

기준 모델 적응 제어 방식을 이용한 직류 전동기의 속도 제어기

The Speed Controller of DC Motor Using Model Reference Adaptive Control Method

이 성 백
연 영 진
한 완 옥
입 현 철*

광운 대학교 전자 공학과 교수
부천 전문대 전자 공학과 교수
광운 대학교 전자 공학과
광운 대학교 전자 공학과

요 약

고전적인 제어 기법들을 이용한 전동기의 속도 제어기는 하나의 고정된 동작점에 대해서 대개 양호한 동작 특성을 얻을 수 있으나 전동기 매개변수의 섭동 및 부하 외란의 존재시 규정된 제어 동작을 유지하기가 어렵다는 단점을 갖고 있다. 따라서 본 연구에서는 이러한 단점을 극복하기 위하여 적응 제어 기법중의 하나인 기준 모델 적응 제어 (Model Reference Adaptive Control : MRAC) 방식을 직류 전동기의 속도 제어에 적용하였으며 또한, 2 차 이상인 전동기의 속도 제어 시스템을 1 차로 저차화시켜 제어 알고리즘의 계산에 소요되는 시간을 줄임으로서 실시간 제어가 가능토록 하였다.

제시된 기준 모델 적응 제어 기법과 PI 제어 기법을 직류 전동기의 속도 제어에 각각 적용하고 부하의 관성변화에 따른 속도 응답 특성을 실험을 통하여 비교 검토하였다.

1. 서 론

일반적으로 직류 전동기의 속도 제어시 어려운 점은 시스템 매개변수의 변동과 시변성 외란

으로 기인하는 오차를 허용 범위내로 줄여 신속하고 진동이 없는 응답 특성을 얻는 것이다.

고전적 제어 방식인 PI 제어는 구조가 간단하고 하나의 고정된 동작점에 대해서 정확성이 유지되므로 전동기의 속도 제어에 많이 적용되어 왔으나 전동기 자체의 열에 의한 저항 변화, 전원 변동으로 인한 전력 증폭의 이득 변화, 부하의 관성 및 마찰등과 같은 변화로 안정된 제어 상태를 유지하기가 어렵다는 단점을 갖고 있기 때문에 고도의 정밀성을 요구하는 응용 분야에 그대로 적용하기에는 많은 문제점이 발생된다. 그러므로 이같은 문제점을 극복하기 위한 적응 제어 방식의 응용에 관한 연구가 활발히 이루어져 왔다.

본 연구에서는 이들 적응 제어 기법의 하나로서, 원하는 동작 특성을 갖는 기준 모델을 미리 설정하여 이 기준 모델의 출력과 플랜트 출력 사이의 오차를 최소화시켜 플랜트의 매개변수가 정상 동작중에 미지이거나 변동에 따른 영향을 받지 않도록 제어기의 매개변수를 자동으로 조절하는 MRAC (1)(2)(3) 방식을 직류 전동기의

속도 제어에 적용하고 그 타당성을 입증하기 위하여 부하의 관성 변화에 따른 속도 응답 특성을 고전적인 PI 제어 방식과 비교 검토하였다.

주 제어기는 IDM-PC/AT 로 구성하였으며 주변 장치와의 정보전송을 위해 8255 가 내장된 병렬 카드를 사용하였다. Intel 8031 원칩 (one-chip) 마이크로 프로세서를 사용하여 전동기의 속도에 상응하는 1 회전당 60 펄스인 엔코더 출력을 M/T 방식으로 측정하였다.⁽⁴⁾

2. MRAC 알고리즘

일반적으로 플랜트의 파라미터 값이 기지(known)인 1 차 궤환 제어 시스템의 이산형 모델은 그림 1 과 같으며 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

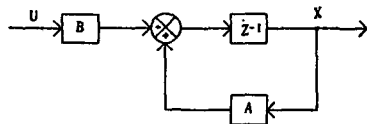


그림 1. 기지의 파라미터 값을 갖는 플랜트의 블럭 선도
Fig. 1. Block diagram of plant with known parameters

$$X(k+1) = AX(k) + BU(k) \quad (1)$$

여기서 기지의 값을 갖는 파라미터 A, B 는 각각 다음과 같은 값을 갖는다.

$$A = \exp(-T_s / \tau_{po}) \quad (2)$$

$$B = K(1-A) \quad (3)$$

위의 관계식과 그림 1 에서 U, X 는 플랜트의 입력과 출력을 각각 나타내며 T_s 는 샘플링 주기, τ_{po} 는 플랜트 시정수, K 는 이득을 나타낸다.

