

# 비례적분 + 이중적분 제어를 이용한 정상상태 응답 개선 Improvement of Steady State Response Using PI+Double Integral Controller

정규홍<sup>1\*</sup>

Gyu Hong Jung

Received: 25 Jul. 2016, Revised: 16 Aug. 2016, Accepted: 18 Aug. 2016

**Key Words** : PI Control(비례적분 제어), Double Integral Control(이중적분 제어), Speed Control(속도제어), Steady State Error(정상상태 오차), Ramp Input(램프 입력), System Identification(시스템 식별)

**Abstract:** The performance characteristics of a dynamic control system are evaluated according to the transient and steady-state responses. The transient performance is the controllability of the output for the tracking of the reference or the ability to reduce or reject the effects of unwanted disturbances; alternatively, the steady-state performance is represented by the magnitude of the control error at the steady state. As the effects of the two performances on each other are reciprocal, a controller design that shows a zero steady-state error for the ramp input is uncommon because of the challenge regarding the achievement of an acceptable transient response. This paper proposes a PI+double-integral controller for the elimination of the steady-state error for the ramp input while a sound transient performance is maintained. The control-gain design procedure is described by the second-order response for the step input and the response of the error dynamics for the ramp input. The PI+double-integral controller is designed for the first-order transfer function that is derived from a system identification with the open-loop experiment data of the dc-motor. The simple structure of the proposed controller enables the adoption of a low-end microcontroller for the implementation of a real-time control. The experiment results show that the control performance is as effective as that of the simulation analysis for the operating point of linear system; furthermore, the PI+double-integral controller can be conveniently applied to the control system, which is desirable for the improvement of the steady-state error.

## 기호 설명

$G(s), G_c(s)$ : Plant, controller transfer function

$K$ : DC motor speed gain, rpm/%

$T$ : DC motor time constant, sec

$K_p$ : Proportional control gain, %/rpm

$K_i$ : Integral control gain, %/rpm sec

$K_{di}$ : Double integral control gain, %/rpm sec<sup>2</sup>

$\omega_n$ : Natural frequency, rad/s

$\zeta$ : Damping ratio

$e_{i1}$ : Integral of error signal

$e_{i2}$ : Double integral of error signal

\* Corresponding author: ghjung@daejin.ac.kr

1 Department of Computer Aided Mechanical Design Engineering, Daejin University, Gyeonggi 11159, Korea  
 Copyright © 2016, KSFC

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

## 1. 서 론

동적제어시스템의 설계목표 사양은 과도응답과 정상상태응답 성능으로 구분된다. 전자는 신속하게 기준 입력신호를 추종하거나 외란을 제거하는 성능으로 나타내어지고 후자는 정상상태에서 발생하는 오차의

크기로 평가된다.<sup>1)</sup> 모든 제어시스템은 특정 형태의 기준 입력신호에 대하여 정상상태오차를 나타내고 기준입력신호의 변화 기울기가 클수록 오차가 크게 발생된다. 정상상태와 과도응답 성능은 상반된 특성을 가져 기울기가 큰 기준입력신호에 대한 정상상태응답이 개선되도록 제어기를 설계하면 안정된 과도응답을 구현하기 어렵게 된다. 일반적으로 정상상태오차 평가방법은 기준 입력신호가 시간에 따라 변화하지 않는 계단함수와 시간에 비례하여 변화하는 램프함수에 대한 오차로 나타낸다.

선형제어시스템의 정상상태 오차분석 이론에 의하면 Fig. 1과 같은 폐루프 시스템에서 플랜트 전달함수  $G(s)$ 가 적분기를 갖지 않는 0 형인 시스템일 때 램프 기준입력에 대한 정상상태오차가 영이 되려면 제어기 전달함수  $G_c(s)$ 에는 2개 이상의 적분기가 포함되어야 한다. 이는 0 형의 플랜트는 출력  $c$ 가 일정하게 증가하려면 입력  $u$ 도 일정한 기울기를 가져야 하며, 오차  $e$ 가 영인 상태에서 플랜트 출력  $c$ 가 일정한 기울기로 증가하려면 이중적분 제어기의 다음과 같은 성질에 의해 플랜트 입력  $u$ 가 일정한 기울기를 갖게 되기 때문이다.

$$u(t) = \int_0^t 0 dt + u(0) = \text{Const.}$$

$$u(t) = \int_0^t \int_0^t 0 dt dt + u(0) = \text{first order ramp}$$

플랜트 전달함수가 0 형인 경우에 보편적으로 가장 많이 활용되는 비례-적분-미분 제어기는 제어기가 1개의 적분기만을 포함하므로 램프입력에 대한 정상상태 오차가 영이 되지 않는다. 이러한 요구조건을 충족시키는 제어기는  $H_\infty$  건설제어 등의 다양한 방법으로 설계될 수 있지만 제어기 설계이론이 다소 복잡하고 고차의 전달함수로 설계된 제어기를 실시간으로 연산하는 것이 쉽지 않다.<sup>2,3)</sup>

