

A Constant Current Controller Design for Power LED Drive

김 응 석* · 김 철 진†
(Eung-Seok Kim · Cheol-Jin Kim)

Abstract - In this paper, the constant current controller is designed to regulate the driving current of a power LED. The controller design model of the power LED including its driving circuit is proposed to design the constant current controller. A buck converter is also introduced to drive the power LED. The PI-based digital controller is implemented to validate the proposed strategy for the power LED driving.

Key Words : Power LED, Current Mode Modeling, Buck Converter, PI Control

1. 서 론

최근 들어 인류가 직면한 최대의 위기인 기후변화에 대응하려는 노력이 전 세계적으로 다양한 분야에서 이루어지고 있다. 기후변화의 가장 큰 원인은 화석에너지의 사용으로 인한 온실가스 배출로 알려져 있다. 국내에서도 범세계적인 기후변화대응 활동에 앞장서고 이를 저탄소 녹색성장의 발판으로 삼으려는 노력이 시작되고 있다. 기후변화의 주범으로 알려진 온실가스를 효과적으로 감축하기 위해서는 사회 각 분야에서 다양한 방법을 실천하여야 한다. 그 중 화석에너지의 사용을 억제하고 신재생에너지 보급을 확대하는 방안이 온실가스의 배출량을 줄이는 데 매우 효과적이다. 그 가운데 현재 사용되고 있는 조명을 Power LED로 교체함으로써 낮은 전력소모와 현저히 긴 수명으로 많은 에너지를 절약함으로써 온실가스를 감축하려는 연구가 진행되고 있다. 또한 빛의 조도, 휘도, 파장 등 여러 부분을 제어할 수 있어 이를 통한 응용부분 또한 확대되고 있다. Power LED의 단점으로는 발열이 심하고 이로 인한 반도체의 특성열화로 인하여 전류량이 변화하고 밝기가 변화한다. 또한 기존의 정전압회로를 통하여 Power LED를 구동할 경우 밝기가 불안정하여 조명으로써의 역할을 할 수 없을 뿐만 아니라 Power LED 자체가 소손될 수 있다. 이를 방지하기 위하여 Power LED의 정전류 구동은 필수 불가결한 요소이고 현재 Power LED사업에 있어 정전류 구동 드라이버가 가장 취약한 부분이라 할 수 있다.

본 논문에서는 Power LED의 정전류 구동을 위한 제어기 설계 및 구현 문제를 다루고자 한다. LED의 정전류 구동을 위해서는 정전류 구동부, 전류측정부 및 전류제어부가 적절

히 설계되고 작동될 수 있어야 한다. LED 정전류 구동을 위한 컨버터 회로에는 LLC 타입 공진형 컨버터[2]~[4],[12]와 벡타입 컨버터[1],[5],[10],[11] 등이 있다. 본 논문에서는 벡타입 컨버터를 이용하기로 한다. LED 및 구동회로의 파라미터 불확실성을 고려한 수학적 모델을 정립하고, 이를 고려한 PI 전류 제어기 설계에 적용한다. 전체 시스템의 구성은 디지털제어기와 아날로그회로가 혼합된 형태이다. 본 논문의 구성은 제2장에서 LED 및 벡 컨버터의 비선형특성을 고려한 제어기설계 모델을 제시하고, 제3장에서 전류제어기 설계문제를 다루며, 제4장에서 실험장치의 구성과 실험결과를 검토하고, 제5장에서 결론을 맺기로 한다.

2. LED 전류제어 모델

2-1 LED의 수학적 모델

일반적으로 순방향 동작영역에서의 LED 전압-전류 특성 곡선은 아래의 그림 2.1과 같이 비선형특성을 나타낸다. 그림 2.1에서와 같이 $R_L (= Z_D = V/I)$ 은 전압과 전류의 크기에 비례하는 비선형 함수로 간주할 수 있다. 조명용 LED의 구동 전압과 전류는 작동조건에 따라 조금씩 변하고, 이는 조명으로서의 성능저하를 초래할 수 있다. 작동조건 변화작동조해 LED 구동전압을 일정하게 제어하는 정전압제어 방식은 LED작동호르는 전류의 변화를 제어하기 어려우며, 결국 조명 성능의 유지가 어려울 수 있다. 따라서 정전류제어 방식의 LED 조명제어기 설계에 대한 연구가 필요하다. 그런데, LED 구동을 정전류 방식으로 하는 경우에 LED의 조도를 일정하게 유지하기 위해서는 동작 조건에 따라 변하는 LED 임피던스 특성을 고려하여 제어기를 설계해야 한다. LED의 작동조건에 따라 변화하는 임피던스 값은 작동되는 시간동안 불규칙하게 변하므로 시변파라미터로 간주할 수 있다. 즉, LED의 임피던스- $R_L (= Z_D)$ 이 작동시간에 따라 변하므로 전압과 전류의 변동과 연동하여 불규칙하게 변하는 시변파라미터로 간주하여 제어기 설계에 반영 한다.

