

μ - processor 를 이용한 직류전동기 속도제어시스템의 개선방안

°김진성 김필수 백수현
동국대학교 전기공학과

Methods for Improvement of Speed Control System
for D.C Motors using μ -processor

° Kim, Jin Sung Kim, Pill Soo Baek, Soo Hyun
Dept. of Electrical Engineering , Dongguk University

Abstract

In this paper, a control system design method is proposed for DC motor drive. A state space model is used to control system and for closed loop system the technique of pole assignment is applied. The control system is designed with state feedback theory and to improve the response further more feedforward theory is applied to control system. The microprocessor as a controller and the interfaces in the system are proposed. Digital simulation results for step changes in reference velocity and load torque are shown.

1. 서론

직류 전동기는 제어성능의 우수성으로 널리 이용되고 있으며 지금까지 이의 구동 및 제어에는 다이리스터 브릿지에 의한 개회로 구동이 주가 되어왔다. 그러나 앞으로는 저렴하고 회로를 간략화 시킬 수 있는 마이크로 프로세서를 이용한 직류전동기 제어 방법이 일반화되어 갈 전망이다. 지금까지 마이크로 프로세서에 의한 직류 전동기의 구동에 대해 많은 연구 결과가 발표되어 왔으며 현재에도 이에 대한 관심이 고조되고 있다.

본 논문에서는 전동기의 구동 시스템을 다변수 시스템의 Regulator로 취급하여 상태궤환이론과 feedforward 이론이 포함된 제어 이론을 도출하였고 이 이론을 적용한 다변수 시스템의 제어기로서 마이크로 프로세서의 사용을 제시하였다. 또 제어기와 이에 필요한 시스템 인터페이스 장치를 제시하였다. [1], [2]

2. 제어 시스템의 설계

2.1. 전동기 시스템의 표현

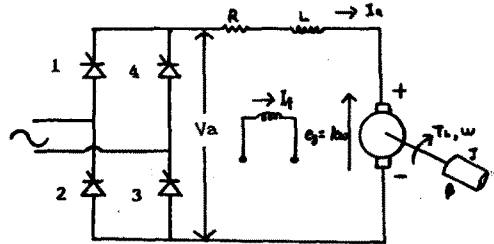


그림 1 단상 다이리스터-브릿지와 직류전동기

그림 1 은 다이리스터-브릿지에 의한 직류전동기 구동 시스템을 표현하고 있으며, 이것은 식(1)과 같은 상태 공간 모델로 표현될 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + BU \\ y &= cx \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

여기서

$$x = [x_1 \quad x_2]^T \quad U = [u_1 \quad u_2]^T \quad c = [0 \quad 1]$$

$$A = \begin{bmatrix} -R/L & -k/L \\ k/J & -\beta/J \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/J \end{bmatrix}$$

단 R: 전기자 저항, L: 인덕턴스, J: 관성 모멘트

β : 마찰계수, k: 전동기 역기전력상수

이 시스템의 상태변수는 전기자 전류(x_1)와 전동기의 회전 각속도(x_2)이며, 제어 입력은 전기자 전압(u_1)과 부하 토크(u_2)이다.

이 시스템을 가변속 구동시키는 경우 출력은 회전 각속도이고 전기자 전압은 제어 입력, 부하 토크는 외란 입력으로 볼 수 있다.

그러므로 식(1)을 더욱 일반화 하여 식(2)로 표현할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu + ed \\ \bar{y} &= y - yr = cx - yr \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

여기서

$$b = [1/L \ 0]^T, \quad e = [0 \ -1/J]^T$$

d는 외란, y는 전동기의 회전각속도, yr은 기준각속도, \tilde{y} 는 오차 (y-yr)

2.2. 제어 이론

나변수 시스템에서 RPIS(Regulation Problem with Internal Stability)는 시간의 경과에 따라 상태량이 점근적으로 안정되며 시스템의 출력과 기준치의 오차가 0이 되도록 제어하는 것으로 정의된다. 즉 $t \rightarrow \infty$ 따라서 $x \rightarrow 0, y \rightarrow 0$ 되도록 제어가 이루어져야 한다.