본 연구에서는 플랜트 전달함수가 0 형인 동적시스템을 대상으로 안정된 과도응답 성능을 견지하면서도 램프입력에 대한 정상상태 오차를 제거할 수 있는 단순한 제어기 설계방법을 제시하였다. 제안된 비례적분+이중적분 제어기는 비례-적분과 이중적분제어가 병렬로 연결된 구조로 비례적분 제어기를 이용하여 과도응답 성능을 설계하고 이중적분 제어기를 통해 램프입력에 대한 정상상태 오차가 제거되는 기능을 갖게 함으로써 과도응답과 정상상태응답 요구사항이 동시에 만족되도록 설계하는 것이 가능하다. 또한, 비

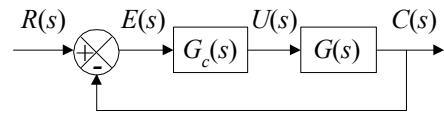


Fig. 1 Feedback control system

례적분+이중적분 제어기는 2차의 전달함수로 구조가 단순하여 저가형 임베디드 컨트롤러를 이용한 정수연산만으로 실시간 구현이 가능한 장점이 있다. 비록 본 연구에서 제안된 제어기 설계방법이 플랜트 전달함수가 0형인 시스템에만 한정적으로 적용될 수 있지만 0형 시스템에 대한 램프입력 오차를 제거하는 다소 어려운 설계사양을 단순한 방법으로 구현할 수 있다는 점에서 연구의 의미를 찾을 수 있다.

본 연구에서는 직류모터 속도제어시스템을 대상으로 시스템 식별을 통해 플랜트 전달함수를 도출하고 이를 대상으로 비례적분+이중적분 제어기를 설계한 후 마이크로 컨트롤러를 이용한 디지털 제어기를 구현하여 과도응답성능과 램프 기준입력에 대한 정상상태 오차제거성능을 검증하였다. 제안된 이중적분제어는 안정된 폐루프 시스템의 정상상태 응답개선이 목적이므로 시스템 안정도에 관해서는 별도의 연구를 수행하지 않았다.

## 2. 직류모터 속도제어시스템

본 연구 대상 직류모터 속도제어시스템은 직류모터, 모터 구동회로 및 회전수 측정을 위한 포토 인터럽터(photo interrupter)로 구성되는 플랜트와 이산화된 제어기 전달함수를 실시간으로 연산하고 입출력 기능을 담당하는 임베디드 제어기, PC에서 수행되는 사용자 인터페이스 기능의 모니터링 프로그램으로 구성된다.

### 2.1 직류모터

Fig. 2는 제어대상 플랜트인 직류모터이며 주요한 특징은 다음과 같다.

- 구동전압 및 최대속도: 5V, 4,500rpm
- 회전관성의 슬릿(slot) 수: 8개
- 구동회로: IRF530 FET의 bottom side 제어
- 속도센서: TLP507A photo interrupter

모터구동은 PWM 방식으로 이루어지고 8개의 슬릿을 갖는 속도신호 주파수와 rpm 단위의 속도는 7.5rpm/Hz의 관계식을 갖는다.

## 2.2 임베디드 제어기

디지털 제어기능은 16MHz로 작동되는 ATMEL사의 AVR ATmega8535 저가형(low-end) 마이크로 컨트롤러<sup>4)</sup>를 이용하여 구현하였다. 포토 인터럽터 구형과 신호로부터 회전속도를 연산하고 제어기 전달함수를 실시간으로 연산한 후 PWM 출력을 발생시키는 기본적인 제어기능 외에 임베디드 프로그램에 설계된 부가적인 기능 및 사양은 다음과 같다.

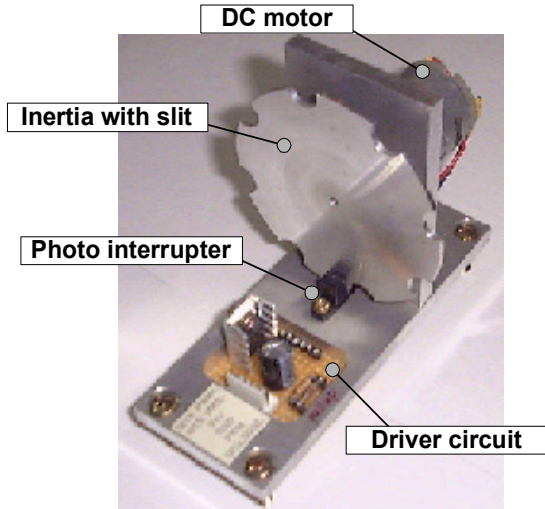


Fig. 2 DC motor plant

- 제어주기: 10ms(100Hz)
- PWM 반송주파수 가변기능: 4-250Hz
- 측정가능 최소 회전속도: 75rpm
- 내장 함수발생기: 계단, 램프, 사인함수
- 직렬통신: baudrate=115,200BPS

## 2.3 모니터링 프로그램

PC에서 수행되는 모니터링 프로그램은 RS232 직렬 통신으로 임베디드 제어기와 연결되어 기준 속도신호와 제어기 이득, 작동모드 등의 지령신호를 송신하고 회전속도, PWM 듀티 등의 작동상태 정보를 수신받아 화면에 나타내고 데이터 파일로 저장하는 기능을 담당한다. Fig. 3은 설계된 모니터링 프로그램의 메인 창이다.

