

온도 안정화 전달함수 도출 및 이의 시뮬레이션에 의한 PID 계수 결정에 관한 연구

엄진섭⁺

A Study on Determination of PID Coefficients by Deriving Temperature Stabilization Transfer Function and it's Simulation

Eom, Jinseob⁺

Abstract

In this paper, a new method for obtaining PID coefficients which are essential to a temperature stabilization process has been proposed. This method starts from measuring the open loop transfer function of the module, then the closed loop transfer function embodying PID control can be produced based on this. Finally, the simulations using a few PID coefficients and the performance analysis for those results provide the best PID coefficients which are effective in a fast setting to a target temperature, a less current needed, and less deviation from steady state. The measurement using the derived PID coefficients, $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$ showed $T_s = 7.4[sec]$, $\%OS = 16$, and stabilization within $\pm 0.02[^\circ C]$ for several hours. In addition to light sources like SOA, the proposed method can be utilized for any device needs temperature stabilization.

Keywords: Temperature stabilization, PID coefficients, Settling time, Percent overshoot

1. 서 론

광 간섭 단층촬영(Optical Coherence Tomography, OCT)은 광원과 간섭계를 이용하여 생체 내부 영상을 구현하는 차세대 영상기술이다. OCT는 마이크로미터 단위의 해상도를 가지며 생체 내부 영상을 비 절개, 비 침습적으로 획득할 수 있다[1].

OCT는 시스템의 원리와 구조에 따라서 시간영역(Time Domain, TD)과 주파수영역(Frequency Domain, FD)으로 분류할 수 있다. TD-OCT는 간섭계의 기준단(Reference Arm)길이를 가변함으로써 깊이정보를 획득하여 영상을 구현한다. FD-OCT는 기준단의 물리적인 동작 없이 저간섭성 빛을 각각의 파장대별로 분리시켜 간섭신호를 검출한 후, 푸리에 변환(Fourier Transform)을 통하여 깊이정보를 획득하는 방법(Spectral Domain-OCT, SD-OCT), 또는 파장 스위핑 레이저(Wavelength Swept Laser)를 광원으로 사용하여 샘플(Sample)깊이에 따른 간섭신호를 획득, 이를 푸리에

변환함으로써 깊이 정보를 획득하는 방법(Swept Source-OCT, SS-OCT)으로 나뉘어 진다. 요즘에는 속도와 영상품질 면에서 우수한 SS-OCT 기술이 주목받고 있다[2].

SS-OCT 시스템의 영상 성능을 결정하는 중요한 구성요소는 광원에 해당하는 파장 스위핑 레이저이다[3,4]. 그런데 파장 스위핑 레이저의 균일한 고출력 발진 및 광대역 스위핑 특성은 레이저의 구성품중 하나인 SOA(Semiconductor Optical Amplifier)의 동작 성능에 의해 크게 좌우된다. SOA는 발진을 위한 기본 광인 ASE(Amplified Spontaneous Emission)를 방출하며 아울러 SOA를 통과하는 광을 증폭시키는 역할을 하는 고가의 소자이다.

일반적으로 SS-OCT를 위해서는 파장 스위핑 레이저로부터 10[mW] 이상의 강한 광이 일정하게 출력되어야 한다. 이를 위해서는 레이저가 작동하는 동안 SOA에 600[mA]의 전류를 일정하게 흘려주어야 하며[5], 아울러 SOA의 온도를 일정하게 안정적으로 유지하여야 한다. SOA에 높은 전류를 흘려주면 자체적으로 높은 열이 발생하게 된다. 만일 온도 안정화 모듈을 사용하지 않고 이 열을 방치하면 SOA의 출력 광 파워가 저하된다. 그러면 광 파워를 증가시키기 위하여 더 높은 전류를 흘려주어야 하며 이는 더 높은 열을 발생시키는 악순환이 반복되어 궁극적으로 고가인 SOA의 수명에 영향을 미치게 된다. 또한 계절에 따른 주변 온도 변화로 인하여 SOA의 온도가 변하게 되고 이 역시 SOA의 출력 광 파워에 영향을 미치게 된다. 따라서 파장 스위핑 레이저가 작동되는 동안에는 SOA의 온도를 상온인 25[$^\circ C$]로 일정하게 유지시켜주는 온도 안정화 모듈이 필수

강원대학교 IT대학 전자공학과 (Department of Electronics Engineering, The School of Information Technology, Kangwon National University)
 1 Kangwondaehak-gil, Chuncheon-si, Kangwon-do 24341, Korea

⁺Corresponding author:

(Received: Sep.4, 2015, Revised: Nov.17, 2015, Accepted: Nov.25, 2015)

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.

적이다. 파장 스위핑 레이저를 ON 시켰을 때 SOA의 온도는 적절한 과도 응답특성을 거친 후에 세팅된 값(일반적으로 25[°C])으로 빨리 도달하여야 하며 그 후로는 SOA에 흘려주는 높은 전류로 인한 발열 상태하에서도 적은 오차 범위내에서 온도가 일정하게 유지될 수 있어야 한다. 이를 통하여 레이저의 출력 광 파워 변동을 최소화할 수 있다. 따라서 SOA의 온도를 일정하게 유지하는 것은 궁극적으로 SS-OCT 시스템의 영상품질을 높일 뿐만 아니라 고가 장비의 수명을 보장하기 위한 주요 사항이다[4].

