

제어기 설계를 위한 DC 모터의 모델 파라미터 측정 및 실험적 보정

DC Motor Model Parameter Identification and Experimental Adjustment for Motor Controller Design

강형석¹, 신동헌^{1,✉}
Hyeong Seok Kang¹ and Dong Hun Shin^{1,✉}

¹ 서울시립대학교 기계정보공학과 (Department of Mechanical and Information Engineering, University of Seoul)
✉ Corresponding author: shin@uos.ac.kr, Tel: +82-2-6490-2389

Manuscript received: 2014.8.1 / Revised: 2014.10.21 / Accepted: 2014.11.7

Generally, motor controller design is based on its motor dynamics. Therefore, it requires precise information of its motor dynamics. However, most of the low cost DC motors, which are widely used in industries and academia, are provided without such precise information. Even if it is given, the information is mostly imprecise. Following circumstances require one to calculate the motor dynamics information for oneself. This paper presents a simple method to readily apprehend the DC motor dynamics. First, how to establish the model of DC motor dynamics along with the model parameter identification is presented. Then, the parameter values are fine-tuned until the simulation response based on the dynamics model is close to the experimental response of the motor. Finally, the controller is designed with the established dynamics model. The validity of the designed controller is confirmed by the comparison of the experiment and simulation.

Key Words: DC Motor (DC 모터), System Modeling (시스템 모델링), 모터 제어 (Motor Control)

1. 서론

DC 모터는 전통적으로 많은 분야에서 응용되어 온 대중적인 동력 요소 중 하나이며, 로봇이나 산업용 기계와 같이 정밀한 제어가 필요한 곳에 많이 이용되어 왔다.¹⁻³ 정밀한 DC 모터 제어를 설계함에 있어서 가장 중요한 요소는 모터가 가지고 있는 코일의 저항이나 인덕턴스, 그리고 각종 비례 상수 및 관성 모멘트와 같은 파라미터

(characteristics) 들을 이용하여 모터의 정확한 시스템을 모델링 한 뒤, 시뮬레이션을 통한 제어기의 설계 및 검증 작업을 하는 것이다.^{4,5} 이러한 방법으로 연구되는 제어 기법들은 대부분 모터의 정확한 모델링을 위하여 제조사로부터 제공되는 모터의 파라미터들이 매우 정확한 고가의 모터를 사용한다.^{6,7} 하지만 실제 산업 현장에서는 양산을 할 경우 가격적인 문제로 인하여 이러한 고가의 모터를 사용 하기는 어려우며, 학교 실험실과 같은 곳

에서 연구용이나 교육용으로 사용되는 모터 역시 저가형 모터를 사용하는 경우가 더 많다.^{8,9} 이러한 저가형 모터들은 파라미터들이 제공되지 않을 뿐만 아니라 제공된다 하더라도 대부분 정확하지 않다. 만일 정확하지 않은 파라미터들을 기반으로 제어 대상을 모델링하고 제어기를 설계 및 구현하게 되면 예측된 결과와는 다른 양상을 보일 수 있으며, 심지어 시스템이 불안정해져서 진동 하거나 발산해 버리는 경우도 생길 수 있다. 따라서, 파라미터가 주어지지 않는 저가형 모터를 사용할 경우 별도의 실험을 통하여 파라미터들을 구해야 하는데, 주파수응답 실험과 같은 방법을 사용해야 한다.¹⁰ 하지만 이러한 실험에 필요한 신호 발생기나 오실로스코프, 전류프로브와 같은 장비들은 모터 사용자들이 구매하기에는 비교적 부담스러운 높은 가격이고 실험 절차 또한 까다롭다. 따라서, 이러한 장비를 사용하지 않고 모터의 파라미터들을 구할 수 있는 보다 손쉬운 방법에 대한 연구가 필요하다.