## 3. 시스템 식별

폐루프 시스템 제어기 설계를 위해서는 제어대상 플랜트에 대한 동적모델링이 선행되어야 하지만 Fig. 2의 직류모터는 알려진 파라미터가 없으므로 실험을 통해 얻어진 입출력 신호로부터 동적모델을 식별하였다.<sup>5)</sup>

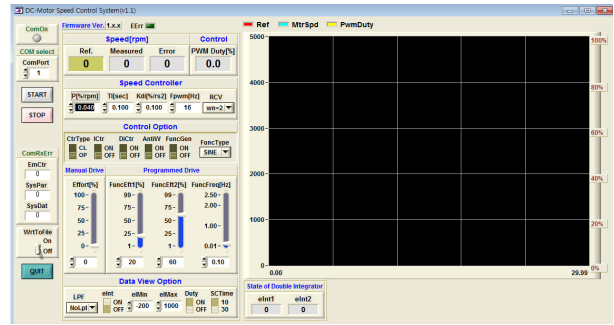


Fig. 3 Monitoring program main window

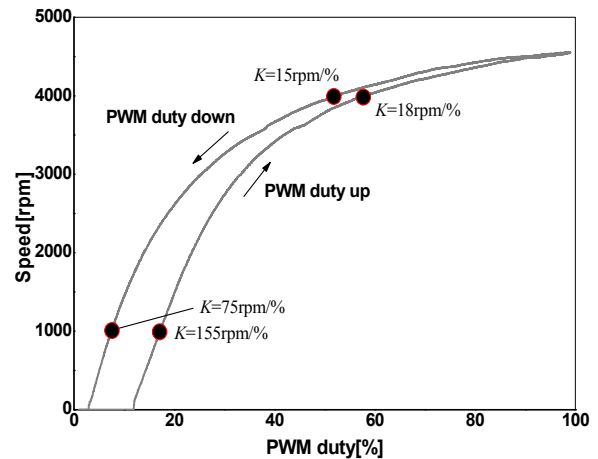


Fig. 4 Static response

Fig. 4는 PWM 듀티입력에 대한 출력속도의 정특성을 파악하기 위하여 0-100%로 변화되는 PWM 듀티를 0.04Hz의 저주파 램프파형으로 인가하여 측정된 속도를 나타낸 그림이다. 실험결과로부터 불감대, 히스테리시스, PWM 듀티에 따른 속도이득 변화 등의 비선형 특성이 있음을 알 수 있고 특히, PWM 듀티에 대한 속도이득은 듀티가 높을수록 매우 크게 감소하고 작동조건에 따른 변화량은 15 -155rpm/%임을 확인하였다.

Fig. 5는 직류모터 동특성을 파악하기 위해서 계단파형의 PWM 듀티에 대한 응답을 실험한 결과이다. 작동점에 따른 응답차이를 확인하기 위해 계단파형 PWM 듀티 값을 15↔25%, 30↔40%, 50↔60%로 인가하였다. 정특성 시험에서 파악된 바와 같이 PWM 듀티가 높을수록 속도이득이 작아지므로 10% PWM 듀티에 대한 속도변화는 속도가 높을수록 작아지게 된다. 어느 경우에서나 모터 속도의 계단응답은 오버슈트가 발생하지 않는 1차 시스템의 특성을 나타내었으며 1차 시스템의 특성 파라미터인 시정수(time constant)는 작동점 속도가 낮으면서 감속하는 경우에 큰 값을 나타내었다. 동특성 시험결과로부터 PWM

듀티 입력에 대한 회전속도 출력의 동특성을 시스템 식별로 구해진 속도이득  $K$ 와 시정수  $T$ 로 기술되는 다음과 같은 1차 전달함수로 모델링하였다. 여기서,  $U(s)$ 는 % 단위의 PWM 듀티이고  $C(s)$ 는 rpm 단위의 회전속도이다.

$$G(s) = \frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K}{1 + Ts}$$

Table 1은 PWM 듀티 개루프 계단응답으로부터 식별된 1차 시스템 파라미터를 정리한 결과이며, Fig. 6은 실험결과와 1차 선형모델의 계단응답을 비교한 그림이다. 실험결과에서 모터속도는 정상상태로부터 증가(또는, 감소)되는 속도를 나타내고 속도가 감소되는 경우에는 비교를 위하여 상승곡선으로 나타내었다. 직류모터의 동적모델은 1차 시스템으로 근사될 수 있으나 작동조건에 따라 모델 파라미터가 크게 변화함을 알 수 있다. 직류모터가 작동되는 속도범위에서 속도이득과 시정수가 변화되는 범위는 다음과 같음을 확인하였다.