플랜트의 파라미터가 미지이거나 변화하고 이로 인하여 동특성이 크게 변화하는 경우의 블럭

선도는 그림 2 와 같다.

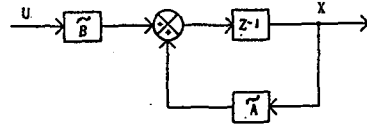


그림 2. 미지 혹은 가변 파라미터를 갖는 플랜트의 블럭 선도
Fig. 2. Block diagram of plant with unknown and/or variable parameters

그림 2 에서와 같이 플랜트의 파라미터가 미지이거나 변화하는 경우 요구되는 플랜트의 동작을 나타내는 기준 모델의 블럭 선도는 그림 3 과 같으며 식 (4) 로 표현할 수 있다.

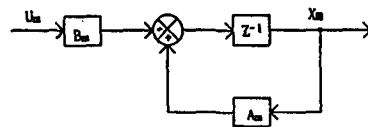


그림 3. 기준 모델의 블럭 선도
Fig. 3. Block diagram of reference model

$$X_m(k+1) = A_m \cdot X_m(k) + B_m \cdot U_m(k) \quad (4)$$

여기서 기준 모델의 파라미터 A_m, B_m 은 그림 1 에서의 A, B 의 형태와 같아야 한다.

$$A_m = \exp(-T_s / \tau_{mo}) \quad (5)$$

$$B_m = K_m(1 - A_m) \quad (6)$$

그림 3 과 위의 관계식으로 부터 U_m, X_m 은 각각 기준 모델의 입력과 출력을 나타내며 τ_{mo} 는 기준 모델의 시정수이다.

그림 2 에서 미지의 파라미터 \hat{A}, \hat{B} 의 추정값 \hat{A}, \hat{B} 를 계산하고 선형 제어이론을 이용하여 기준 모델의 출력을 추종하도록 플랜트와 기준 모델간의 오차 e 를 0 으로 하는 기준 모델 적응 제어 시스템의 블럭 선도는 그림 4 와 같다.

그림 4 에서 플랜트의 출력이 기준 모델의 출력을 추종하도록 하기 위해서는 $\hat{A}(k)$ 와 $\hat{B}(k)$ 의

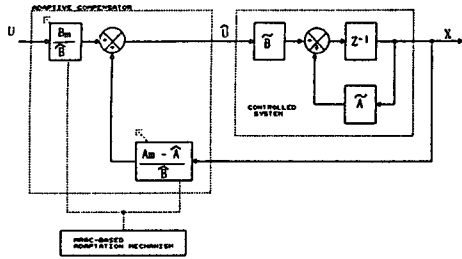


그림 4. MRAC 시스템의 블럭선도
Fig. 4. Block diagram of MRAC system

정확하고 빠른 추정이 요구되며 MRAC 이론을 기초로한 이 추정 알고리즘⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾은 다음 식과 같이 주어진다.

$$\hat{A}(k) = \hat{A}(k-1) + K_A \cdot X(k-1) \cdot e^*(k) \quad (7)$$

$$\hat{B}(k) = \hat{B}(k-1) + K_B \cdot \hat{U}(k-1) \cdot e^*(k) \quad (8)$$

여기서 $e^*(k)$ 는 적응 오차 신호이며 다음과 같이 정의된다.

$$e^*(k) = \frac{A_m \cdot e^*(k-1) + [\Lambda - \hat{\Lambda}(k-1)] \cdot X(k-1)}{1 + K_A \cdot X^2(k-1) + K_B \cdot \hat{U}^2(k-1)} + \frac{[B - \hat{B}(k-1)] \cdot \hat{U}(k-1)}{1 + K_A \cdot X^2(k-1) + K_B \cdot \hat{U}^2(k-1)} \quad (9)$$

이때, 플랜트에 대한 입력 기준신호 $\hat{U}(k)$ 가 식 (10) 과 같이 발생한다.

$$\hat{U}(k) = \frac{[\Lambda_m - \hat{\Lambda}(k)] \cdot X(k) + B_m \cdot U_m(k)}{\hat{B}(k)} \quad (10)$$

3. 제어기 구성

PI 제어기를 포함한 직류 전동기 속도 제어 시스템의 블럭 선도는 그림 5와 같이 2 차계로 표현된다.