기존에 사용하던 SOA 드라이버는 ThorLabs사 제품(약 300만원대)으로 컴퓨터 모니터를 보면서 수동으로 조정해야하는 번거로움이 있었다. 따라서 시스템 ON과 동시에 자동으로 작동하는 임베디드형 SOA 드라이버를 새로이 개발하고자 하였으나 TEC(Thermal Electric Cooler) 제어를 위하여 온도 안정화 모듈의 PID(Proportional Integral Derivative) 계수를 결정하는 것이 필요하였다. 따라서 이에 대하여 연구하고 그 결과로 본 논문에서는 온도 안정화 모듈내의 TEC를 제어하기 위한 PID 계수 도출 방법을 새로이 제안하였다. 그리고 도출된 PID 계수를 사용한 온도 안정화 모듈이 $\pm 0.02[^\circ\text{C}]$ 의 오차 범위 내에서 SOA의 온도를 잘 유지함을 확인하였다. 이로부터 제안된 방법은 임의의 온도 안정화 모듈에 필요한 PID 계수를 가장 적합하게 제공할 수 있다.

2. 온도 안정화 모듈의 구성 및 분석

본 장에서는 온도 안정화 모듈의 구성을 살펴보고 이를 도식화 하고자 한다. 그리고 이를 통하여 온도 안정화 모듈의 출력이 임의의 주변 온도에서 세팅된 온도로 수렴되어가는 과정을 예측하는 식을 얻고자 한다.

2.1 구성

본 논문에서 구현된 온도 안정화 모듈은 컴퓨터상의 LabVIEW 프로그램, 컴퓨터와 연결되는 데이터 입출력장치(USB-6009 DAQ device), MAX1968 칩[6], TEC, 서미스터(Thermistor), 그리고 증폭기 겸 저역통과필터 회로로 구성된다. TEC와 서미스터는 상용화된 SOA 모듈(Covega BOA-5777)에 내장된 부품을 사용하였다. Fig. 1에 구현된 온도 안정화 모듈을 나타내었다.

먼저 온도 안정화 모듈이 피드백 기능이 없이 단순히 온도 조절기로 사용되는 경우 즉 개루프(Open Loop)로 구성된 경우의 동작과정을 살펴보자. LabVIEW 프로그램은 USB-6009의 아날로그 출력 포트를 통하여 주변온도와 세팅온도의 차에 비례하는 전압을 MAX1968 칩으로 내보낸다. MAX1968 칩은 입력 전압의 크기 및 부호에 상응하는 전류를 연속적으로 TEC에 흘려보낸다. 그러면 TEC 상판(Upper Plate)의 온도는 모듈에 따라 다른 자체 시상수를 가지고 세팅온도로 수렴하게

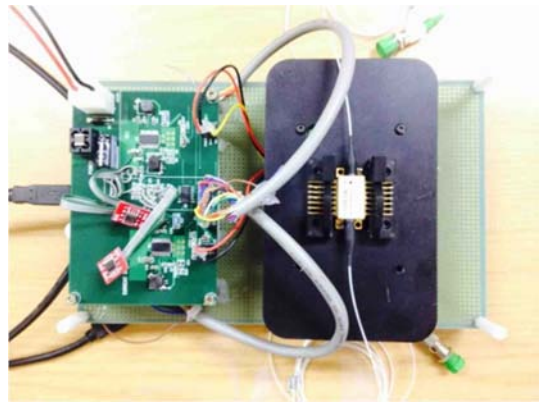


Fig. 1. Realized temperature stabilization module.

된다. 이때 서미스터의 저항값은 TEC 상판의 온도와 반대 방향으로 변하게 되고, 출력은 서미스터의 양단에 걸리는 전압을 증폭한 값이다.

다음으로 온도 안정화 기능을 수행하기 위하여 입력측으로 출력의 피드백을 제공하며 그 다음단에 PID 기능을 추가하는 경우 즉 폐루프(Closed Loop with PID)로 구성된 경우의 동작과정을 살펴본다. LabVIEW 프로그램은 USB-6009의 아날로그 입력 포트를 통하여 현재 TEC 상판의 온도에 상응하는 서미스터 양단 전압 $V_{\text{thermistor}}$ 의 증폭된 값을 읽어 들인다. 다음으로 LabVIEW 프로그램에서는 세팅된 온도와 현재 온도의 차이에 해당하는 에러 전압에 대한 PID 산술을 통하여 새로운 전압을 계산한다. 이는 USB-6009의 아날로그 출력 포트를 통하여 MAX1968 칩에 인가된다. MAX1968 칩은 입력된 전압에 상응하는 전류를 TEC에 흘려준다. 이는 TEC 상판의 온도를 변화시키고 이와 연계된 $V_{\text{thermistor}}$ 의 값이 바뀐다. 증폭된 $V_{\text{thermistor}}$ 의 값은 다시 USB-6009의 아날로그 입력 포트를 통하여 LabVIEW 프로그램으로 읽어 들인다. 이러한 과정의 반복을 통하여 TEC 상판의 온도는 세팅된 값으로 빠르게 수렴하게 된다.