속도이득:  $10 \leq K[\text{rpm}/\%] \leq 150$

시정수:  $1.0 \leq T[\text{sec}] \leq 2.6$

#### 4. 비례적분+이중적분 제어기 설계

Fig. 7은 1차 시스템으로 식별된 직류모터 전달함수와 램프 기준입력에 대한 정상상태 오차를 제거하기 위하여 비례적분과 이중적분 제어 전달함수가 병렬로 구성되는 비례적분+이중적분 제어기의 폐루프 시스템 블록선도를 나타낸다. 이중적분 제어가 도입됨에 따라 개루프 전달함수는 2형 시스템으로 변환되므로 램프입력에 대한 정상상태오차는 발생되지 않는다. 제어대상 직류모터의 공칭 전달함수는 2,000rpm 부근의 작동점에서 식별된 모델 파라미터인  $K = 140\text{rpm}/\%$ ,  $T = 2\text{sec}$ 로 설정하였다. 비례적분+이중적분 제어기 설계에서 비례 및 적분이득  $K_p$ ,  $K_i$ 는 계단입력에 대한 폐루프 시스템의 과도응답사양으로부터 결정하였고, 이중적분 이득  $K_{di}$ 는 램프 기준입력에 대한 오차적분 신호의 수렴특성이 임계감소가 되도록 결정하였다.

##### 4.1 비례적분 제어기

Fig. 7의 폐루프 전달함수는 3차의 고차 시스템으로 해석적인 방법으로 간편하게 제어이득을 결정하

Table 1 Identified 1st order system parameters

PWM duty [%]	Speed [rpm]	K [rpm/%]	T[sec]	
			Speed up	Speed down
15↔25	1530↔2720	120.6	1.97	2.61
30↔40	3080↔3570	48	1.21	1.45
50↔60	3760↔4005	24	1.02	1.17

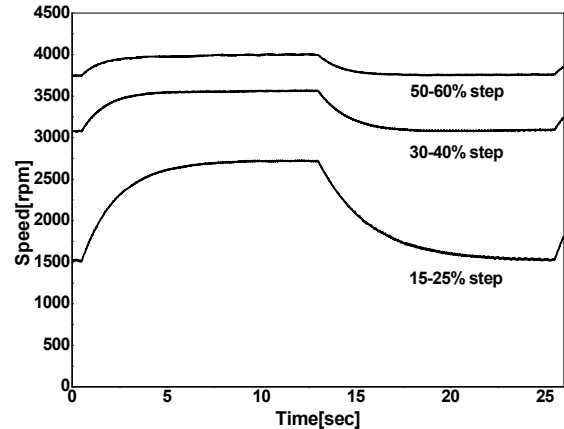


Fig. 5 Dynamic step response

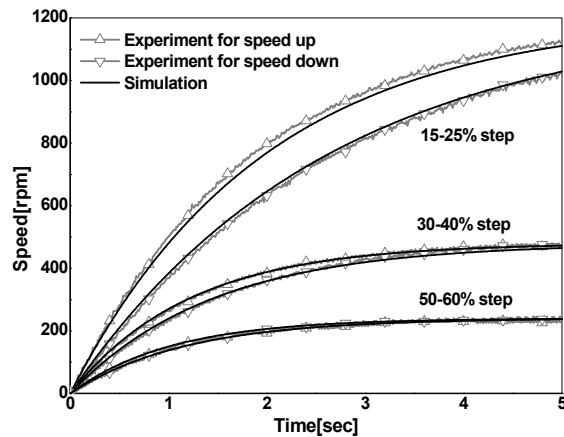


Fig. 6 Verification of 1st order model

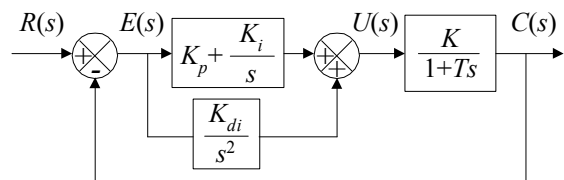


Fig. 7 Block diagram of speed control system

는 것이 쉽지 않다. 이중 적분기는 정상상태 오차 개선을 위해 도입되었으므로 이득  $K_{di}$ 를 작게 하면 과도응답에서 이중적분 제어가 미치는 영향을 무시하고 설계할 수 있다.

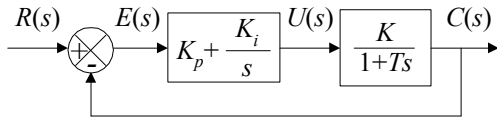


Fig. 8 Feedback control system with PI control

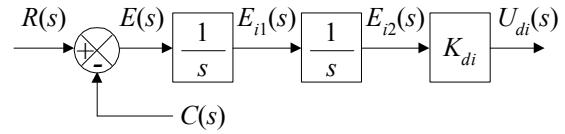


Fig. 9 State of double integral controller

Table 2 PI controller gains

Design	$\zeta$	$\omega_n$ [rad/s]	$K_p$ [%/rpm]	$K_i$ [%/rpm sec]	$T_i = K_p/K_i$ [sec]
I	0.9	2	0.044	0.057	0.775
II		3	0.070	0.129	0.545
III	1.2	3	0.096	0.129	0.744

