

로봇 구동용 직류서보전동기의 제어기

김평호* 임양수
조선대학교대학원

차인수
동신대학교

박해암
광주보건전문대

백형래
조선대학교

Controller of DC Servo Motor for Robot Drive

P.H Kim*, Y.S Lim
Cho-Sun Univ
Graduate School

I.S Cha
Dong-Shin Univ

H.A Park
Kwang-Ju Health
Junior College

H.L Baek
Cho-Sun Univ

ABSTRACT

With the using the microprocessor, this paper presents DC servo motor control characteristics by Self-Tuning PID controller and considers position control response with controller of DC servo motor for robot drive.

As this system is supported by a channel, it is considered to enough application effect in industry region such as needing multi joint robot and precision parallel driving.

1 서 론

최근 산업의 발전으로 단순작업 또는 약조건하의 일 등을 인간 대신 기계가 수행하게 되었다. 산업용 기기로서 전동기는 적용범위의 확대와 고속, 정밀화라는 목표에 따라 그 종류의 다양성을 가지면서 현대산업에 있어서 중추적 역할을 하게 됨으로서 우수한 제어성능을 지닌 직류서보전동기가 채용 되고 있다.

직류서보전동기는 입력전류와 토크가 비례하고 또한 가변속 제어가 용이하다는 점 등으로 오랜 동안에 걸쳐 전기 액추에이터의 주류를 차지하고 있다. 로보트나 FA기기의 개발이 한층 더 가속화 됨에 따라 소형·경량이고 특히 제어성이 우수한 액추에이터가 요망되고 있다.

위치제어기구는 자동화 생산시스템을 구축하는 주요기술의 하나이며 위치제어시스템은 액추에이터, 전달변환기구, 안내기구, 센서, 컨트롤러, 등에 의하여 구성된다.

본 연구에서는 마이크로프로세서를 이용하여 자기동조 PID제어에 의한 직류서보전동기의 제어특성을 검토하고 로보트구동용 직류서보전동기 제어기를 설계 제작하여 위치추종제어 특성을 고찰하고자 한다.

2. 서보시스템 구성

2.1 자기동조 PID제어기

고전적 PID제어기의 일반적인 형태는 그림 1과 같으며 제어입력 $u(t)$ 는 (1)식과 같다.

$$u(t) = K_p dy(t) + K_i \int_0^t dy(\tau) d\tau + K_D \frac{d}{dt} dy(t) \quad (1)$$

여기서, $dy(t) = y_d(t) - y(t)$ 이며 K_p, K_i, K_D 는 각각 비례, 적분, 미분 이득이다.

따라서 이산화된 제어기전달 함수는 (2)식과 같다.

$$D(z) = K_p + \frac{K_i dt}{2} \left(\frac{z+1}{z-1} \right) + \frac{K_D}{dt} \left(\frac{z-1}{z} \right)$$

$$= \frac{r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (2)$$

$$r_0 = K_p + \frac{K_i dt}{2} + \frac{K_D}{dt}$$

$$r_1 = -K_p + \frac{K_i dt}{2} - \frac{2K_D}{dt}$$

$$r_2 = \frac{K_D}{dt}$$

앞 절에서 유도한 고전적인 PID제어기 형태를 2차 계통에 일반적으로 적용 시키도록 1차 지연요소 $1 / 1 - s_1 z^{-1}$ 를 부과한 수정된 PID 제어기를 가정한다.

$$U_i(k) = \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})} \cdot dy_i(k) \quad (3)$$

$$R_i(z^{-1}) = r_{i0} + r_{i1} z^{-1} + r_{i2} z^{-2}$$

$$S_i(z^{-1}) = (1 - z^{-1})(1 + s_{i1} z^{-1}) \quad (i=1, 2, 3, \dots, n)$$

입력의 계통의 운동 에너지 K_T 와 위치에너지 P_T 의 차로써 표현된 Lagrange의 함수를 L 로 나타낸 동역학 방정식은 다음과 같다.

$$T_i(t) = \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta_i} \quad (i=1, 2, 3, \dots, n) \quad (4)$$

여기서, $L = K_T - P_T = \sum_{i=1}^n K_i - \sum_{i=1}^n P_i$

$\theta_i = i$ 번째 관절의 관절각

$\dot{\theta}_i = i$ 번째 관절의 각속도

$n = i$ 이하 계통의 자유도

$K_i = i$ 번째 운동에너지

$P_i = i$ 번째 위치에너지

$T_i(t) = i$ 번째 관절에 가해지는 토크

매니퓰레이터에 대한 출력오차 차분 방정식을 변형하여 포함된 ARMA(autoregressive moving-average)모델로 고려하면

$$A_i(z^{-1}) dy_i(k) = z^{-d} B_i(z^{-1}) u_i(k) + h_i + \xi_i(k) \quad (5)$$

$$A_i(z^{-1}) = 1 + a_{i1} z^{-1} + a_{i2} z^{-2} + \dots + a_{in} z^{-n}$$

$$B_i(z^{-1}) = b_{i0} + b_{i1} z^{-1} + \dots + b_{in} z^{-n}, \quad b_{i0} \neq 0$$