본 논문에서는, 모터 제어를 위하여 주로 이용되는 MCU (Micro Controller Unit) 와 일반적으로 쉽게 구할 수 있는 멀티미터와 같은 계측 장비만을 이용하여 DC 모터의 파라미터를 구하는 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 방법은 우선 멀티미터를 사용하여 측정된 모터의 저항값을 바탕으로 모터의 방정식을 이용하여 파라미터 값을 대략적으로 구해 모터를 모델링 한 뒤, 모터의 응답에 대한 시뮬레이션 결과 및 실제 응답을 비교함으로써 파라미터를 보정 하는 방법 이다. 제안된 방법을 위하여 필요한 계측이 어려운 모터의 관성 모멘트는 에너지 보존 법칙을 기반으로 근사화 시켜 우선 계산된다. 또한, 응답 비교에 있어 주거나 오버슈트와 같은 많은 요소들을 비교할 수 있도록 모터를 포함한 전체 시스템을 부족제동을 갖고 진동하는 2차 지연 시스템이 되도록 구성하여 비교하는 방법을 사용 한다. 마지막으로, 제안된 방법으로 구해진 모터의 모델을 이용하여 모터의 제어기를 구현하였을 때 시뮬레이션 결과 및 실제 응답에 대한 비교 자료가 서로 유사함을 보임으로써, 제안된 방법을 통한 모델 기반의 제어기 설계 및 구현이 타당함을 보인다.

2. 모델 파라미터의 계산

2.1 DC 모터의 모델링

DC 모터는 코일과 저항으로 구성되어 있는 전

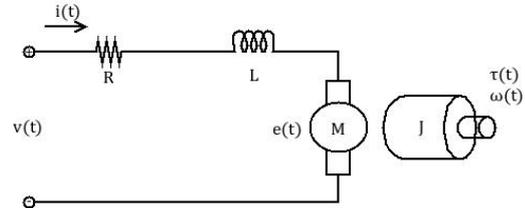


Fig. 1 DC motor system

기계와 회전자 및 베어링과 같은 기계 요소들로 구성된 기계계로 구분 할 수 있다. 각각의 계에 키르히호프 법칙과 뉴턴 법칙을 적용시키게 되면 DC 모터의 시스템은 Fig. 1과 같이 표현될 수 있으며, 이로부터 유도되는 방정식은 외란이 없다는 조건 하에 (1)~(4)와 같이 표현할 수 있다.

$$v(t) = L \frac{d}{dt} i(t) + R i(t) + e(t) \quad (1)$$

$$e(t) = K_b \omega(t) \quad (2)$$

$$\tau(t) = J \frac{d}{dt} \omega(t) + B \omega(t) \quad (3)$$

$$\tau(t) = K_T i(t) \quad (4)$$

- v : 전기계에 인가된 총 전압
- i : 전기계에 흐르는 총 전류
- τ : 기계계에 발생하는 총 토크
- ω : 회전자의 각속도
- e : 회전자의 회전에 의한 역기전력

(1) 및 (2)는 전기계의 총 전압은 코일 및 저항에 걸리는 전압 및 회전자의 회전에 의하여 발생하는 역기전력의 합과 같다는 것을 의미하며, 이 때 발생하는 역기전력은 역기전력 상수 K_b 를 기반으로 회전자의 각속도에 비례함을 나타낸다. 식(3) 및 (4)는 기계계의 총 토크는 회전자의 관성 모멘트와 각가속도의 곱으로 표현되는 토크와 기계 요소 등으로 발생하는 점성마찰로 인한 토크의 합과 같다는 것을 의미 한다. 이 때, 점성마찰로 인하여 발생하는 토크는 점성마찰계수 B 를 기반으로 회전자의 각속도에 비례 한다. 또한, 발생하는 총 토크는 토크상수 K_T 를 기반으로 전기계에서 발생하는 전류에 비례함을 나타낸다.

한편, 각 계를 에너지 관점에서 바라보게 되면 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$P_E = v i = R i^2 + K_b \omega i \quad (5)$$

$$P_M = \tau \omega = K_T i \omega \quad (6)$$

(5) 및 (6) 은 모터의 전류 및 속도가 일정한 안정 상태에서 각각 전기계 및 기계계에서 발생하는 일률(Power)을 의미하며, SI 단위계를 사용하게 되면 각 항은 모두 W 로 표현이 된다. 에너지 보존 법칙에 따라 전기 에너지를 입력으로 받아 기계 에너지를 만드는 시스템에서는 $P_E = P_M + Loss$ 의 관계가 성립 된다. 이 때, 발생하는 손실은 주로 저항에 의해 발생을 하기 때문에 $Loss = R i^2$ 이라고 볼 수 있다. 따라서, $K_b = K_T$ 의 조건이 성립이 되어야만 에너지 보존 법칙이 만족이 되며, K_b 및 K_T 의 단위는 각각 V/(rad/s) 및 Nm/A 이다.