2.2 분석

피드백이 없는 경우의 온도 안정화 모듈의 블록다이어그램은 Fig. 2와 같다.

주변 온도와 세팅 온도간의 차와 입력전압 $r(t)$ 간의 관계식은 다음과 같이 주어진다. 이는 TEC 드라이버인 MAX1968 칩

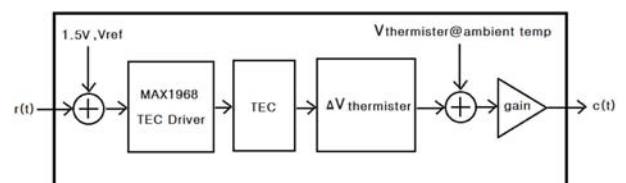


Fig. 2. Block diagram of temperature stabilization module without feedback.

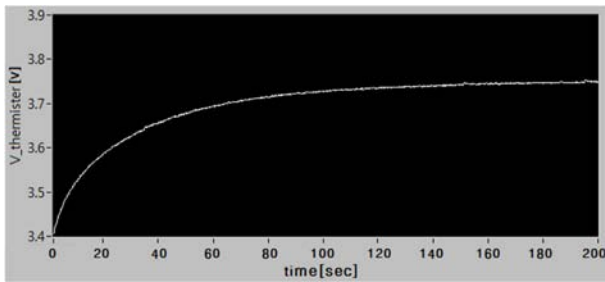


Fig. 3. measured while supplying into input terminal.

과 SOA 모듈인 Covega BOA-5777의 데이터 시트들로부터 얻어진다.

$$r(t) = 0.0065(T_{\text{ambient temp}} - T_{\text{set}}) \quad (1)$$

예를 들어, 주변 온도에서 세팅된 온도를 뺀 값이 $\Delta T = 3[^\circ\text{C}]$ 이라면 $r(t) = 0.0065 \times 3 = 0.0195[V]$ 가 된다.

이제 입력단에 $r(t) = 0.0195u(t)$ 를 인가하면서 증폭된 서미스터 전압인 출력전압 $c_{\text{open}}(t)$ 를 측정하면 Fig. 3과 같은 그래프가 얻어진다. Fig. 3에서 x축의 눈금당 시간은 $200[\text{ms}]$ 이다. 따라서 전체 시간은 $200[\text{sec}] (= 1000 \times 200[\text{ms}])$ 이다.

Fig. 3에서 보여진 $c_{\text{open}}(t)$ 의 식은 근사적으로 다음과 같이 표현된다.

$$c_{\text{open}}(t) = 3.4 + 0.35(1 - e^{-0.0372t}) \quad (2)$$

식(2)에 대한 라플라스 변환은 다음과 같다.

$$C_{\text{open}}(s) = \frac{3.4}{s} + 0.35\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s+0.0372}\right)$$

따라서 피드백이 없는 경우의 온도 안정화 모듈의 전달함수를 $C_{\text{open}}(s)$ 이라 하면 이는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} C_{\text{open}}(s) &= \frac{3.4}{s} + \frac{0.35\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s+0.0372}\right)}{\frac{0.0196}{s}} \\ &= \frac{3.4}{s} + \frac{c}{s+0.0372} = I(s) + G(s) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $C = \frac{0.35 \times 0.0372}{0.0195} = 0.67$, $G(s) = \frac{c}{s+0.0372}$ 이다.

$I(s)$ 는 주변온도에서의 증폭된 서미스터 전압을 나타내며 Fig. 3의 경우에 $I(s) = \frac{3.4}{s}$ 가 된다. 이를 도식화하면 Fig. 4와 같이 그려진다.

일반적으로 PID 제어[7]는 어떤 시스템의 출력(온도, 속도, 광파워 등)을 원하는 목표치(set point)로 빠르고 정확하게 도달케 하기 위하여 사용된다. 이는 비례(Proportional)항과 적분(Integral)

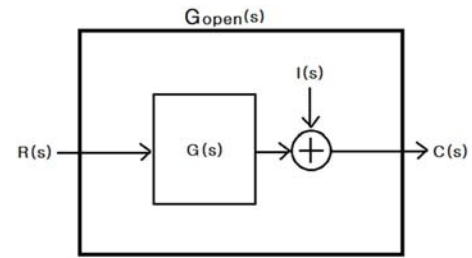


Fig. 4. A transfer function of temperature stabilization module without feedback.

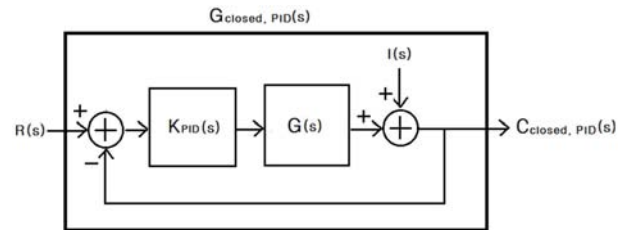


Fig. 5. A transfer function of temperature stabilization module with feedback and PID control.