그림 5 에서 상승 시간을 짧게하여 과도 응답이 빨리 끝나도록 PI 제어 루프의 이득을 1 을 중심으로 변동하는 가변이득 성분으로 간주하면

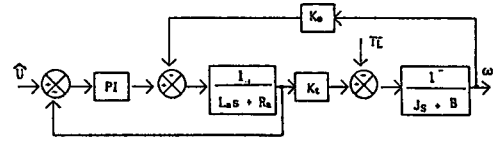


그림 5. PI 제어기를 이용한 직류 전동기 속도 제어 시스템의 블럭 선도
Fig. 5. Block diagram of DC motor speed control system with PI-based controller

역기전력 E_a 의 영향을 제거하는 효과를 얻을 수 있다. 전동기의 전기적 시정수는 기계적 시정수 보다 작고 마찰 계수 B 또한 대단히 작으므로 이들을 각각 무시하면 그림 5 에서 전동기의 전달함수 $G_m(s)$ 는 다음과 같다.

$$G_m(s) = \frac{\omega(s)}{\hat{U}(s)} = \frac{K_t}{J s} \quad (11)$$

이로서 1 차 MRAC가 직류 전동기의 속도 제어에 적용이 가능하며 본 논문에서 제시한 MRAC를 이용한 직류 전동기의 속도 제어 시스템의 전체 블럭 선도는 그림 6 과 같고 적응 이득인 G_F 와 G_B 는 각각 식 (12), (13) 과 같다.

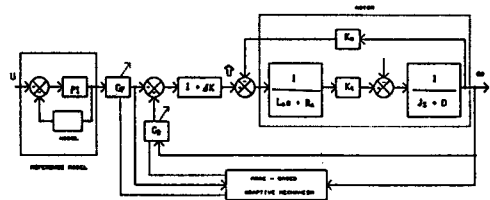


그림 6. MRAC를 이용한 직류 전동기 속도 제어 시스템의 전체 블럭 선도
Fig. 6. Overall block diagram of DC motor speed control system with MRAC

$$G_F = \frac{B_m}{B} \quad (12)$$

$$G_B = \frac{A_m - \hat{A}}{B} \quad (13)$$

4. 시스템 구성

그림 7 은 MRAC 방식을 이용한 전체적인 속도 제어 시스템의 구성도이다.

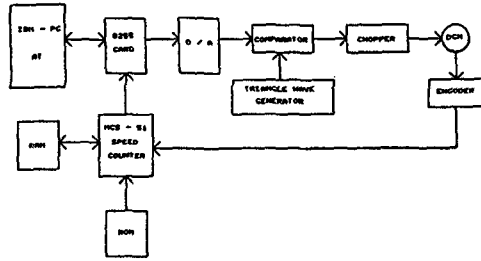


그림 7. 전체 시스템의 구성도
Fig. 7. Schematic diagram of overall system

전동기의 속도 측정을 위해 1 회전당 60 펄스의 출력을 갖는 엔코더를 전동기의 회전자 축에 고정하고 광 차단기 (photo interrupter) 를 사용하여 출력된 신호를 8031 마이크로 프로세서의 인터럽트 단자에 접속하여 속도를 측정하였다.

본 연구에서는 속도 측정의 정확성을 높이기 위하여 8031 마이크로 프로세서를 이용, 저속 영역에서는 펄스간의 시간을 측정하는 T 방식과 고속 영역에서는 펄스수를 측정하는 M 방식을 혼합한 M/T 방식으로 속도를 측정토록 하였다.

8031 마이크로 프로세서에 의해서 측정된 속도는 8255 로 구성된 병렬 입출력 카드로 전송이 되며 이때, 병렬 카드의 입출력 포트에 설정된 A 포트와 B 포트를 통하여 8031 마이크로 프로세서의 출력이 주 제어기인 IBM-PC 로 입력된다. 입력된 속도 측정값을 이용하여 계산된 속도 오차값은 C 언어로 짜여진 프로그램으로 보정이 된 다음, 병렬 카드의 출력포트로 설정된 C 포트를 통하여 D/A 컨버터로 전송이 된다.