이제 (1) ~ (4)에 대하여 초기값을 모두 0으로 놓고 라플라스 변환을 하게 되면 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$V(s) = (Ls + R) I(s) + E(s) \quad (7)$$

$$E(s) = K_b \Omega(s) \quad (8)$$

$$T(s) = (Js + B) \Omega(s) \quad (9)$$

$$T(s) = K_T I(s) \quad (10)$$

DC 모터의 코일 인덕턴스 (L)는 코일 저항 (R)과 비교하여 매우 작은 값이기 때문에 $L \approx 0$ 으로 볼 수 있다. 또한, 측정을 위해서는 일반 멀티미터가 아닌 LCR 미터와 같은 장비를 사용해야 하는 번거로움이 있기 때문에 모터의 모델링에서는 코일 인덕턴스 (L)를 무시한다. 그리고, 앞선 유도 과정에서 $K_b = K_T$ 임을 보였기 때문에 이 둘을 모두 K 로 본다. 이제, 전압과 각속도간의 관계를 나타내는 전달함수를 구하게 되면 최종적으로 아래와 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\Omega(s)}{V(s)} &= \frac{\Omega(s)}{(Ls + R) I(s) + K_b \Omega(s)} \\ &= \frac{\Omega(s)}{\frac{(Ls + R) (Js + B) \Omega(s)}{K_T} + K_b \Omega(s)} \\ &= \frac{K_T}{(Ls + R)(Js + B) + K_b K_T} \\ &\approx \frac{K/R}{Js + (B + \frac{K^2}{R})} \end{aligned} \quad (11)$$

Table 1 Required list of DC motor parameters

Name	Remarks	Unit
R	Coil resistance	Ohm
K	EMF constant or Torque constant	V/(rad/s) or Nm/A
B	Viscosity friction constant	Nm / (rad/s)
J	Inertia moment	Kg · m ²

따라서, (11)을 기반으로 모터의 전달함수를 모델링하기 위하여 구해져야 하는 파라미터들의 목록은 Table 1과 같이 정리 된다.

2.2 모델 파라미터의 결정

2.1절에서는 DC 모터의 모델 및 모델링을 위하여 요구되는 파라미터들에 대하여 서술 하였다. 본 절에서는 필요한 파라미터들을 멀티미터와 같은 일반적인 장비를 이용하여 실제로 어떻게 측정하고 계산하는지에 대한 방법에 대하여 설명 한다.

2.2.1 Coil Resistance - R

코일 저항 (R)은 모터의 양단에 멀티미터를 연결하여 직접 계측을 한다.

2.2.2 EMF Constant - K

모터에 무부하 상태로 정격 전압을 인가하게 되면, 과도 응답 상태를 지나 전류 및 속도의 변화가 없는 안정 상태로 접어 든다. 이 때의 전류 및 속도를 계측하게 되면 (1)과 (2)로부터 K 는 아래와 같이 계산된다.

$$K = \frac{v - R i}{\omega} \quad (12)$$

v 는 최초로 인가된 정격 전압이고, R 은 앞서 계측된 저항 값 이다. i 는 모터의 전원에 1 ohm 의 저항을 직렬로 연결한 뒤 저항 양단의 전압을 멀티미터를 이용하여 계측하면, 옴의 법칙에 따라 구할 수 있다. 마지막으로, ω 는 일정시간 동안 입력된 엔코더 펄스의 개수를 수치 미분하여 정상 상태의 일정 시간 동안 에서의 평균적인 각속도를 구한다.

2.2.3 Viscosity Friction Constant - B

모터가 정상 상태에 도달하게 되면 속도의 변화가 없어진다. 따라서, (3)의 미분항을 제거할 수

있으며, 이에 따라 B 는 아래와 같이 계산된다.

$$B = \frac{K i}{\omega} \tag{13}$$

K 의 값은 앞서 계산된 값 이고, i 및 ω 는 정상상태의 조건이기 때문에 2.2.2항에서 사용된 것과 같은 값을 사용하면 된다.