비례적분 제어기 이득은 비례적분만이 적용된 페루프 시스템을 대상으로 고유진동수  $\omega_n$  과 감쇠비  $\zeta$  로부터 결정하였으며 이중적분 제어기 결합에 의한 성능변화를 확인하였다. Fig. 8은 비례적분제어만이 적용된 페루프 시스템의 블록선도를 나타내고 이에 대한 페루프 전달함수는 다음과 같다.<sup>6)</sup>

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\frac{KK_i}{T}}{\frac{K_i}{K_p} s^2 + \frac{1+KK_p}{T} s + \frac{KK_i}{T}} s + \frac{K_i}{K_p} \quad (1)$$

식 (1)의 페루프 전달함수는 복소평면 좌측 반평면에 영점이 존재하므로 표준형 2차 시스템의 응답보다 감쇠비가 작게 되어 빠르게 수렴하는 특성을 나타내게 된다. 고유진동수  $\omega_n$  과 감쇠비  $\zeta$  로 기술되는 표준형 2차 시스템의 분모 다항식을 식 (1)과 비교하여 비례이득  $K_p$  와 적분이득  $K_i$  를 유도하면 다음과 같으며, Table 2는 감쇠비  $\zeta = 0.9, 1.2$  와 고유진동수  $\omega_n = 2, 3$  rad/s에 대해 설계된 비례적분 제어기 이득을 나타낸다. 시정수가  $T = 2$  sec인 개루프 시스템 계단응답은  $3T = 6$  sec에서 최종 값의 95%에 도달하지만  $\zeta = 0.9, \omega_n = 2, 3$  rad/s의 페루프 시스템은 5% 정착시간이 각각 1.7sec와 1.1sec로 빠른 응답을 나타낸다.

$$K_p = \frac{2T\zeta\omega_n - 1}{K}$$

$$K_i = \frac{T\omega_n^2}{K}$$

#### 4.2 이중적분 제어기

이중 적분기는 오차신호를 두 번 적분한 후 이득  $K_{di}$  를 곱하는 형태로 Fig. 9의 블록선도와 같이 두개 적분기의 출력  $e_{i1}$  과  $e_{i2}$  를 내부 상태변수로 갖는다. 연구대상 직류모터와 같이 플랜트 전달함수가 0 형인 경우 단위 계단과 램프입력에 대한 정상상태 오차는 발생되지 않으므로 정상상태에서 이중적분 제어기 내부 상태변수는 다음과 같다.

- 계단입력

$$e = e_{i1} = 0, \quad e_{i2} = \text{const.}$$

- 램프입력

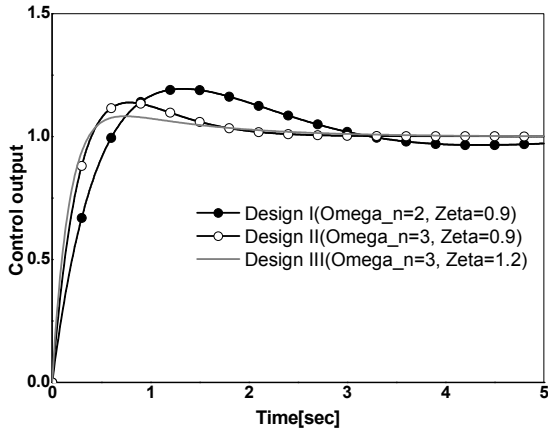
$$e = 0, \quad e_{i1} = \text{const}, \quad e_{i2} = 1\text{st order ramp}$$

위와 같이 기준입력 신호가 램프인 경우에 첫 번째 적분기 출력  $e_{i1}$  은 정상상태에서 일정한 값을 유지하며 이에 따라 이중적분 제어기 출력은 1차의 기울기로 증가/감소함으로써 정상상태 오차를 제거하게 된다. 따라서 비례적분 제어를 독립적으로 설계한 후 이중적분 제어기 이득  $K_{di}$  는 램프 기준입력에 대해 계단응답을 나타내는 적분기 출력  $e_{i1}$  의 수렴특성으로부터 결정하면 안정적인 응답성능을 얻을 수 있다.

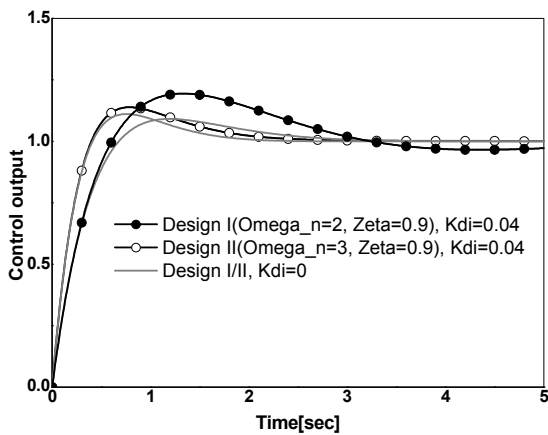
Fig. 7에서 오차 전달함수를 구하면 식 (2)와 같고, 램프입력은  $R(s) = 1/s^2$ ,  $E_{i1}(s) = E(s)/s$  이므로 램프 기준입력에 대한  $E_{i1}(s)$  는 식 (3)으로 나타낼 수 있다. 최종값 정리를 적용하면 정상상태에서  $e_{i1}(\infty) = 1/KK_{di}$  이고  $K_{di}$  가 커질수록 계단응답의  $e_{i1}$  은 과감쇠에서 부족감쇠의 특성으로 변화하므로 임계감쇠를 나타내는  $K_{di}$  로 설계하였다.