D/A 컨버터는 보정된 디지털 제어값을 아날로그 값으로 변환하고 이 변환된 신호는 연산 증폭기 TL082 의 반전 단자에 입력되어 펄스 발생기에서 출력되는 삼각파와 비교된다. 비교된 초핑 파형은 트랜지스터 베이스 구동용 하이브리드 IC 에 전송된다.

출력단 구성은 단극 모드에서 T_{r1} 의 베이스 단자를 +5 V 로 고정시키고 T_{r4} 의 베이스 단자는 하이브리드 IC 를 연결 하여 출력을 단속, 전동기의 속도 제어를 실행하였다.

5. 실험 및 고찰

본 연구에서 제시된 기준 모델 적응 제어기와 출력단을 구성하여 110 V, 3.2 A, 180 W, 11000 rpm의 정격 특성을 갖는 직류 전동기의 속도 제어 시스템을 실현하였으며, 또한 같은 용량의 직류 전동기를 동일 축 상으로 연결, 부하 관성의 변동을 2 배로 하여 실험하였다.

사진 1 은 무 부하시 ($J = J_m$), 전동기의 기준 속도를 0 rpm 에서 3000 rpm 으로 변화시켰을 경우, 어떠한 제어 방식도 적용하지 않은 개루프 (open loop) 상태에서의 속도 응답 특성을 나타낸다.

사진 2 와 사진 3 은 사진 1 과 동일한 조건 하에서 PI 제어 방식과 기준 모델 적응 제어 방식을 각각 적용한 경우의 속도 응답 특성을 나타내며 두 제어 방식간의 응답 특성이 별 차이가 없음을 보여준다.

사진 4 는 부하의 관성을 2 배 ($J = 2J_m$) 로 하여 기준 속도를 0 rpm 에서 3000 rpm 으로 변화시켰을 경우, 어떠한 제어 방식도 적용하지

않은 개루프 상태에서의 속도 응답 특성을 나타낸다.

사진 5 와 사진 6 은 사진 4 와 동일한 조건 하에서 PI 제어 방식과 기준 모델 적응 제어 방식을 각각 적용한 경우의 속도 응답 특성을 나타내며 부하 관성의 변동시 기준 모델 적응 제어 방식의 응답 특성이 훨씬 더 양호함을 보여준다.

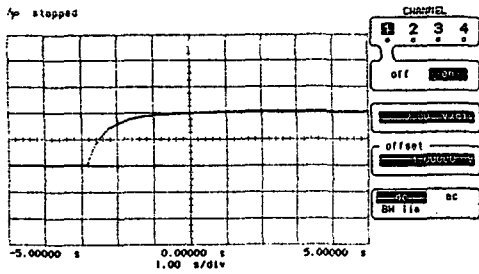


사진 1. 개루프 상태에서의 속도 응답 특성 (무 부하시 $J=J_m$)
Photo 1. Speed response characteristics for open loop (at no load $J=J_m$)

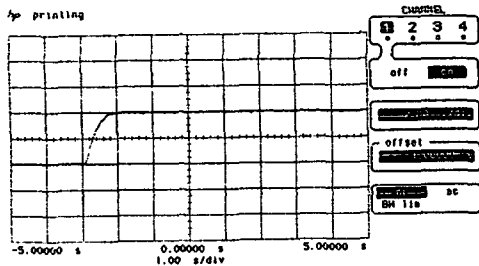


사진 2. PI 제어 방식을 적용한 경우의 속도 응답 특성 (무 부하시 $J=J_m$)
Photo 2. Speed response characteristics for using PI control method (at no load $J=J_m$)

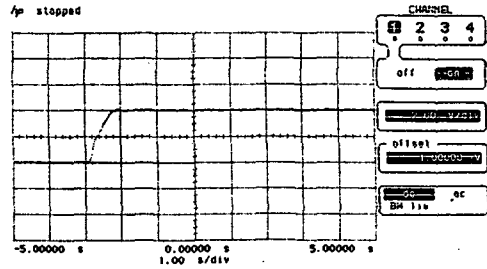


사진 3. MRAC 방식을 적용한 경우의 속도 응답 특성 (무 부하시 $J=J_m$)
Photo 3. Speed response characteristics for using MRAC method (at no load $J=J_m$)