2.2.4 Inertia Moment - J

모터에 인가된 전기 에너지와 모터의 출력인 운동 에너지의 관계는 아래와 같이 표현된다.

$$E_E = v \int_0^{t_{stable}} i(t) dt \tag{14}$$

$$E_M = 0.5 J \omega^2 \tag{15}$$

$$E_E = E_M + \int_0^{t_{stable}} Loss(t) dt \tag{16}$$

(14)는 모터에 전압이 인가된 시점부터 모터가 안정 상태에 도달한 시점(t_{stable})까지 소비한 전기 에너지를 의미하며 (15)는 이 때의 기계계의 운동 에너지 이다. 에너지 보존 법칙에 따라 각 계의 에너지는 (16)과 같은 관계를 갖는다. (14)를 계산하기 위해서는 오실로스코프 및 전류프로브와 같은 장비가 필요 하며, 이는 매우 고가의 장비 이다. 따라서, 본 논문에서는 $E_E \approx v i_{stable} t \big|_{t=1}$ 로 근사 시켜 계산하는 방법을 제안 하며, 여기서 i_{stable} 은 정상 상태에서의 소비 전류 이다. 이는 Fig. 2와 같이 모터의 초기 기동 전류가 발생하는 시간은 극히 짧은 시간이며, 이후 일정한 값을 갖는다는 점을 바탕으로 i 를 constant value로 두고, 실제로 t_{stable} 까지 소비된 전기 에너지가 i 가 i_{stable} 로 일정한 상황에서 약 1초까지 소비된 전기 에너지로 근사화 될 수 있다는 가정에 기반 한다. 이로 인하여 발생하는 오차는 차후 설명할 미세 조정 과정에서 보정한다. 따라서, 관성 모멘트 J 는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$J = \frac{v i}{0.5 \omega^2} \tag{17}$$

위에서 설명한 모델 파라미터의 계측 및 계산값은 모터 드라이버에 포함된 저항의 영향과 같은 모델링 되지 않은 요소, 소자 자체의 오차, 온도와 같이 모델링 되지 않고 존재하는 비선형적인 환경

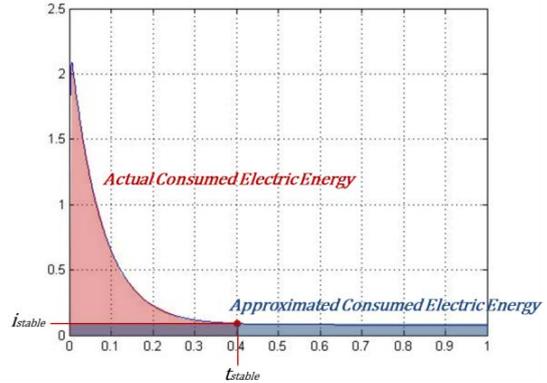


Fig. 2 Current response of DC motor

Table 2 Motor specification

Rated torque	60 gf-cm
Rated speed	5100 RPM
Rated current	470 mA
No load speed	6200 RPM
No load current	120 mA
Rated output	3.14 W

요소, 그리고 계산식의 근사화로 인한 오차들로 인하여 실제의 값과는 차이가 있을 수 있다. 이러한 값을 이용하여 모터를 모델링 한 뒤 제어를 설계 및 구현 한다면 모델링의 오차로 인하여 원하는 결과를 얻지 못할 가능성이 높다. 따라서, 더 정밀한 제어 성능을 위해서는 예측된 모델 파라미터를 더 정확하게 보정 하는 작업이 필요하다. 이를 위하여 3장에서는 실제 모터를 대상으로 앞서 설명한 방법을 이용하여 모델 파라미터를 구하고, 이를 기반으로 실제 응답과 시뮬레이션상의 응답을 비교하는 실험을 통하여 모델 파라미터를 보정하는 방법에 대하여 설명 한다.

3. 실험

3.1 실험 준비

실험에 사용된 모터는 D&J 사의 RB-35GM 11 Type / Encoder 모델이다. 제조사에서 제공하는 모터의 사양은 Table 2와 같다.

Table 2에서 볼 수 있는 것처럼 제조사에서 제공되는 정보는 모터의 모델링에 필요한 모델 파라미터들을 포함하고 있지 않다. 따라서, 앞 절에서 제안한 방법을 이용하여 모델 파라미터를 계산하

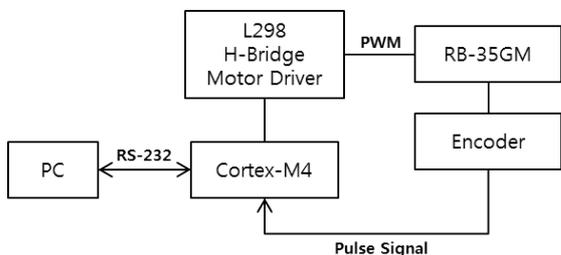


Fig. 3 Experiment system block diagram

Table 3 Motor model parameters

Input voltage	12 V
Current in stable state	0.08A
Speed in stable state	5650 RPM
Coil resistance – R	6.0 ohm
EMF constant – K	0.0195
Viscosity friction constant – B	2.6326e-006
Inertia moment – J	5.4846e-006

였으며, 이를 위해 필요한 실험 시스템의 구성도는 Fig. 3과 같다.