$$\begin{aligned} \frac{E(s)}{R(s)} &= \frac{1}{1 + \left(\frac{K}{1+Ts}\right)\left(K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_{di}}{s^2}\right)} \\ &= \frac{(s+1/T)s^2}{s^3 + \frac{1+KK_p}{T}s^2 + \frac{KK_i}{T}s + \frac{KK_{di}}{T}} \quad (2) \end{aligned}$$

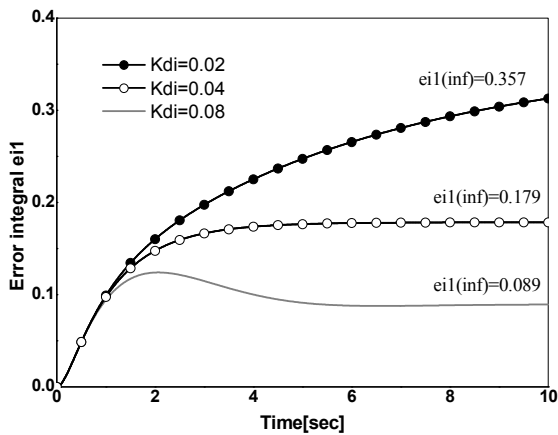
$$E_{i1}(s) = \frac{s+1/T}{s\left(s^3 + \frac{1+KK_p}{T}s^2 + \frac{KK_i}{T}s + \frac{KK_{di}}{T}\right)} \quad (3)$$



(a) step response



(b) effect of double integrator



(c) integral of error for ramp input

Fig. 10 Simulation of linear control system

Fig. 10(a)는 Table 2의 비례적분 이득과 이중적분제어기 이득  $K_{di} = 0.04\%/rpm \text{ sec}^2$ 이 적용된 폐루프 시스템의 단위 계단응답을 나타낸다. 고유진동수가 클수록 정상상태로의 수렴속도가 빠르게 나타남을 알 수 있다. 감쇠비  $\zeta = 1.2$ 인 경우에도 발생하는 오버슈

트는 램프입력에 대한 정상상태 오차를 제거하는 이중적분 제어기가 원인이다. 선형제어이론에 의하면 램프입력에 대한 정상상태 오차가 영이 되면 계단응답은 항상 오버슈트가 발생되어야 하므로 비례적분제어를 과감쇠로 설계하여도 계단입력에 대해서는 항상 오버슈트가 나타나게 된다.

Fig. 10(b)는 이중적분 제어기가 폐루프 제어성능에 미치는 영향을 살펴보기 위하여  $K_{di} = 0$ 인 폐루프 시스템 계단응답과의 비교를 나타낸다. 이중적분 제어기는 감쇠비를 작게 하는 효과를 나타내어 비례적분만이 적용된 폐루프 시스템에 비하여 계단응답의 오버슈트가 증가함을 확인하였다. 따라서 비례적분+이중적분 제어를 적용하는 경우에 비례적분 제어기 설계는 감쇠비를 목표 값보다 다소 크게 설계하는 것이 유리함을 알 수 있다.

Fig. 10(c)는 비례적분 제어기가 Design III일 때 이중적분 제어기 이득  $K_{di}$ 에 따른 램프 기준입력에 대한 오차 적분신호의 응답을 나타낸다. 램프입력에 대한 오차 적분신호는 계단응답의 형태를 나타내고  $K_{di}$ 가 증가할수록 과감쇠에서 부족감쇠의 특성을 나타냄을 알 수 있으며 본 연구에서는 임계감쇠의 특성을 나타내는  $K_{di} = 0.04\%/rpm \text{ sec}^2$ 으로 선정하였다.

Fig. 11은 쌍일차 변환(bilinear transform)<sup>7)</sup>을 이용하여 직렬로 연결된 2개의 적분기를 독립적으로 이산화한 비례적분+이중적분 제어기의 이산시스템 블록선도를 나타낸다. 임베디드 프로그램에서는 독립적인 적분을 정수연산으로 수행하므로 적분오차와 연산 소요시간이 작아 저가형 마이크로 컨트롤러로도 구현이 가능하다.

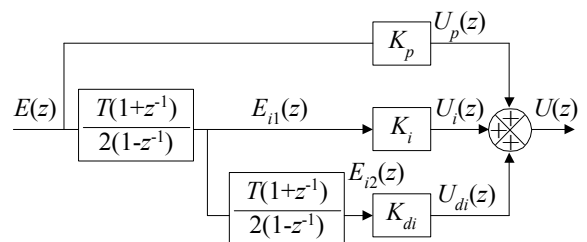


Fig. 11 Controller discrete model

### 5. 성능시험

직류모터 속도제어를 위해 설계된 비례적분+이중적분 제어기의 과도 및 정상상태 응답성능을 확인하기 위해 성능시험을 수행하였다.