(3)식 (5)식에 대입하여 페투프 특성 방정식을 구하면

$$T_i(z^{-1}) = A_i(z^{-1}) S_i(z^{-1}) - z^{-d} B_i(z^{-1}) R_i(z^{-1}) \quad (6)$$

위 PID 제어기는 정상 상태 오차를 제거 할 수 있는 것을 아래의 관계식 으로부터 알 수 있다.

$$\lim_{z \rightarrow 1} dy_i(k) = \frac{S_i(z^{-1})(h_i + \xi_i(k))}{A_i(z^{-1}) S_i(z^{-1}) - z^{-d} B_i(z^{-1}) R_i(z^{-1})} = 0 \quad (7)$$

또한 여기서 극점 배치 알고리즘을 적용하기 위하여 원하는 폐 경로 특성 방정식을 다음과 같이 정의 한다.

$$T_d(z^{-1}) = 1 + t_{1z}z^{-1} + t_{2z}z^{-2} \quad (8)$$

또한, 여기서 자기동조 제어기 설계과정 중 가장 중요한 모델의 매개변수를 추정하는 과정이 요구된다. 매개변수 추정 방법으로는 RLS매개변수 추정 알고리즘을 사용하였다.

매개변수를 추정하기 위하여 매개변수 벡터P와 데이터 벡터D(k)를 정의한다.

$$P_i^T = [a_{11}, a_{12}, b_{10}, b_{11}, h_i]$$

$$D_i^T(k) = [-dy(k-1), -dy(k-2), u(k-1), u(k-2), 1] \quad (9)$$

(5)식을 정의된 벡터를 사용하여 표현하면

$$dy_i = P_i^T \cdot D_i(k) + \xi_i(k) \quad (10)$$

반복 최소 자승 매개변수 추정 알고리즘은 아래와 같다.

$$\hat{P}(k) = \hat{P}(k-1) + \left[\frac{R(k-1)D(k)}{\sigma + D^T(k)R(k-1)D(k)} \right] \cdot [dy(k) - \hat{P}^T(k)D(k)] \quad (11)$$

$$R(k) = \sigma^{-1} \left[R(k-1) - \frac{R(k-1)D(k)D^T(k)R(k-1)}{\sigma + D^T(k)R(k-1)D(k)} \right] \quad (12)$$

여기서, 망각요소는 $0.9 < \sigma \leq 1$ 이며, P는 추정된 모델의 매개변수이다. 이 추정된 매개변수는 (6)식과 (8)식의 계수 비교 과정에서 제어기 매개변수를 결정 하는데 사용되며, 따라서 (3)식의 제어입력 u(k)가 결정된다.

여기서 제어입력 u(k)는 끝점에서 각 방향에 가해지는 가상적인 힘이다. 따라서 각 관절에 가해져야 할 토크는 Jacobian변환 행렬에 의해 변환되는 각 관절에 가해져야 한다. 매니플레이터 제어를 위한 전체 자기동조 PID 제어 계통은 그림 2에 나타내었다.

3. 실험

3.1 시스템의 구성

본 논문에서 제어프로그램의 flow chart는 그림 3과 같으며 제어 프로그램이 작동 개시되면 직류서보전동기 driver unit의 전원을 투입하여 driver unit의 상태가 안정되면 PIO의 각 port와 register들을 초기화한다.

PIO는 8255를 사용하였고 port A는 data출력용, port B는 data 입력용으로 사용하였고 port C는 driver unit를 제어하는 port로 한당하였다.

Key Board로부터 회전비위각과 회전주기를 입력받아 회전각으로는 Motor가 회전하여 도착하여야 할 좌표값들을 sinusoidal하게 발생시켜 memory에 기억시키고, 주기로는 다음 목표 좌표값으로 다시 지령할 시간을 결정하여 이 값을 CTC에 설정하고 CTC는 이 주기가 되면 CPU에게 interrupt를 걸어 목표 좌표를 바꾸어 주도록 요청한다.

Register B는 CPU로 부터 지령된 속도값을 latch하여 이 값을 D/A converter 2로 변환하여 reference로하고, 반송파는 2KHz를 삼각파 발생기에서 발생시켜 이 두 신호를 펄스폭 변조한다.

변조된 신호는 phase distributor에서 dead time과 switching ON, OFF 시간과 drive할 switching소자들을 검정하여 driver unit를 구동함에 따라 그 결과로 전동기를 회전시킨다.