먼저, 엔코더의 계측 및 PWM 신호의 생성을 위하여 Cortex-M4 기반의 MCU를 사용한다. 생성된 PWM 신호는 H-Bridge IC를 통하여 증폭되어 모터에 전달된다. 그리고, 속도와 같은 각종 정보는 PC에서 확인할 수 있도록 RS-232 통신을 이용하여 전달된다. 위 시스템을 기반으로 앞 절에서 설명한 방법을 이용하여 모델 파라미터를 구하면 Table 3과 같다.

Table 3의 파라미터를 (11)에 대입하여 구해진 모터의 전달함수의 분모는 s에 대한 1차식이기 때문에 1차 지연 요소로 볼 수 있다. 1차 지연 요소는 입력 응답에 대하여 오버슈트 및 진동이 나타나지 않는 특성을 갖는다. 이러한 특성 보다는 진동으로 인하여 응답의 변화가 더 큰 것이 시뮬레이션과 실제 모터의 응답 특성을 비교하기에 더 좋다. 따라서, 본 논문에서는 모터의 시뮬레이션 응답과 실제 응답에 대한 비교의 정확도를 높이기 위하여 모터의 앞에 적분기를 부착한 폐루프 시스템을 만들어 전체 시스템이 2차 부족계통 시스템이 되도록 설계 함으로써 시스템을 강제로 진동시키는 방법을 제안한다. Fig. 4는 이러한 시스템의 구성을 보여주며, 이 때 얻어지는 시스템 전체의 전달 함수는 (18)과 같다.

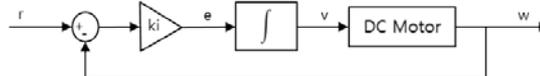


Fig. 4 Closed loop system

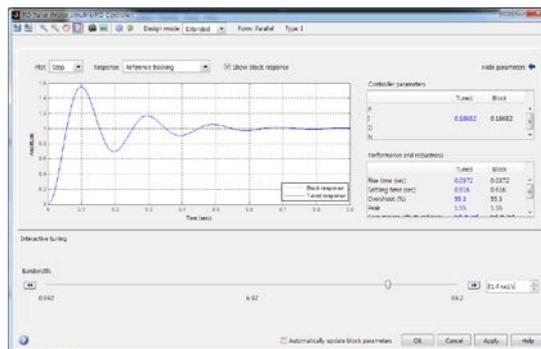


Fig. 5 Response of simulation

$$\frac{\Omega(s)}{R(s)} = \frac{ki \frac{K}{R} \frac{60}{2\pi}}{Js^2 + \left(B + \frac{K^2}{R}\right)s + \left(ki \frac{K}{R} \frac{60}{2\pi}\right)} \quad (18)$$

Fig. 4에서 모터의 앞단에 부착된 적분기 및 게인이 목표 오차를 적분하여 되먹임을 하는 것을 볼 수 있다. 그리고, 이 때 출력되는 ω 의 단위는 RPM이다. (18)의 특성방정식이 s에 대하여 2차식으로 표현됨으로써, 기존에 1차식이었던 시스템이 2차식으로 바뀌었음을 볼 수 있으며, ki 값의 조정을 통하여 이를 부족계통 응답으로 만들 수 있다.

3.2 시뮬레이션

시뮬레이션은 MATLAB Simulink의 PID block을 통하여 쉽게 할 수 있다. 시뮬레이션의 목적은 실제 모터의 제어를 튜닝 하는 것이 아니라, 모터의 실제 진동 응답과 비교될 수 있는 자료를 만들어 모델 파라미터를 미세 조정 하는 것이다. 따라서, 너무 빠르거나 느린 응답은 비교에 어려움을 줄 수 있다. 본 실험에서는 2.2.4항에서 계산한 J의 값이 1초 동안의 반응을 기반으로 계산되었기 때문에, 실험 시간 역시 1초로 정하였다. 즉, 약 1초후 시스템이 수렴하도록 설계를 하며, 시스템의 진동 특성을 적절히 볼 수 있도록 시스템의 대역폭을 5Hz (31.4 rad/s)로 두고 적분기의 게인값(ki)을 정하였다. Fig. 5는 결정된 게인값 및 이에 대한 시스템의 응답 시뮬레이션을 보여 준다.