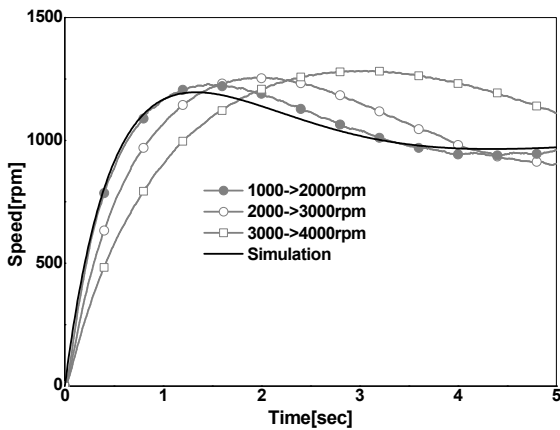
Fig. 12는 이중적분 제어기 이득이  $K_{di} = 0.04$ 일

때 design I, III 비례적분 제어기에 대한 계단응답을 나타낸다. 비례적분 제어이득 설계 시 직류모터의 공칭 전달함수를 2,000rpm 부근에서의 모델 파라미터로 설정하였기 때문에 1,000→2,000rpm의 계단응답은 시물레이션과 잘 일치하지만 높은 속도영역에서는 직류모터의 속도이득이 매우 작으므로 시물레이션과 다른 느린 응답을 나타내었다.

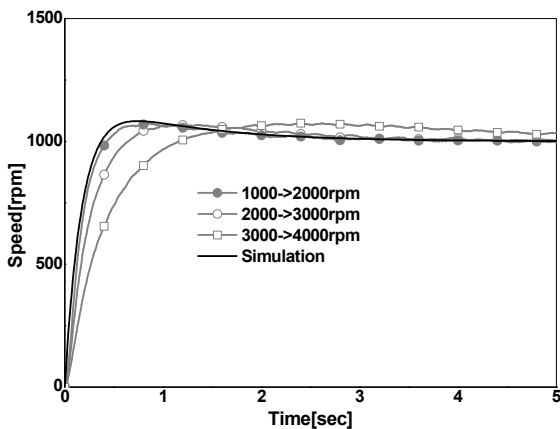
Fig. 13(a)는 비례적분 제어기가 design II인 경우에 이중적분제어 이득  $K_{di}$ 가 램프 응답에 미치는 영향을 살펴보기 위해 수행된 시험결과이다. 램프 기준 입력 신호는 1,000→2,000rpm 크기와 0.1Hz 주파수이다. 이중적분제어로 인해 램프입력에 대한 정상상태오차는 발생하지 않았으며  $K_{di} = 0.04$ 인 경우에 오차 수렴특성은 임계감쇠를,  $K_{di} = 0.08$ 인 경우에는 부족감쇠의 특성이 나타남을 확인하였다. Fig. 13(b)는 램프 입력에 대한 속도오차 적분신호를 나타내며 이는 Fig. 10(c) 시물레이션 결과와 유사함을 알 수 있다.  $K_{di}$ 가

임계감쇠의 오차 수렴특성을 나타내는 값보다 커지면 이중적분제어가 과도응답에 미치는 영향이 증가하여 계단응답에서 과도한 오버슈트가 발생하므로 처음에는 작은 값으로 설정하여 램프 입력에 오차 수렴성을 살펴보면서 점차 증가시키는 이득 튜닝방식이 적절하다.

Fig. 14는 비례적분 제어기가 design II인 경우에 이중적분제어 이득  $K_{di}$ 가 램프 응답의 정상상태 오차에 미치는 영향을 보여준다. 램프 기준입력신호는

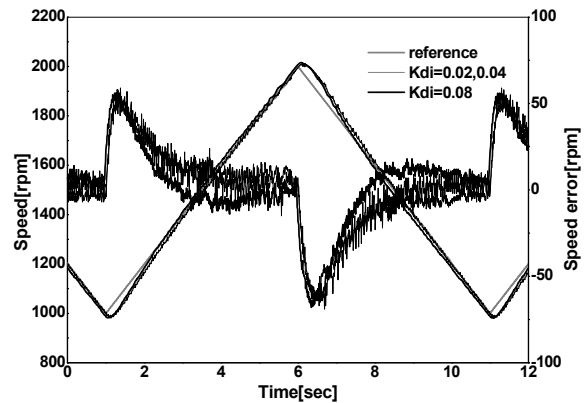


(a) design I ( $\omega_n = 2\text{rad/s}, \zeta = 0.9$ )