본 논문에서 RPIS를 실현하기 위해 제한한 제어기는 상태량과 출력오차 적분으로 표현되는 상태궤환 제어기로, 제어기의 안정도를 유지하면서 시스템의 응답 특성을 개선시키기 위하여 특정 지점에 폐회로의 극을 배치하는 Pole assignment 기법이 사용되었다. 이 기법은 궤환제어기의 이득을 결정하는 역할을 한다.

또한 상태궤환 제어기에 feedforward 제어가 결합되어 시스템의 속도응답을 더욱 개선시켰다

2.2.1. 상태 궤환 제어

상태궤환 법칙을 이용한 제어기를 설계하기 위해서는 식(1)과 같은 표준형으로 표현되어야 하므로 식(2)를 표준형으로 바꾸어야 한다.

이때 기준 입력과 외란 입력은 일정한 것으로 가정하여 다음과 같은 확장 벡터와 제어 벡터를 정의한다.

$$z = [x_1 \ x_2 \ \tilde{y}]^T \quad (3)$$

$$v = u \quad (4)$$

식(2)를 미분한 후 식(3), 식(4)의 벡터를 대입하여 재정리하면 식(5)와 같이 된다.

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ c & 0 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (5)$$

RPIS의 해는 식(5)에서 $t \rightarrow \infty$ 에 따라 $z \rightarrow 0$ 가 되도록함으로써 구해질 수 있다. 또한 이 시스템이 가제어가 되기 위해서는 다음 쌍이 가제어 조건을 만족하여야 한다.

$$\left(\begin{bmatrix} A & 0 \\ c & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$

위의 쌍이 가제어가 되는 조건을 간단한 형식으로 표현하면 다음과 같은 두가지 조건으로 나타낼 수 있다.

- 1) 쌍 (A, b)는 가제어
- 2) $\begin{bmatrix} A & b \\ c & 0 \end{bmatrix}$ 의 rank는 (n+1)

위의 1),2) 조건이 만족되지 않을 경우 시스템의 극이 s-plane의 좌반부에 존재하더라도 유한시간 T 내에 제어가 이루어질 수 없다.

가제어 조건을 만족하는 식(5)의 시스템이 안정을 유지하면서 새로운 고유치를 갖도록 식(6)과 같은 상태궤환 제어법칙을 적용한다.

$$v = k^T z \quad (6)$$

여기서 k^T 는 알맞게 선택한 이득벡터(gain vector)이다.

식(6)의 k^T 를 k_1^T 와 k_2 로 나누고 식(4)를 적분하면 다음과 같은 상태궤환 형식의 제어 입력을 얻을 수 있다.

$$u = k_1^T x + k_2 \int_{-\infty}^t (y-yr) dt \quad (7)$$

여기서 외란은 측정될 필요가 없다.

2.2.2. pole assignment 기법

상태궤환 시스템에 pole assignment 기법을 적용하는 목적은 폐회로의 고유치 스펙트럼(eigenvalue spectrum)을 원하는 값으로 변화시키기 위한 것이다.

선형시불변 시스템은 식(8)과 같이 표현된다.

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (8)$$

상태궤환 제어법칙에서 입력은 식(9)와 같다.

$$u = k^T x \quad (9)$$

식(9)에서 k^T 는 식(10)과 같은 형식으로 표현된다.

$$k^T = k_i v_i^T \quad (10)$$

여기서 k_i 는 스칼라 이득율(scalar gain factor), v_i^T 는 시스템 행렬A의 고유치에 대응하는 고유 벡터이다.

시스템 행렬A의 고유치를 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 라 하고 λ_i 를 원하는 고유치 λ_i^* 로 변화시킨다 이때 k_i 는 식(11)과 같이 표현된다. [8]

$$k_i = (\lambda_i^* - \lambda_i) / (v_i^T b) \quad (11)$$

2.2.3. Feedforward 제어

feedforward 제어는 기준입력과 외란입력 항을 포함하고 있으며 feedforward 제어의 경우 외란은 반드시 측정 되어야 한다. 구동 시스템을 표현하는 식(2)에서 RPIS의 해가 존재하기 위해서는 정상 상태에서 상태량의 변화율 및 출력과 기준치의 오차는 0이 되어야 한다.

즉 $t \rightarrow \infty$ 에 따라 $x \rightarrow 0$, 또 $\tilde{y} = (y-yr) \rightarrow 0$ 이 되어야 한다.