항 그리고 미분(Derivative)항의 합으로 구성되며 set 값과 출력값의 차(즉 에러)를 입력으로 받는다. 입력된 에러에 대하여 3개 항의 각 계수 크기에 근거한 역할을 통하여 다음 출력값이 결정되고 이러한 과정의 반복을 통하여 출력값은 set 값으로 수렴하게 된다.

이제 Fig. 4에 PID 제어를 포함시키고 피드백을 인가한 경우의 전달함수를 도식화하면 Fig. 5와 같다. 여기서 $K_{PID}(s) = K_p + \frac{k_i}{s} + K_d s$ 로 주어진다. K_p 는 비례항의 계수이며, K_i 는 적분항의 계수이고 K_d 는 미분항의 계수를 나타낸다.

Fig. 5의 경우에 대한 출력을 $C_{\text{closed},PID}(s)$ 라고 하면 이는 다음과 같이 주어진다.

$$C_{\text{closed},PID}(s) = \frac{K_{PID}(s) \cdot G(s) \cdot R(s) + I(s)}{1 + K_{PID}(s) \cdot G(s)} \quad (4)$$

여기서 $K_{PID}(s)$ 는 PID 계수 K_p, K_i, K_d 값에 따라 변하며, $R(s)$ 는 온도 세팅값에 따라 변하고, $I(s)$ 는 주변 온도에 따라 변한다. 따라서 위 식으로부터 역 라플라스 변환 $C_{\text{closed},PID}(t)$ 를 구하고 여기에 PID 계수, 온도 세팅값, 그리고 주변 온도 등을 정해주면 온도 안정화 과정을 시뮬레이션할 수 있다.

본 논문에서는 온도를 $25[^\circ\text{C}]$ 로 세팅하였으며 이는 실험에 사용된 온도 안정화 모듈 구조로부터 $R(s) = \frac{3.628}{s}$ 으로 주어

진다. 주변 온도는 $28[^\circ\text{C}]$ 로 하였으며 이는 $I(s) = \frac{3.39}{s}$ 으로 주어진다. 이 값들을 위 식에 대입하여 계산하면 $C_{\text{closed},PID}(s)$ 를 얻을 수 있다.

$$C_{closed,PID}(s) = \frac{3.628}{s} - A \times \left[\frac{P}{s - \frac{-a + \sqrt{a^2 - 4b}}{2}} + \frac{Q}{s - \frac{-a - \sqrt{a^2 - 4b}}{2}} \right] \quad (5)$$

$$\text{여기서 } A = \frac{3.628 - 3.39}{1 + CK_d}, a = \frac{0.0372 + CK_p}{1 + CK_d}, b = \frac{CK_i}{1 + CK_d}$$

으로 주어지며,

$$P = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{2 \times 0.0372 - a}{\sqrt{a^2 - 4b}} \right]$$

$$Q = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{2 \times 0.0372 - a}{\sqrt{a^2 - 4b}} \right]$$

으로 주어진다.

이제 $C_{closed,PID}(s)$ 를 역 라플라스 변환하면 PID 계수 K_p, K_i, K_d 값을 변수로 하는 $C_{closed,PID}(t)$ 를 얻을 수 있다. 그런데 이는 다음의 조건에 따라 두가지 종류의 파형으로 나눌 수 있다.

먼저 $a^2 - 4b > 0$ 인 경우를 살펴본다.

이 경우의 출력 파형 $C_{closed,PID}(t)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$C_{closed,PID}(t) = 3.628u(t) - A \times \left[P \cdot e^{\frac{-a+B}{2}t} + Q \cdot e^{\frac{-a-B}{2}t} \right] \quad (6)$$

여기서 $B = \sqrt{a^2 - 4b}$ 이다. 이는 과감쇠(overdamping)된 출력 파형을 나타낸다.

다음으로 $a^2 - 4b < 0$ 인 경우를 살펴본다. 이 경우 역시 긴 계산 후에 다음과 같은 출력 파형 식이 얻어진다.

$$C_{closed,PID}(t) = 3.628u(t) - A \times e^{\frac{-a}{2}t} \times \left[\cos\left(\frac{D}{2}t\right) + \frac{2 \times 0.0372 - a}{D} \times \sin\left(\frac{D}{2}t\right) \right] \quad (7)$$

여기서 $D = \sqrt{4b - a^2}$ 이다. 이는 미흡 감쇠(underdamping)된 출력 파형을 제공한다.

Underdamping된 파형의 특성을 나타내는 변수중에서 온도 안정화와 관련된 변수로는 퍼센트 오버슈트(Persent Overshoot, %OS)와 정착 시간(Settling Time, T_s)가 있다. %OS는 최고값 시간에서의 (최대값 - 정상 상태값)를 (정상 상태값 - 초기 상태값)에 대해 퍼센트로 나타낸 값이다. T_s 는 과도 상태가 진동하면서 감소되어 갈 때 (현재값 - 정상 상태값)이 (정상 상태값 - 초기 상태값)의 $\pm 2\%$ 이내로 진입하기 시작할 때까지의 시간을 의미한다. 온도 안정화 과정에서 %OS가 크다는 것은 초반에 TEC에 흘려주어야 할 전류가 크다는 것을 나타내며 이를 위해서는 큰 전류가 공급될 수 있는 구조로 하드웨어를 구성하여야 한다. 따라서 하드웨어상으로 허용가능한 전류를 살펴보고 %OS

를 결정하여야 한다. 그러나 일반적으로 %OS가 클수록 T_s 는 작아지는 경향이 있다. T_s 가 작다는 것은 빠른 시간내에 온도 세팅값에 도달한다는 것을 나타낸다. 따라서 전류를 적게 요구하면서도 빠른 시간에 세팅값에 도달하기 위해서는 %OS와 T_s 사이에 적절한 타협점이 요구된다[8].