3.3 파라미터 미세 조정

파라미터의 미세 조정을 위하여 시뮬레이션의 응답과 실제 모터의 응답에 대한 비교가 필요하다. 따라서, Fig. 3에서 설명된 시스템의 구성을 이용하여 Fig. 4의 시스템을 구현하였다. 그 후, 모터의 목표 속도로 1000 RPM, 3000 RPM, 5000 RPM 의 지령을 내리고 응답을 계측하여 시뮬레이션 결과와 비교 하였다. 실험에 대한 결과는 Fig. 6과 같다.

1000 RPM 의 응답에서는 처음에는 실제 응답이 시뮬레이션상의 응답에 앞서지만, 시간이 지날수록 지연이 되는 것을 볼 수 있다. 또한, 3000 RPM 에 대한 응답 곡선에서는 실제 응답이 시뮬레이션상의 응답보다 모두 뒤쳐지는 것을 볼 수 있으며, 오버슈트 역시 조금 더 발생하는 것을 볼 수 있다. 앞서 설명한 모델링 되지 않은 비선형적인 요소나, MCU 와 같은 환경에서 발생할 수 있는 이산 적분 오차, 혹은 인터럽트로 인한 지연 요소들은 간헐적으로 시스템을 비선형적으로 만들 수 있다. 따라서, 모든 응답 주기에 대하여 앞서과 뒷섬이 명확하지 않더라도, 전반적인 응답의 추세는 실제 응답이 시뮬레이션상의 응답에 뒤쳐진다고 판단할 수 있다. 한편, 5000 RPM 에 대한 응답에서는, 시뮬레이션상에서 실제 모터의 최대 stall current 에 대한 반응이 이루어지지 않아 모터의 최대 속도를 고려하지 않았기 때문에, 실제 응답과는 많은 차이를 보였다. 즉, 시뮬레이션의 응답이 모터의 최대 속도를 이미 초과하였기 때문에 실제 응답과는 차이를 보이고 있으며, 실제 모터의 응답은 모터가 낼 수 있는 최대 속도에서 포화되었음을 볼 수 있다. 위 결과를 바탕으로, 결정된 모터의 모델이 실제 모터의 모델과는 차이가 있음을 알 수 있으며, 더 신뢰성 있는 제어기의 설계를 위해서는 이를 보정해야 한다.

(18)의 페루프 시스템 전달 함수로부터, 시스템의 고유 진동수 w_n 은 (19)와 같이 계산된다.

$$w_n = \sqrt{\frac{ki K 60}{JR 2\pi}} \tag{19}$$

즉, J 및 R 의 값이 커지면 시스템의 고유진동수는 작아짐을 알 수 있으며, 이로부터 앞서 예측된 R 및 J 의 값이 더 커져야 한다는 것을 알 수 있다. 만일, 계측오차에 대한 범위를 정할 수 있으면 R 에 대한 오차 범위를 정할 수 있으며, 이를 기반으로 J 값을 증가 시켜 가면서 curve fitting 을

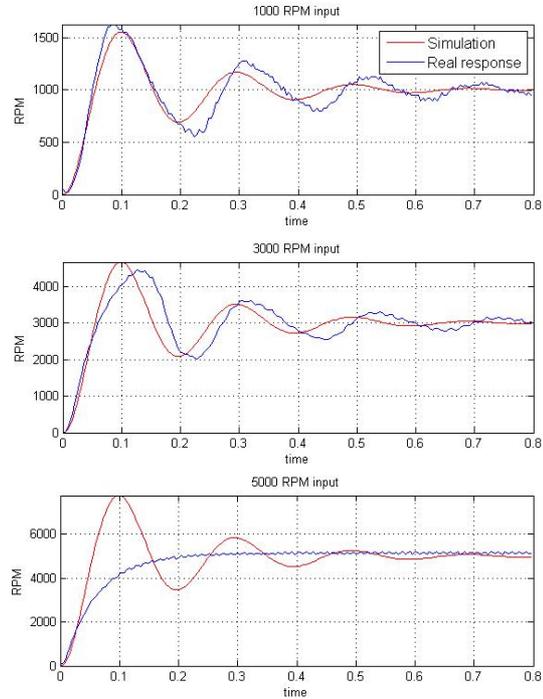


Fig. 6 Response of real system

Table 4 Fitted model parameters

Coil resistance – R	5.43
EMF constant – K	0.0195
Viscosity friction constant – B	2.6430e-006
Inertia moment – J	7.3846e-006