이때 표현식은 식(12)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} A & b \\ c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_f \\ u_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ yr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

단 x_f 와 u_f 는 정상상태값

식 (12) 에서 $[xf \ uf]^T$ 의 해가 존재하기 위한 조건은 궤환제어에서 제시된 조건 2) 와 같이

$$\begin{bmatrix} A & b \\ c & 0 \end{bmatrix}$$

의 rank가 $(n + 1)$ 이어야 한다. 식 (12) 를 $[xf \ uf]^T$ 에 대하여 재배열하면 식 (13)으로 표현된다.

$$[xf \ uf]^T = - [G^T G]^{-1} [G^T H] [d \ yr]^T \quad (13)$$

단

$$G = \begin{bmatrix} A & b \\ c & 0 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} e & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

여기서 변수를 각각 $\bar{x} = x - xf$, $\bar{u} = u - uf$ 로 치환시키고, \bar{x} 를 미분하여 식(12)를 식(14)로 변화시킨다.

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}} &= A\bar{x} + b\bar{u} \\ \bar{y} &= y - yr = c\bar{x} \end{aligned} \quad (14)$$

제어법칙의 입력을 식(9) 와 같은 형식으로 표현하면 \bar{u} 는 식(15)와 같다.

$$\bar{u} = k1^T \bar{x} \quad (15)$$

따라서 제어 입력u 는 식(16)과 같이 표현된다.

$$u = k1^T x - [k1^T - 1] [xf \ uf]^T \quad (16)$$

식(13)을 식(16)에 대입하면 제어 입력은

$$u = k1^T x + [k1^T - 1][G^T G]^{-1} [G^T H][d \ yr]^T \quad (17)$$

으로 되며, 식(17)에서 나타난 바와 같이 feedforward제어의 전체 제어입력은 상태량뿐만 아니라 외란과 기준 입력의 함수로 표현되어 있음을 알 수 있다.

feedforward 제어와 궤환제어를 결합한 제어입력은 식(18)과 같이 표현된다. [4]

$$u = k1^T x + k2 \int (y - yr) dt + kff^T [d \ yr]^T \quad (18)$$

단 $kff^T = [k1^T - 1][G^T G]^{-1} [G^T H] = [k3 \ k4]$

3. 제어기로 사용되는 마이크로프로세서

그림 2 는 실험 장치 및 제어구성을 나타내고 있다. 마이크로프로세서는 Z-80을 사용하였고 시스템과의 인터페이스는 아래와 같은 3부분으로 구성하였다. [5]

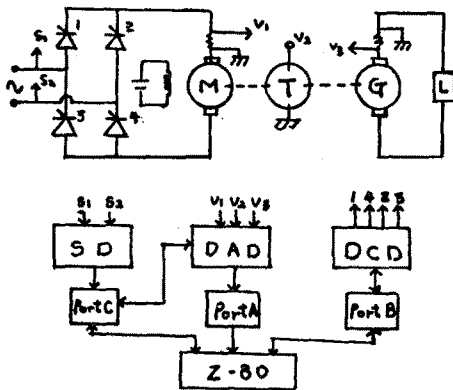


그림 2

(1) 데이터 입력 장치(data acquisition device)
그림 3 은 궤환제어에 필요한 상태량 (전기과 전류, 회전각속도) 과 feedforward 제어에 필요한 부하의 크기를 마이크로프로세서에 입력시키는 장치를 나타내고 있다

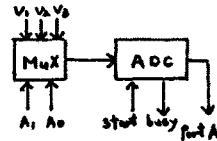


그림 3

(2) 동기화 장치 (synchronizing device)
그림 4 는 전원속의 정현파로부터 다이리스터 점도각의 동작기준이 되는 동기시간을 검출하는 장치를 나타내고 있다.

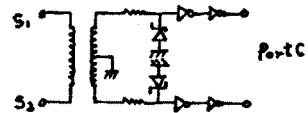


그림 4

(3) 디지털 제어 장치(digital control device)
그림 5 는 다이리스터의 점도펄스를 발생시키는 장치를 나타내며 여기에는 Z-80의 계산능력을 증가시키기 위해 프로그램 가능한 타이머를 사용하였다.