3. 시뮬레이션 및 측정

온도 안정화 과정은 빠른 시간내에 온도 세팅값에 도달하여야 하며 그 후로는 작은 오차 범위내에서 세팅된 온도를 유지하도록 설계된다. 일반적으로 overdamping은 underdamping에 비하여 T_s 가 크므로 온도 안정화 관점에서 볼 때 underdamping이 더 유리하다. Underdamping에서 나타나는 overshoot은 안정화 초반에 많은 전류가 공급되어야 함을 의미하지만 반면에 세팅 온도에 더 빨리 도달하게 한다. 따라서 온도 안정화 과정에서는 %OS와 T_s 사이에 적절한 타협이 이루어지도록 K_p, K_i, K_d 값을 조정한다.

Underdamping을 위한 K_p, K_i, K_d 값들간의 관계는 $a^2 - 4b < 0$ 의 조건을 살펴보면 일부 파악될 수 있다. 위에서 정의된 a와 b값을 underdamping 조건에 적용하여보면 다음의 식이 얻어진다.

$$(CK_p + 0.0372)^2 < 4CK_i(1 + CK_d)$$

여기에 본 논문에서 사용된 $C = 0.67$ 과 $CK_d \ll 1$ 을 적용하면 $K_i > \frac{K_p^2}{7}$ 의 근사조건을 얻을 수 있다. K_d 는 파형에 큰 영향을 주지는 않지만 동일한 K_p 와 동일한 K_i 하에서 K_d 가 커질수록 T_s 와 %OS는 약간씩 증가된다. 이로부터 K_d 는 $K_d < K_i$ 를 만족하도록 작게 둔다. 한편 동일한 K_p 와 동일한 K_d 값 하에서 K_i 는 K_d 보다 %OS에 더 큰 영향을 주어 K_i 가 커질수록 %OS는 빠르게 증가한다[9]. 따라서 K_i 의 범위를 다음과 같이 정하고자 한다.

$$\frac{K_p^2}{7} < K_i \leq K_p \quad (8)$$

이제 온도 안정화 과정에 가장 영향이 큰 K_p 계수의 적정 범위를 정하고자 한다. K_p 값이 너무 큰 경우에는 온도가 수렴되지 못하고 불안정해진다[9]. 이는 큰 K_p 값으로 인한 큰 변화율에 TEC의 동작속도가 미치지 못하여 일어나는 것으로 사료된다. 그러나 주어진 시뮬레이션 식(7)에는 이러한 TEC 동작속도의 한계가 반영되지 못하였으므로 큰 K_p 값에 대하여 발진이 아니라 여전히 수렴을 나타내고 있다. 추후에 이러한 사항이 시뮬레이션 식(7)에 반영되기를 기대해 본다.

이제 K_p 계수의 허용 가능값을 유추하기 위하여 큰 K_p 값들에 대한 온도 안정화 과정을 측정하였다. 그 결과 $K_p > 2$ 의 경우 부터 온도가 수렴은 되지만 발진이 조금씩 나타나는 것을 확인하였다. $K_p = 3$ 의 경우에 대한 측정치를 Fig. 6에 나타내었다.

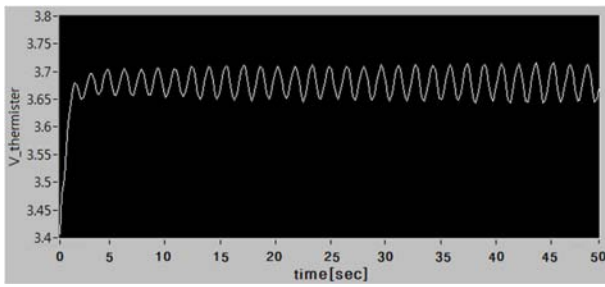


Fig. 6. $C_{closed,PID}(t)$ under $K_p = 3, K_i = 2, K_d = 0.3$.

Table 1. Summary of simulation result for each K_p

K_p	1.2	1.6	2.0
%OS	33	20	18
T_s (sec)	9.4	7.4	6.8

이는 온도가 완전히 발진하는 것을 보여준다. 이로부터 본 실험에서는 $K_p \leq 2$ 라는 조건을 적용하였다.

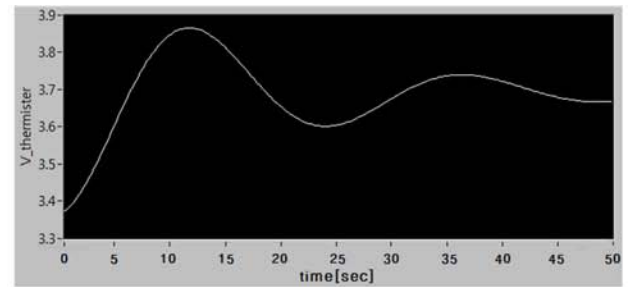
이제는 위에서 유도한 $C_{closed,PID}(t)$ 를 $K_p \leq 2$ 의 조건을 만족하는 다양한 PID 계수 조합에 대해 시뮬레이션하여 적절한 %OS를 보이며 세팅 온도에 빨리 도달하고 세팅 온도와의 오차가 적은 K_p, K_i, K_d 값을 택하면 된다.