전동기와 동축으로 부착된 pulse generator는 90°의 상차각을 갖는 A상과 B상을 1회전당 5000 pulse를 발생시키며, 이 상들의 교차점을 검출하여 보다 정확한 위치를 검출하기 위하여 1회전당 10000 pulse로의 체배와 회전방향을 검출하기 위하여 CW, CCW의 신호로 구분한다.

이 pulse를 up, down count하도록 하고 이를 register C에 latch하여 latch된 값을 읽어 들어 motor의 위치를 검출할 수 있도록 하였다.

목표 좌표값을 register A에 latch하여 D/A converter1에서 analog값으로 변환하여 이를 polygraph 1에 그렸다. CTC에서 interrupt가 걸릴 때마다 새로이 지령된 위치값은 memory에 기억되어 있으며 이 값들은 차례로 지령되고 변경되므로, 지령된 값과 register C에서 읽어 들인 값

의 차이는 전동기가 추종해야 할 위치 편차이다. 따라서 이 값에 따라 전동기가 새로이 추종해야 할 vector값을 CPU는 계산하여 최종적으로 register B에 출력하게 된다.

본 논문에서 사용한 직류서보전동기는 SANYO 회사의 CN-800을 사용하였으며, computer system은 IBM PC/AT를 사용하였고 이를 그림 5와 같은 구조로 구성하였다.

지령 위치와 서보전동기의 위치를 비교, 직독하기 위하여 D/A converter 1에 polygraph 1을 연결하고 서보전동기의 추과 potential meter를 1:2의 감속기어를 채용하여 potential meter의 양끝에 ±1V를 가하고 이동점용 polygraph 2에 연결하여 측정하였다. polygraph의 기록은 10mm/sec로 이동하고 회전좌표 측정은 90°회전시 5.25mm로 하여 polygraph에 그렸다.

3.2 실험장치의 구성과 실험

이를 실제 구현한 것은 의공학 분야인 이비인후과 평형 감각 진단 system에 적용하였다.

Servo motor측에 지령된 목표지점을 추종하는 motor의 동작상태를 graph하기 위하여 potential meter를 취부할 수 있는 timing gear와 환자를 얹혀 회전자극을 가할 수 있는 의자를 동축으로 취부하여 각각속이 각각 다른 sinusoidal 위치 변동을 가한 지령을 내렸을 때 추종하는 동작상태를 polygraph에 기록하여 그림 6에 나타 내었다.

위의 graph는 지령하는 목표지점을 D/A converter 1에 의하여 polygraph 1에, 전동기가 추종하는 궤적은 polygraph 2에 의해 graph하였다. 이는 30°회전에 1.75mm로 하여 ±180°, ±120°, ±90°, ±60°로 회전 시켰으며 이때 1주기의 빈도값 0.15Hz, 0.2Hz, 0.27Hz, 0.4Hz로 설정하였으며 이는 servo motor가 추종할 때 목표지점과의 편차가 너무 크면 motor에 너무 큰 전압이 가하여져서 스위칭소자가 파손 되거나 서보전동기에 심한 충격이 가해지므로 정격에 손상을 입을 수 있어 over current와 over rush를 sensing하여 동작을 중지 시키기 때문에 서보전동기의 허용범위 안에서 최대로 동작시켰다.

이 두가지의 polygraph만으로는 그 오차를 검출하기 어려웠고 추종편차를 계산하여 display시킨 결과 회전각이 최대로 크고 1 주기의 빈도가 클 때에(±810°, 0.12Hz) 순시 추종오차는 ±210 pulse이내로 아주 만족할 만한 결과를 얻어 임상적용에 충분하며 현재 환자진단에 사용 중에 있다.

4. 결론

전정기관의 손상으로 인한 평형감각 상실 환자의 진단 시스템에 적용하여 본 로봇트 구동용 직류 서보 전동기 제어를 선계, 재차하여 실험한 결과 polygraph만으로는 그 오차를 검출할 수 없었고 추종편차를 계산하여 display시킨 것을 직독한 결과로는 최대 추종좌표각과 빈도가 ±810°, 0.12Hz에서 최대 순시 추종오차는 ±210 pulse이내로 추종 좌표각과 빈도가 작을수록 추종오차가 감소하여 아주 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다.

이를 구현하기 위하여 PID제어와 위치제어에 의해 IBM PC/AT 286과 PIO로는 8255를 사용하여 대응량급인 850W 직류서보전동기 제어를 구현하였으며 이를 Channel화 한다면 다관절 로봇트나 정밀하게 병렬 운전이 필요로 하는 산업현장에서 충분한 활용가치가 있다고 사료된다.