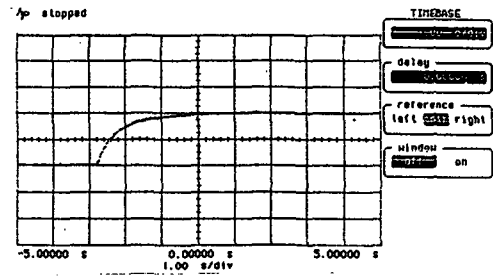


사진 4. 개루프 상태에서의 속도 응답 특성 (부하의 관성 변화시 $J=2J_m$)
Photo 4. Speed response characteristics for open loop (at load inertia $J=2J_m$)

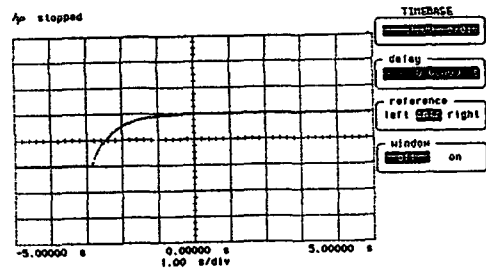


사진 5. PI 제어 방식을 적용한 경우의 속도 응답 특성 (부하의 관성 변화시 $J=2J_m$)
Photo. 5. Speed response characteristics for using PI control method (at load inertia $J=2J_m$)

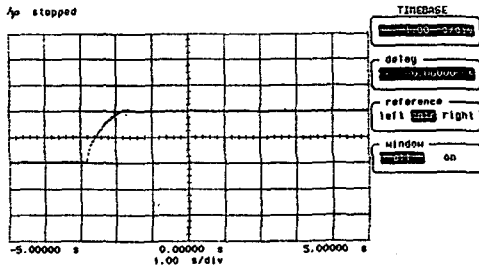


사진 6. MRAC 방식을 적용한 경우의 속도 응답특성 (부하의 관성 변화시 $J=2J_m$)
 Photo. 6. Speed response characteristics for using MRAC method (at load inertia $J=2J_m$)

6. 결 론

본 연구에서는 부하 변동의 영향을 감소시키기 위하여 MRAC 방식을 직류 전동기의 속도 제어에 적용하였으며 16 bit 마이크로 프로세서가 장착된 IBM-PC/AT 로 주 제어 장치를 구성하였다.

실험을 통하여 PI 제어 방식 보다 MRAC 방식을 이용한 속도 제어 시스템이 부하의 관성 변화로 인한 전동기 제어 시스템의 매개변수 변화 시에 속도 응답 특성에 있어 훨씬 양호함을 확인할 수 있었다.

본 연구의 수행시 가장 중요한 사실은 실시간 제어를 위한 매개변수의 추정 시간이므로 더 좋은 결과를 얻기 위해서는 처리 속도가 빠른 프로세서의 적용 및 매개변수 추정시간을 단축할 수 있는 간략화된 알고리즘의 개발등이 이루어져야 겠다.

참 고 문 헌

- [1]. R. Isermann, K. H. Lachmann, and D. Matko, "Adaptive Control System", Prentice Hall, 1992.
- [2]. K. J. Astrom, B. Wittenmark, "Adaptive Control", Addison-Wesley Publishing Co., 1989.
- [3]. Y.Dote, "Servo Motor and Motion Control Using Digital Signal Processors", Prentice Hall, 1990.
- [4]. 김 영 수, "병렬 루프 시스템을 사용한 디지털 속도 제어기에 관한 연구", 광운 대학교 대학원 석사학위 논문
- [5]. H.Naito and S.Tadakuma, "Microprocessor-Based Adjustable-Speed DC motor Drives Using Model Reference Adaptive Control", IEEE Trans. on IA, vol. IA-23, no. 2, pp.313-318, 1987.
- [6]. H.Naito and S.Tadakuma, "Model Reference Adaptive Control Based DC Motor Speed Controller", IECON, pp.474-479, 1984.
- [7]. Y.D.Landau, ADAPTIVE CONTROL, Marcel Deckker Inc., 1982