Fig. 7에 $K_p = 0.1, 0.5, 1.2, 1.6, 2.0$ 의 각 경우에 대한 시뮬레이션 결과를 보였다. 그림에서 $K_p = 0.1$ 의 경우에는 %OS(55%)와 $T_s(=50 \text{ sec})$ 가 너무 커서 온도 안정화에 적합치 않다. 마찬가지로 $K_p = 0.5$ 의 경우에도 %OS(=43%)와 $T_s(=20 \text{ sec})$ 가 큰 편에 속하여 요구사항에 적합치 않다. 이를 고려하면 대략 $0.5 < K_p \leq 2$ 의 조건을 얻을 수 있다.

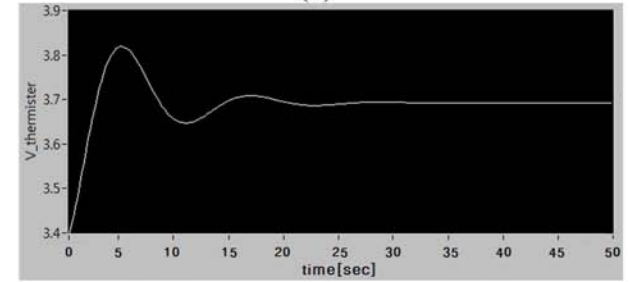
$K_p = 1.2, 1.6, 2.0$ 의 경우에 대한 시뮬레이션 결과를 정리하면 Table 1과 같다.

Table 1로부터 $K_p = 1.6$ 과 $K_p = 2.0$ 의 경우는 서로 비슷하며 이들은 $K_p = 1.2$ 의 경우보다 다소 우수한 것으로 나타났다.

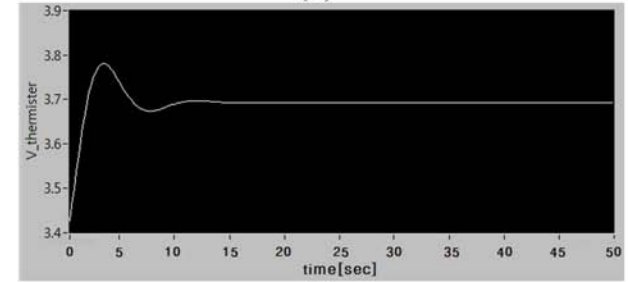
각 시뮬레이션에 대응하는 실제 측정 파형을 Fig. 8에 나타내었다. 측정 결과는 시뮬레이션과 대체로 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 차이점은 측정 결과의 T_s 가 시뮬레이션에 비하여 다소 짧은다는 점이다. 이는 시뮬레이션에서 사용된 지수 함수의 시정수가 실제치 보다 다소 크게 사용되었기 때문인 것으로 사료된다. 즉, 측정된 $c_{open}(t)$ 함수가 실제로는 정확한 지수 함수가 아니고 이와 비슷한 함수이었지만 계산의 단순화를 위하여 이를 지수함수로 근사화하였고 이로부터 시정수의 오차가 발생되었으며 궁극적으로 $G(s)$ 함수는 약간의 오차를 포함하고 있는 것으로 사료된다. 이외에도 시뮬레이션과 측정치와의 차이의 원인으로서는 다음과 같은 것들을 생각할 수 있다. 측정시에 항온 항습기가 없어서 대신에 히터와 에어컨, 그리고 실내온도계를 사용하여 주변 온도를 일정하게 유지하려 하였지만 이 과정에서 약간의 온도 차이가 있었을 것으로 사료된다. 또 실제 온도 안정화 모듈에서는 요구되는 전류를 흘려 줄 수 있는 범위가 제



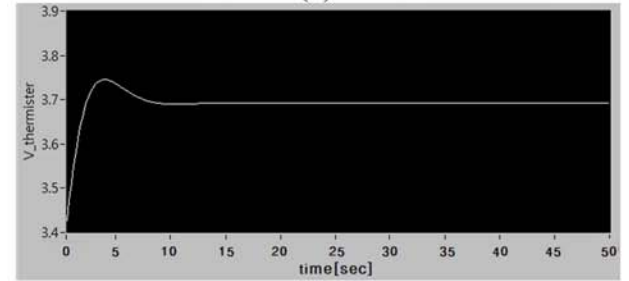
(a)



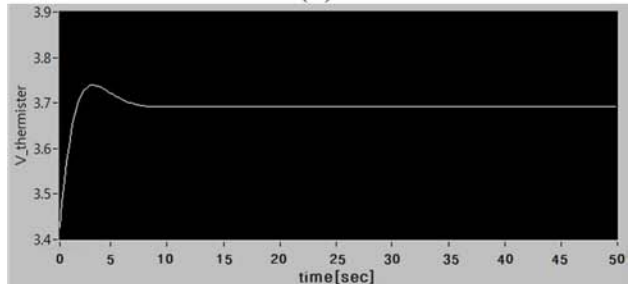
(b)



(c)



(d)



(e)

Fig. 7. $C_{closed,PID}(t)$ simulated under

- (a) $K_p = 0.1, K_i = 0.1, K_d = 0$,
- (b) $K_p = 0.5, K_i = 0.5, K_d = 0.1$,
- (c) $K_p = 1.2, K_i = 1.2, K_d = 0.3$,
- (d) $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$,
- (e) $K_p = 2.0, K_i = 1.0, K_d = 0.3$.