참고문헌

1. W.E. Snyder: Industrial Robot Computer Interfacing and Control, N J, Prentice Hall, 178~199, (1985)
2. P.J. Gawthrop, "Self-tuning PID Controller Algorithm and Implementation", IEEE Trans, Automatic Control Vol. AC-31, NO. 3, pp. 201~209, (1986)
3. G.A. Dardikaris, "Computer Control of a DC Motor", IEEE IAS Annual Meeting, 2, 502~507(1980)
4. Carl Helmers: Robotics Age, New York NY, Robotics Age Magazine, (1981)
5. Paul, R., and Izaguirre, A. "Automatic Generation of the Dynamic Equations of The Robot Manipulators using a LISP program". IEEE Conference on Robotics Automation, 1986, pp. 220~226

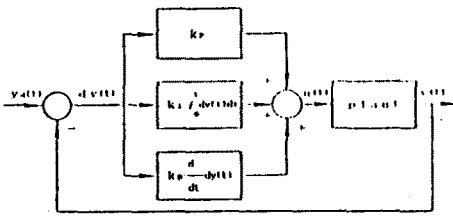


그림 1. 고전적인 PID 제어기 구조

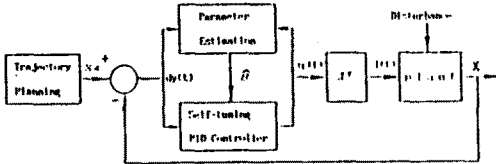


그림 2. 자기조정 PID 제어계통

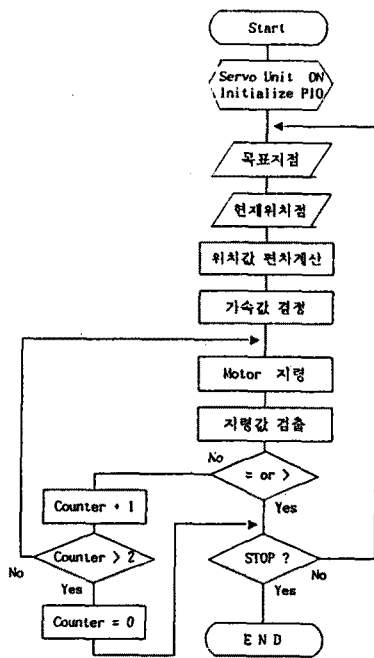


그림 3. 시스템 Flow-Chart

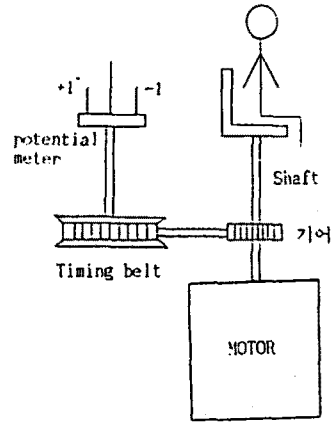


그림 5. 실험장치

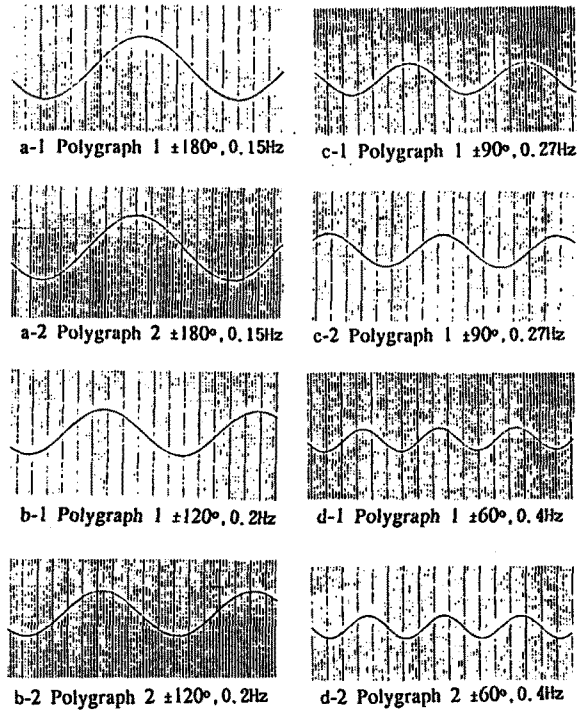


그림 6. 실험 결과

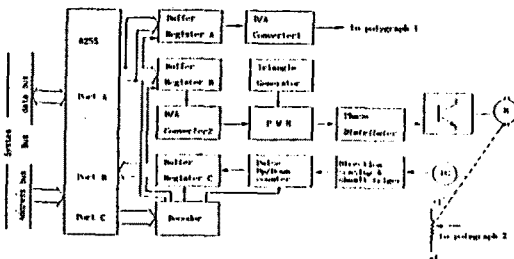


그림 4. 시스템 구성