* 정 회 원 : 한라대학교 제어계측공학과 부교수 · 공박

† 교신저자, 시니어회원 : 한라대학교 제어계측공학과 교수 · 공박

E-mail : cjkim@halla.ac.kr

접수일자 : 2009년 11월 24일

최종완료 : 2010년 2월 17일

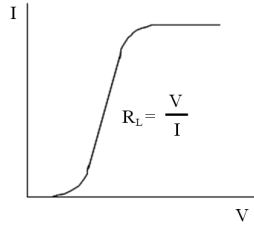


그림 2.1 LED 전압-전류 특성 곡선.
Fig. 2.1 V-I characteristic curve of LED.

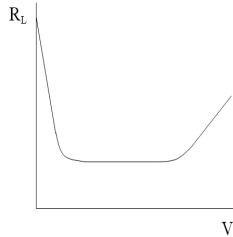


그림 2.2 전압에 따른 $R_L (= Z_D)$ 의 변화상태.
Fig. 2.2 V-R characteristic curve of LED.

본 논문의 실험에서 사용한 LED(Golden Dragon LUW W5AM)의 V-I 특성 파악을 위하여 LED 양단 전압을 0V~3.3V 까지 0.1V씩의 변화를 주면서 관찰하였다. 아래의 그림 2.3은 LED의 전압-전류-임피던스에 대한 상관관계를 나타내고 있다.

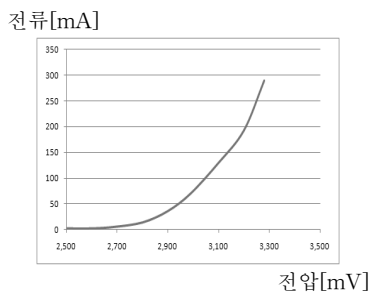


그림 2.3a LED V-I 특성곡선.
Fig. 2.3a V-I characteristic curve of LED.

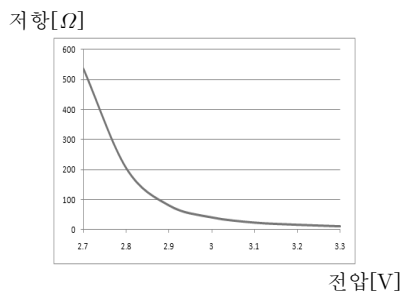


그림 2.3b LED V-R 특성곡선.
Fig. 2.3b V-R characteristic curve of LED.

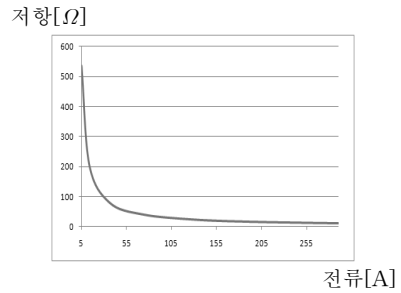


그림 2.3c LED I-R 특성곡선.
Fig. 2.3c I-R characteristic curve of LED.

위의 그림 2.3은 세 그림 모두 동작영역까지만 실험데이터를 표시하였다. 그림 2.3a에서는 오실로스코프 측정값을 기준으로 LED 양단전압이 2.5~2.7[V]가 인가되는 시점부터 LED가 ON상태가 되어 점등이 되기 시작함을 보이고 있다. 그림 2.3b는 LED 전압(v_c)의 변동에 따른 저항(R_L)의 특성 변화를 나타내고 있으며, 이는 그림 2.2의 일반적인 LED V-R 특성 곡선과 유사함을 알 수 있다. 즉, LED 구동 전압 또는 전류의 변화에 따라서 LED 임피던스(R_L)가 변동함을 알 볼 수 있다. 따라서 LED 임피던스 R_L 의 변동특성을 제어기 설계에 반영할 필요가 있다.