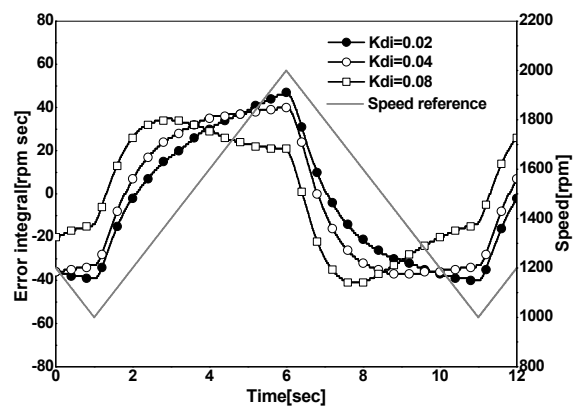


(b) design III ( $\omega_n = 3\text{rad/s}, \zeta = 1.2$ )

Fig. 12 Closed-loop step response



(a) speed and speed error



(b) error integral

Fig. 13 Closed-loop ramp response

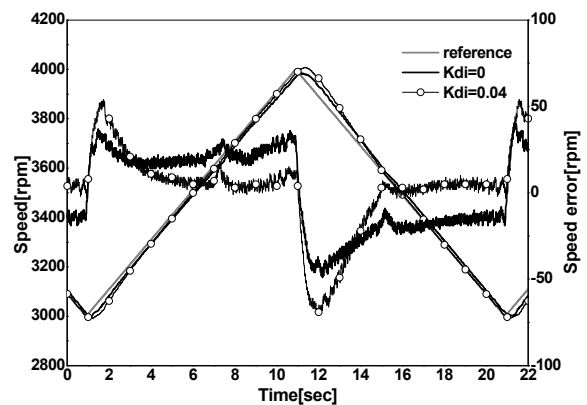


Fig. 14 Steady state error for ramp input

3,000↔4,000rpm 크기와 0.05Hz 주파수이다. 비례적분 제어만이 적용된 경우( $K_{di} = 0$ )에는 정상상태 오차가 발생하지만 이중적분제어가 적용되면 정상상태오차가 발생하지 않음을 알 수 있다.

이상과 같은 성능시험 결과로 부터 비례적분+이중적분 제어기는 간단한 제어기 설계과정을 통해 램프 기준입력에 대한 정상상태 오차를 제거하면서 요구되는 과도응답성능을 충족시킴을 확인하였다.

## 6. 결 론

많은 제어시스템이 기준입력신호가 시간에 따라 변화되지 않는 일정한 상태에서만 정상상태 오차가 발생되지 않도록 설계되고 있지만 특수한 응용분야에서는 램프 기준입력에 대해서도 정상상태 오차가 발생되지 않도록 제어기를 설계할 필요성이 있다. 이러한 설계목표 사양을 충족시키는 제어이론에 대한 연구는 다양하지만 기존의 연구는 제어이론이 다소 어렵고 설계된 제어기도 복잡한 구조를 가지므로 임베디드 프로그램으로 실시간 연산을 구현하는 과정도 어렵게 된다.

본 연구에서는 램프입력에 대한 정상상태 오차를 제거하기 위하여 보편적으로 적용되고 있는 비례적분 제어기와 2개의 적분기로 구성된 이중적분 제어기가 병렬로 연결된 단순한 구조의 제어기와 제어이득 설계방법을 제시하였다. 비례적분+이중적분 제어기는 2개의 적분기 연산만이 필요하므로 저가형 마이크로컨트롤러를 이용한 정수연산만으로도 실시간 연산이 가능한 장점이 있다. 제안된 비례적분+이중적분 제어기는 직류모터 속도제어시스템을 대상으로 설계방법

과 제어성능을 검증하였다. 시험결과 식별된 공칭모델이 적용된 작동점 근방에서는 시뮬레이션으로 예측된 결과와 매우 잘 일치하는 특성을 나타내었으며 이중적분 제어는 모든 작동영역에서 램프 입력에 대한 정상상태 오차 제거가 가능함을 확인하였다.

## References

- 1) Katsuhiko Ogata, "Modern Control Engineering", 4th ed., Prentice Hall, 2003.
- 2) GyuHong Jung, " $H_{\infty}$  Optimal Control for Single-Rod Hydraulic Servo-System with DSP" Proceedings of the KSME 2001 Fall Annual Meeting A, pp.515-520, 2001.
- 3) H. Kwakernaak, "Minimax Frequency Domain Performance and Robustness Optimization of Linear Feedback Systems", IEEE Transactions of Automatic Control, Vol. AC-30, No. 10, pp.994-1004, 1985.
- 4) ATMEL, ATmega128 datasheet, 2005.
- 5) S. H. Cho, "Force Synchronizing Control for 4 Axes Driven Hydraulic Cylinder-Clamping Load Systems", Journal of The Korean Society for Fluid Power and Construction Equipment, Vol.11, No.2, pp.9-15, 2014.
- 6) G. H. Jung and G. H. Lee, "A Development of Forklift Shift and Constant Speed Endurance Test Controller for Dynamometer Test", Journal of KFPS, Vol. 3, No. 4, pp.21-28, 2006.
- 7) Astrom, K. J. and Hagglund, T., "Automatic Tuning of PID Controllers", Instrument Society of America, 1988.