic}}{L_a}) \quad (2)$$

만약 $K_{pc} \gg (LK_{Ic})^{1/2}$ 이 성립하면 식(2)의 2차식은 1차식으로 간략화 될 수 있다. 이것은 원점에서 가장 가까운 고유치가 Dominant Pole이 되고 원점에서 먼 pole은 제거된다. 이와같이 하면

$$F(s) = (s + \frac{B}{J})(s + \frac{K_{Ic}}{K_{pc}}) \frac{K_{pc}}{L_a} \quad (3)$$

따라서

$$\frac{I_a(s)}{I_c(s)} = 1 \quad (4)$$

이와같이 전류 제어기의 비례-적분 이득이 다음과 같은

$$\text{조건을 만족하게 되면}$$

$$K_{Ic} \gg \frac{K_b K_t}{J}$$

$$K_{pc} \gg R_a$$

$$K_{pc} \gg (L_a K_{Ic})^{1/2}$$

전기적 시정수는 기계적 시정수에 비하여 무시할 수 있게 된다.

II-4. 최대토크를 이용하는 가감속 구간

부하를 포함한 직류 서보 모터 시스템의 토크 방정식은 Biscous Damping을 무시할 때 다음과 같다.

$$K_T I_a = J \frac{dw_m}{dt} + T_L \quad (5)$$

가속시와 감속시의 최대전류를 제한하기 위한 제약조건은

$$I_{dmin} \leq I_a \leq I_{amax}$$

와 같이 표시되고 가속시에는 최대 가속전류 I_{amax} 을 낼 수 있도록 전류 제어기의 입력 I_c 를 I_{amax} 으로 하며 감속 시에는 최대 감속전류 I_{dmin} 을 낼 수 있도록 I_c 를 I_{dmin} 으로 한다. 이와같은 제어법칙은 하나의 switching 함수와 더불어 Time-Optimal 관점에서 본 해가 된다.

가속과 감속이 이루어질 switching 함수는 실제 마이크로 프로세서에서 간단히 계산될 수 있으며 서술하면 다음과 같다.

감속할 때 운동 에너지는 위치변이에 사용된 에너지와

같으므로 부하가 이동하는 거리 θ_L^* 은

$$\theta_L^* = \frac{1}{2N} \frac{J\omega_m^2}{T_L - K_t I_{dmin}} \quad (6)$$

이 된다. 따라서 감속으로 스위칭이 일어나는 스위칭 함수는 다음과 같다.

$$\theta_i - \theta_L = \theta_L^* \quad (7)$$

이것을 실제 마이크로 프로세서에서 이용할 때는 제한된 비트수 때문에 이와같은 조건이 일어나지 않을 수 있으므로 다음 조건

$$\theta_i - \theta_L \leq K\omega_L^2 \quad (8)$$

$$K \triangleq \frac{1}{2} \frac{J \cdot N}{T_L - K_t I_{dmax}}$$

을 만족할 때 가속에서 감속으로 넘어가는 조건이 된다.

가속과 감속의 상태를 phase plane 으로 그리면 그림 4 와 같다.

이러한 Time-Optimal 예인 최대토크를 이용하는 제어방 식에 있어서 스위칭 함수는 Plant의 Parameter에 의존 하기 때문에 정확한 스위칭 함수를 구하기가 어려우며 실제 적용시 그림 4의 점선과 같은 궤적이 생긴다. 이와같은 위치오차는 안정된 궤환제어기를 사용하여 교정될 수 있다. 이때 감속에서 궤환 제어기의 구조로 제어되는 스위칭은 반드시 일어나야 하며 이것은 phase plane의 $(\theta_i - \theta_L, \omega_m)$ 과 원점과의 거리가 최소가 되는 순간이나 혹은 속도가 영이 되는 순간으로 정하면 항상 스위칭이 일어날수 있다.

II-5. 궤환 제어기

감속이 끝나고 스위칭이 일어난 후에는 위치오차는 작으 며 이때의 위치오차는 궤환 제어기로 인하여 교정되며 궤환 제어기의 구조는 비례-적분-미분 제어기를 이용한다. 전류 제어기를 포함한 부하와 모타 시스템의 이산 영역에서 의 상태 방정식을 다음과 같이 표시하면

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (9)$$

$$x(k) \triangleq \begin{bmatrix} \omega_L(k) \\ \theta_L(k) \end{bmatrix}, \quad u(k) \triangleq I_c(k)$$

이때 비례-적분-미분 제어기는

$$I_c(k) = K_p e(k) + K_I z(k) - K_D \omega_L(k)$$

$$z(k+1) = z(k) + e(k)$$

$$e(k) \triangleq \theta_i(k) - \theta_L(k)$$

와 같이 되며 비례-적분-미분 제어기의 이득상수 k_p, k_I, k_D 는 [3]에 주어진 최적제어이론에 의하여 구하여 질 수 있다.

II-6. 수치적인 설계 예와 실험 결과

실험에서 사용된 시스템의 자료는 다음과 같다.

$$J = 30 \text{ Ib-in}^2$$

$$R_a = 0.96 \text{ } \Omega$$

$$L_a = 19 \text{ mH}$$

$$K_T = 0.4519 \text{ Nm/A}$$

$$K_V = 0.4519 \text{ volt/sec/rad}$$

$$T_f = 34.96 \text{ lb-in}$$

$$N = 60$$

이때 전류 제어기와 궤환 제어기의 이득상수는 제시된 이론 에 의하여 다음과 같이 설정될 수 있다.

$$K_{pc} = 20$$

$$K_{ic} = 60$$

$$K_p = 210$$

$$K_I = 50$$

$$K_D = 0.6$$

최대 가속전류 $I_{amax} = 20 \text{ [A]}$ 로 하고 감속은 가속토크와 감속토크가 같도록 I_{dmin} 을 정한다. 이때 위치입력 $\theta_i = 25 \text{ [cm]}$ 일 때 가속구간은 230 [ms] 이며 감속구간은 220 [ms] 가 되었다.