진행한다면, 실제 응답 곡선과 가장 유사한 R 및 J 의 값을 찾을 수 있다. 이 때, 평가함수는 시뮬레이션 및 실제 모터의 응답에 대한 오차의 합이다. 본 실험에서는 계측 오차를 $\pm 10\%$ 로 결정한 뒤, 이를 기반으로 J 의 값을 변화 시켜 가며 1000 RPM 및 3000 RPM 에 대한 데이터를 기반으로 fitting 작업을 진행 하였다. 이로 인하여 새로 결정된 R 및 J 의 값은 Table 4와 같으며, fitting 된 전달 함수를 이용하여 다시 실험을 한 결과는 Fig. 7과 같다.

1000 RPM의 초반 에서는 실제 응답과 시뮬레이션이 거의 일치하는 경향을 보이나, 시간이 지남에 따라 실제 응답이 조금씩 앞서감을 볼 수 있다. 반면, 3000 RPM 의 결과 에서는 초반에 실제 응답이 조금 뒷선 결과를 보였지만, 시간이 지남에 따라 시뮬레이션 결과와 실제 응답이 일치하는

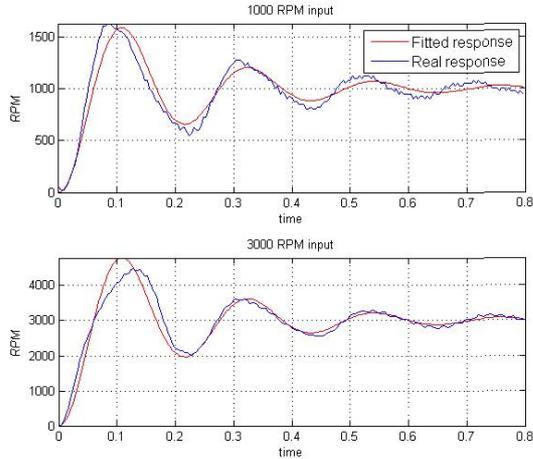


Fig. 7 Response of fitted model

것을 볼 수 있다. 비록, 실제 응답의 곡선이 모든 경우에 완벽하게 일치하지는 않으나, 1000 RPM 및 3000 RPM 에 대한 2가지 경우에 한하여 curve fitting 을 진행 하였다는 점과, 앞서 설명한 비선형 적 실험 오차들을 고려하면, 실제 응답 및 시뮬레이션 응답에 대한 전체 오차가 감소하였기 때문에 모터의 모델링이 앞서 계산한 것 보다 실제에 가깝게 보정 되었다고 판단할 수 있다.

3.4 검증

앞서 설명한 과정을 통하여 결정된 모터의 모델에 대한 타당성을 검증하기 위하여 100 rad/s 의 응답을 요구하는 속도 PI 제어기를 설계하여 실제 응답과 시뮬레이션 결과를 비교해 보았다. 설계 방법은 앞에서 사용한 것과 같이 MATLAB 을 이용하여 시스템 요구 사항에 맞는 k_p 및 k_i 값을 구하고, 동일한 실험 시스템에서 제어기를 구현 하였으며, 포화 방지를 위한 anti-windup 기능을 사용 하였다. 설계된 제어기의 시뮬레이션 응답 및 실제 모터에 대한 응답은 Fig. 8과 같다.

1000 RPM 및 3000 RPM의 응답 에서는 시뮬레이션과 모터의 실제 응답이 거의 일치하는 것을 볼 수 있으며, 5000 RPM 에서는 약간의 차이가 있으나 응답의 추세는 유사하다고 볼 수 있다. 이러한 미세한 차이는 제어기의 샘플링 간격으로 인한 영향이나, 이산 적분의 오차, 그리고 예측되지 않은 요소로 인한 섭동으로 볼 수 있으며, 실제 상황에서 피할 수 없는 요소 들이다. 따라서, 제안된 방법으로 구해진 모터의 모델은 타당하다고 볼 수