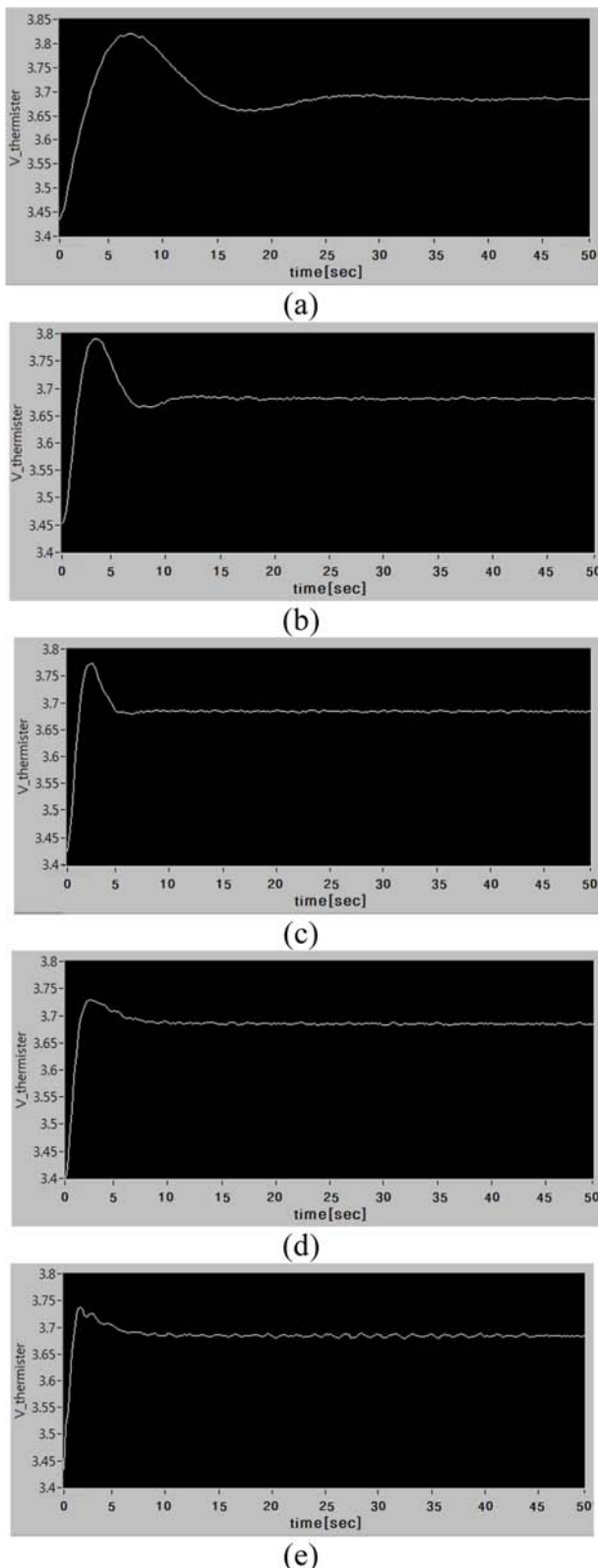


Fig. 8. $C_{closed,PID}(t)$ measured under
 (a) $K_p = 0.1, K_i = 0.1, K_d = 0$,
 (b) $K_p = 0.5, K_i = 0.5, K_d = 0.1$,
 (c) $K_p = 1.2, K_i = 1.2, K_d = 0.3$,
 (d) $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$,
 (e) $K_p = 2.0, K_i = 1.0, K_d = 0.3$.

한되어 있어 $C_{closed,PID}(t)$ 의 변위가 심할수록 시뮬레이션과 측정치 간의 차이가 커졌을 것으로 사료된다.

시뮬레이션 결과로부터 $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$ 과 $K_p = 2.0, K_i = 1.0, K_d = 0.3$ 의 경우가 우수하다는 것을 알게 되었다. 이제 동일한 계수 값을 사용하여 실제로 측정된 결과, $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$ 의 경우에 $T_s = 7.4[\text{sec}]$, $\%OS = 16$ 으로서 빨리 세팅온도에 도달하면서도 overshoot에서 55[mA]의 적은 전류를 요구하였다. $K_p = 2.0, K_i = 1.0, K_d = 0.3$ 의 경우에도 $T_s = 6.8[\text{sec}]$, $\%OS = 18$ 으로서 비슷한 결과를 얻었지만 Fig. 8에서 볼 수 있는 바와 같이 안정화 과정에서 온도 흔들림이 더 크게 나타났다. 정상 상태에서의 온도 오차는 두 경우 모두 $\Delta T = \pm 0.02[^\circ\text{C}]$ 이었다. 따라서 사용된 온도 안정화 모듈에 대한 가장 적합한 PID 계수는 $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$ 으로 도출되었다.