2-2 LED 및 구동회로의 수학적 모델

LED의 정전류 제어를 위해서 여러 종류의 컨버터를 설계에 반영할 수 있으나 본 논문에서는 벡 타입(Buck Type) 컨버터를 적용하기로 한다. 벡 타입 DC/DC 컨버터는 스위치의 ON/OFF 동작을 반복하므로 회로는 비선형이 되고 동작해석의 모델링은 매우 복잡하다. 본 논문에서는 회로평균화기법을 이용하여 컨버터를 모델링한다. 그림 2.4는 Buck 컨버터의 등가회로를 나타내고 있다. 여기서 입력전압은 DC-Link의 전압인 V_{DC} 이며, 출력전압은 커패시터 C의 양단 전압 v_c 가 된다. 그림 2.4에서 R_s 는 전류측정용 저항이고, R_L 은 LED등가저항이다. 커패시터의 등가저항과 인덕터의 등가저항은 LED등가저항 R_L 및 전류측정저항 R_s 에 포함된 것으로 간주하기로 한다[1],[5]~[12].

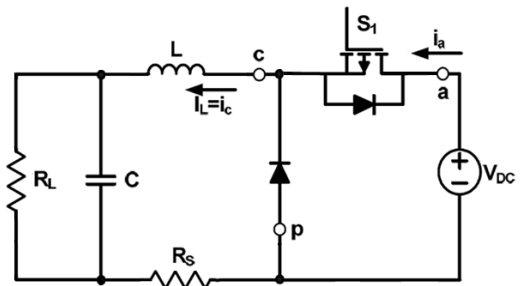


그림 2.4 벡 컨버터를 이용한 LED 구동 회로.
Fig. 2.4 The power LED drive circuit using buck type converter.

스위치 S_1 의 입력과 다이오드의 입력, 스위치와 다이오드의 연결점을 그림 2.4와 같이 a, p, c 단자로 놓고 각각에 전압과 전류를 구하면 식(2.1), 식(2.2)와 같이 구할 수 있다.

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & \text{if } S_1 \text{ ON} \\ 0 & \text{else } S_1 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$v_{cp}(t) = \begin{cases} v_{ap}(t) & \text{if } S_1 \text{ ON} \\ 0 & \text{else } S_1 \text{ OFF} \end{cases} \quad (2.2)$$

이를 스위치의 듀티비 D 를 적용하여 한 주기 동안의 평균을 구하면 식(2.3), 식(2.4)를 도출할 수 있다.

$$i_a = D i_c \quad (2.3)$$

$$v_{cp} = D v_{ap} \quad (2.4)$$

v_{cp} 를 입력전압으로 보고 식(2.4)를 이용하면 위의 그림 2.4의 회로를 다음의 그림 2.5와 같이 다시 그릴 수 있다. 이때 v_{cp} 는 회로에 인가되는 평균전압으로 간주할 수 있다[1].

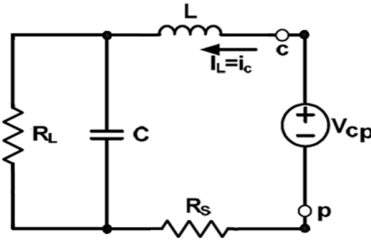


그림 2.5 LED 구동 등가회로.
Fig. 2.5 The power LED drive equivalent circuit.

그림 2.5에서 LED 구동부의 입력전압 v_{cp} 와 출력전류 i_L 과의 관계는 아래의 식과 같이 인덕턴스(L)와 전류측정저항(R_s)의 합성임피던스 Z_L 과 커패시터(C)와 LED저항(R_L)의 합성 임피던스의 Z_{CR} 와의 관계로부터 나타낼 수 있다.

$$\frac{i_L}{v_{cp}} = \frac{1}{Z_L + Z_{CR}} \quad (2.5)$$

$$Z_L = sL + R_s \quad (2.6)$$

$$Z_{CR} = \frac{R_L}{1 + sCR_L} \quad (2.7)$$

식(2.6)과 식(2.7)을 이용해서 식(2.5)를 정리하면 입력전압에 따른 출력전류의 변동을 알 수 있다.