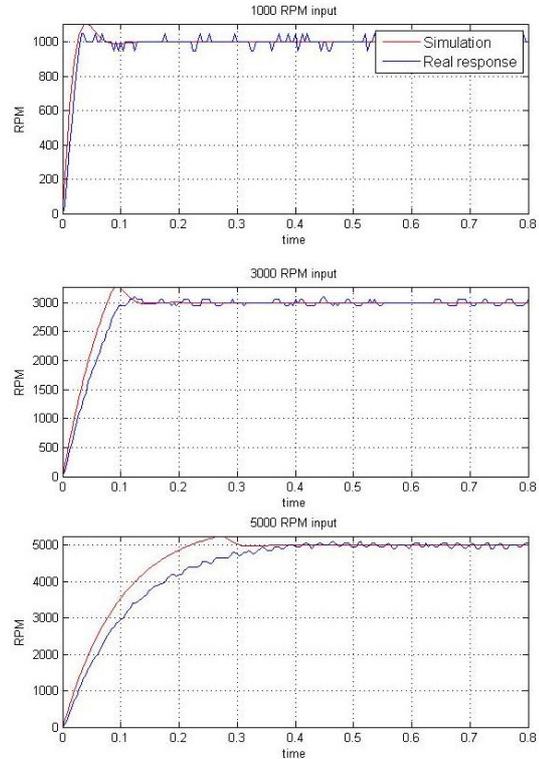


Fig. 8 Response of PI velocity controller

있으며, 이를 기반으로 모터의 모션 제어기와 같은 제어기를 설계 하거나 다른 제어 이론을 적용 할 때, 설계를 위한 시뮬레이션 자료로 사용될 수 있다고 판단 된다.

4. 결론

본 논문에서는, 멀티미터와 같은 일반적인 계측장비를 이용하여 DC모터의 제어기 설계를 위한 모터 시스템을 모델링 하는 방법에 대해 제안 하였다. 제안된 방법에 따라, 먼저 대략적인 모터의 모델 파라미터를 측정 및 계산하였고, 이후 모터를 강제로 진동하도록 시스템을 구성하였다. 그리고, 실제 응답 및 시뮬레이션의 응답을 비교해 fitting 시키는 과정을 거침으로써, 구해진 모델 파라미터를 미세 조정하였다. 마지막으로, 제안된 방법을 통하여 구해진 모터의 모델을 기반으로 실제 모터의 제어기를 구현하였을 때, 시뮬레이션 결과와 실제 응답이 유사함을 확인하였으며, 이를 기반으로 제안된 방법에 대한 타당성을 검증 하였다.

후 기

본 논문은 서울시립대학교의 지원을 받아 작성되었습니다.

REFERENCES

1. An, C. H., "Trajectory and Force Control of a Direct Drive Arm," Ph.D. Thesis, Electrical Engineering and Computer Science, M.I.T, 1986.
2. Konno, A., Nagashima, K., Furukawa, R., Nishiwaki, K., Noda, T., et al., "Development of a Humanoid Robot Saika," IEEE International Conference on Intelligent Robots and System, Vol. 2, pp. 805-810, 1997.
3. Chu, B. S. and Sung, Y. W., "Development of Educational Robot Platform Based on Omni-directional Mobile Mechanism," J. Korean Soc. Precis. Eng., Vol. 30, No. 11, pp. 1161-1169, 2013.
4. Sul, S. K., "Electric Equipment Autonetics revised edition," Hongrung, pp. 185-254, 2009.
5. Kim, S. H., "DC, AC, BLDC Motor Control 4th edition," bogdoo, pp. 55-114, 2014.
6. Das, S., Mondol, N., Rana, M., and Das, P., "Genetic Algorithm Based Optimal PI Controller for Position Controller of Maxon S-DC Motor with dSpace," IEEE International Conference on Informatics & Electronics Vision, pp. 184-189, 2012.
7. Maqsood, I., Nasir, H. A., and Muhammad, A., "PID Controller Tuning for Network Delayed Motion Control," IEEE International Conference on Communications, Computing and Control Applications, pp. 1-6, 2011.
8. Kang, H. S. and Shin, D. H., "Development of an Anthropomorphic Robot Hand with Size and Motion Range Identical to a Human Hand," Int. J. Precis. Eng. Manuf., Vol. 14, No. 4, pp. 543-549, 2013.
9. Chen, W. H., Chen, C. P., Tsai, J. S., Yang, J., and Lin, P. C., "Design and Implementation of a Ball-Driven Omnidirectional Spherical Robot," Mechanism and Machine Theory, Vol. 68, pp. 35-48, 2013.
10. Lee, I. S., "Real-time Motor Control," Hongrung, 2011.