아래에 본 논문에서 제안된 방법을 요약하였다.

첫째, 온도 안정화 모듈을 PID 기능이 없는 개루프 상태에서 세팅 온도를 현재 온도(예를 들면 $28[^\circ\text{C}]$)보다 $3[^\circ\text{C}]$ (이는 임의로 정할 수 있음) 정도 낮도록 설정($25[^\circ\text{C}]$)하고 이에 해당하는 $r(t)$ 입력을 인가하면서 서미스터 전압을 측정하여 온도 안정화 과정을 관찰한다.

둘째, 위에서 얻어진 그래프로부터 시정수와 수직상의 C 값을 계산한다.

셋째, PID 기능을 포함한 폐루프 상태에서 현재의 온도(예를 들면 $29[^\circ\text{C}]$)와 세팅 온도(예를 들면 $25[^\circ\text{C}]$)를 고정하고 온도 안정화 과정을 측정한다. 이를 통하여 발진이 없는 최대 K_p 값($= K_{p,max}$)를 얻는다.

넷째, $C_{closed,PID}(t)$ 수식에 셋째의 경우와 동일한 현재 온도 및 세팅 온도에 해당하는 서미스터 전압치를 각각 대입하고 $K_p(\leq K_{p,max}), K_i, K_d$ 값을 조정하면서 시뮬레이션을 수행하여 가장 적합한 K_p, K_i, K_d 값을 선택한다.

4. 결 론

본 논문에서는 임의의 온도 안정화 모듈에 가장 적합한 PID 계수를 도출하는 방법을 제안하였다. 온도 안정화 모듈의 개루프 전달함수를 측정하였고 이를 사용하여 PID 기능을 포함하는 폐루프 전달함수의 출력 특성을 유도하였으며 이의 시뮬레이션을 통하여 최적화된 PID 계수를 도출할 수 있었다. 본 실험에 사용된 온도 안정화 모듈에 대한 시뮬레이션을 통하여 빠른 세팅 시간과 작은 전류변화, 그리고 정상 상태 온도의 안정도 등을 고려할 때 $K_p = 1.6, K_i = 0.8, K_d = 0.3$ 이 가장 좋은 특성을 나타내는 것으로 확인되었다. 이 값을 사용하여 실제로 온도 안정화를 수행하였을 때 $T_s = 7.4[\text{sec}]$, $\%OS = 16$ 으로서 세팅온도 $25[^\circ\text{C}]$ 에 빨리 도달하면서도 overshoot에서 55[mA]의 적은 전류를 요구하였고, 온도는 세팅값의 $\pm 0.02[^\circ\text{C}]$ 범위 내에서 수

간동안 안정되게 유지됨을 확인하였다. 정상상태에서의 전류 흐름은 48[mA]이었다.

제안된 PID 계수 도출 방법은 SOA, 레이저 다이오드 그리고 LED 등과 같은 광원 소자뿐만 아니라 온도 안정화를 필요로 하는 다양한 부분에 손쉽게 적용될 수 있다.

감사의 글

본 연구는 2014년도 강원대학교 학술연구조성비와 중소기업청에서 지원하는 2014년도 산학협력 기술개발사업(No. C0249133)의 연구 결과물입니다.

REFERENCES

- [1] David Huang and James G. Fujimoto, "Optical coherence tomography", *Science*, Vol. 254, pp. 1178-1181, 1991.
- [2] M. A. Choma, M. V. Sarunic, C. Yang, and J. Izatt, "Sensitivity advantage of swept source and Fourier domain optical coherence tomography", *Opt. Express*, Vol. 11, pp. 2183-2189, 2003.
- [3] R. Huber, M. Wojtkowski, and J. G. Fujimoto, "Fourier Domain Mode Locking (FDML): A new laser operating regime and applications for optical coherence tomography", *Opt. Express*, Vol. 14, pp. 3225-3237, 2006.
- [4] Jinseob Eom, "Realization of Swept Source-Optical Coherence Tomography using FDML Laser", *Journal of Sensor Science and Technology*, Vol. 20, No. 1, pp. 4652, 2011.
- [5] J, C, Lee and J, S, Eom, "A study on SOA dimming driver with current pattern design capability" *Journal of Korean Institute of Illuminating and Elestrical Installation Engineers*, Vol. 27, No. 2, pp. 2228, 2013.
- [6] Maxim Integrated Products Data sheets "Power Drivers for Peltier TEC Modules", MAX1968/MAX1969, pp. 113, Rev 2, 2007.
- [7] Li, Y. and Ang, K.H. and Chong, G.C.Y. (2006) PID control system analysis and design - Problems, remedies, and future directions. *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 26, No. 1. pp. 32-41. ISSN 0272-1708.
- [8] King, Myke (2010). *Process Control: A Practical Approach*. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd. ISBN 978-0-470-97587-9.
- [9] Jinghua Zhong (Spring 2006). "PID Controller Tuning: A Short Tutorial", (PDF). Retrieved 2011-04-04.