III. 결 론

본 논문에서는 직류 서보모타의 위치제어에 있어서 속 동성을 높이기 위하여 마이크로 컴퓨터에서 간단히 수행할 수 있는 시간최적 제어 알고리즘을 사용하였고 정밀도를 높이기 위하여 비례-적분-미분 제어 알고리즘을 사용하여 그 타당성을 실험으로서 확인되었다. 또한 PWM 증폭기를 사용하면서 제동시 제동량을 제어할 수 있는 선형 Dynamic 제동방식이 제시되었다.

참 고 문 헌

- [1] I.H. Suh, S.H. Hwang and Z. Bien, "A Design and Experiment of Speed Controller with PI-Plus Bang-Bang Action for a DC Servomotor with Transistorized PWM Driver," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. IE-31, No. 4, Nov. 1984.
- [2] S.J. Dodds and S.E. Williamson, "A Signed Switching Time Bang-Bang Attitude Control law for Fine Pointing of Flexible Spacecraft," Int. J. Control, vol. 40, No. 4, 1984.
- [3] B.H. Kwon, M.J. Youn and Z. Bien, "Optimal Constant Feedback with Time-Multiplied Performance Index for Discrete-Time Linear Systems," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-30, No. 5, 1985.
- [4] 이대식, "대형 이축 구조물의 정밀제어에 관한 연구", 한국과학기술원 석사학위 논문, 1984.

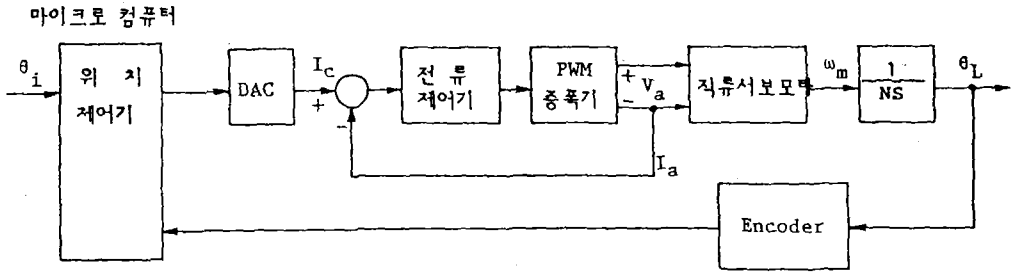


그림 1. 구동 시스템의 블록 선도

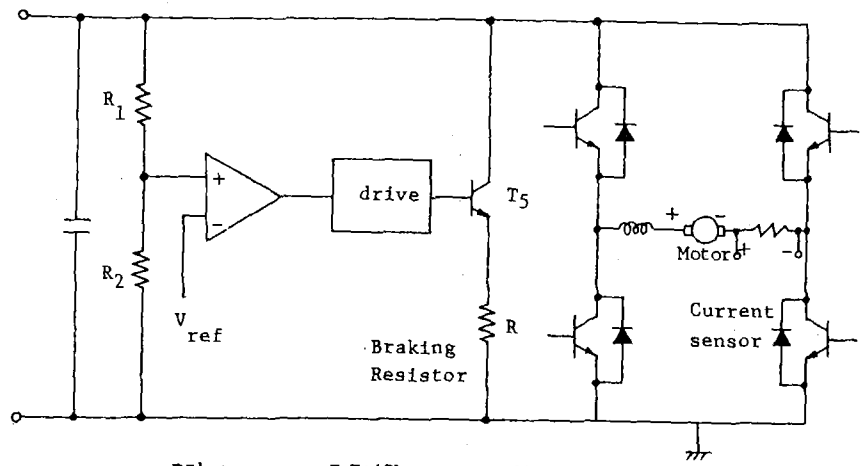


그림 2. PWM 증폭기와 braking 회로

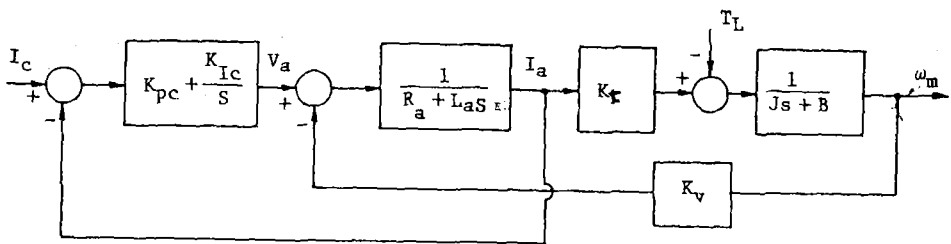


그림 3. 직류 서보 모터와 전류 제어기

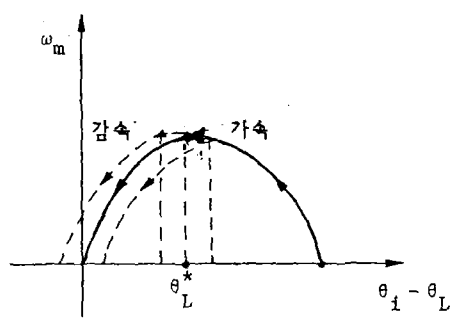


그림 4. 가속과 감속의 Phase Plane