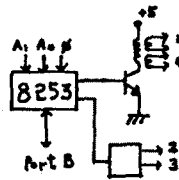


그림 5

4. 시뮬레이션 결과

위에서 도출된 궤환 제어와 feedforward 제어를 이용하여 아래에서 제시된 직류 전동기를 시뮬레이션한 결과가 그림 6 과 그림 7 에 제시되었다.

직류 전동기의 사양

$$1hp, 220[V], 4.8[A], 1500[r/min]$$

$$R_a = 2.25[ohm], L_a = 46.5[mH]$$

$$J = 0.07[kg \cdot m], \beta = 0.002[N \cdot m \cdot s/rad]$$

$$k = 1.1 [N \cdot m/A]$$

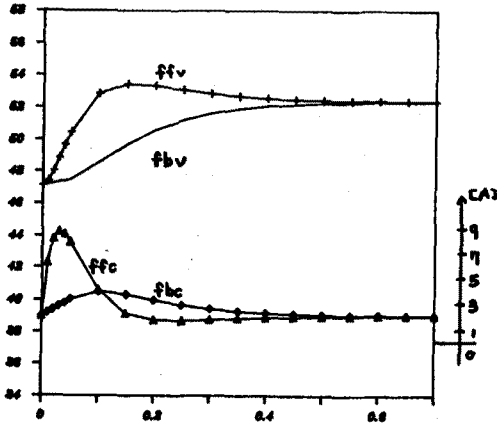


그림 6 기준각속도의 스텝변화에 따른 응답 특성 (부하 토크:3.21[N m], 기준각속도: 47.12[rad/s]→52.36[rad/s])

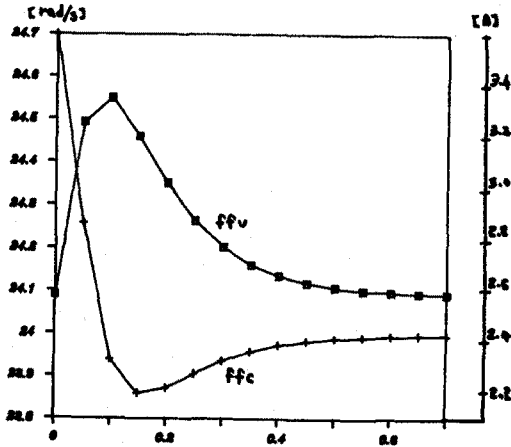


그림 7 부하토크의 스텝 변화에 따른 응답 특성 (기준각속도:24.1[rad/s], 부하 토크:3.47[N m]→2.7[N m])

fbv: feedback 제어의 각속도
 fbc: feedback 제어의 전기자 전류
 ffv: feedforward와 feedback 제어때의 각속도
 ffc: feedforward와 feedback 제어때의 전기자 전류

5. 결 론

다이하스티 브릿지에 의해 구동되는 직류전동기 구동시스템에 상태궤환 이론과 feedforward 이론을 적용한 결과 다음과 같은 장점을 알 수 있었다.

1) 직접적인 디지털 제어가 가능하며 마이크로 프로세서의 이용으로 제어회로의 간략화를 기할 수 있었다.

- 2) 상태궤환 제어에 feedforward 제어를 결합하면 상태궤환 제어만으로 제어할 경우보다 더욱 신속한 속도응답을 얻을 수 있었다.
- 3) 여러 제어 시스템 설계에 적용 가능한 일반적인 제어이론을 도출하였다.

참고 문헌

- [1]. H.W. Smith and E.J. Davison, "Design of industrial regulators Integral feedback and feedforward control," Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 119, pp 1210-6, Aug. 1972
- [2]. W.M. Wonham, "On pole assignment in multiinput controllable linear system," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-12, pp. 660-665, Dec. 1967
- [3]. Nisit K. De, Satyabroto Sinha, Ajit K. Chattopadhyay, "Microcomputer as a programmable controller for state feedback control of a DC motor employing thyristor amplifier", IEEE Trans. indus. app. vol IA-21, NO. 4, MAY/JUNE 1985
- [4] K. Ogata, Modern Control Engineering, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1970
- [5] John J. D'Azzo, Constantine H. Houpis, Linear Control System Analysis and Design, McGraw-Hill, 1985