$$\frac{i_L}{v_{cp}} = \frac{CR_L s + 1}{LCR_L s^2 + (L + CR_L R_s)s + R_s + R_L} \quad (2.8)$$

전류제어기 설계모델 표현식을 이용해 위의 식(2.8)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{y}{u} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.9)$$

여기서 $y = i_L$, $u = v_{cp}$, $b_1 = \frac{1}{L}$, $b_0 = \frac{1}{LCR_L}$, $a_1 = \frac{L + CR_L R_s}{LCR_L}$, $a_0 = \frac{R_s + R_L}{LCR_L}$ 이다.

2-3 저차화 모델

LED 구동용 벽 컨버터 회로를 구성할 때 커패시터(C)를 생략할 수도 있는데, 이는 실제로 전체 시스템의 전류특성에는 큰 변화가 없기 때문이기도 하다. 그러나 커패시터를 생략할 경우에는 인덕터(L) 용량을 충분히 크게 설계해야 한다[10]. 또는 커패시터의 크기는 인덕터와 저항 등에 비해 상대적으로 매우 작으므로 실제 회로 구현 시 커패시터를 포함하더라도 제어기 설계를 위한 모델링에서는 무시할 수도 있다. 이 경우, 식(2.7)의 $Z_{CR} = R_L$ 이 되므로 식(2.9)의 제어기 설계모델은 다음과 같이 1차 시스템으로 저차화할 수 있다.

$$\frac{y}{u} = \frac{1}{Ls + R_s + R_L} = \frac{b_0}{s + a_0} \quad (2.10)$$

여기서 $y = i_L$, $u = v_{cp}$, $b_0 = \frac{1}{L}$, $a_0 = \frac{R_s + R_L}{L}$ 이다.

3. 정전류 제어기 설계

3.1 2차 시스템의 제어기 설계

여기서는 벽 컨버터 모드 LED구동회로의 식(2.9)로 주어진 2차 시스템에 대한 제어기 설계문제를 다룬다.

극배치 제어기 설계 :

식(2.9)로 표현된 시스템에 대하여 다음과 같이 상태배치 극배치 제어를 설계할 수 있다.

$$u = -k_c y + k_r r \quad (3.1)$$

여기서 $k_c (> 0)$ 는 제어이득이고 r 은 기준입력이다. 식(3.1)의 제어입력 u 를 식(2.9)의 2차 시스템에 적용하면

$$\frac{y}{r} = \frac{k_r b_1 s + k_c b_0}{s^2 + (a_1 + k_c b_1)s + (a_0 + k_c b_0)} \quad (3.2)$$

이 되어 전체시스템의 극이 재배치되는 것을 알 수 있다. 여기서 만일 $k_r b_0 = a_0 + k_c b_0$ 가 되도록 k_r 과 k_c 설계한다면 최종치정리로부터 스텝입력($r = 350mA$)에 대하여 정상상태 오차가 '0'으로 수렴하게 됨을 알 수 있다. 이때 k_c 를 가능한 한도 내에서 큰 값이 되도록 설계하고, $k_r = k_c + a_0/b_0$ 가 되도록 설계하는 것이 좋다. 다음의 그림 3.1에서 볼 수 있듯이 k_c 가 클수록 출력응답의 속응성이 좋아지는 반면에 과도상태에서의 평균입력은 커진다. 그러나 시스템 파라미터 a_0 와 b_0 가 시간에 따라 변할 수 있으며, 이에 대한 대처방안을 추가로 고려해야하는 어려움이 있다.

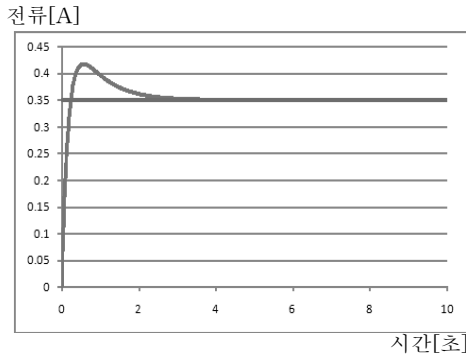


그림 3.1a 출력전류 특성, $k_c = 2$.
 Fig. 3.1a The output current at $k_c = 2$

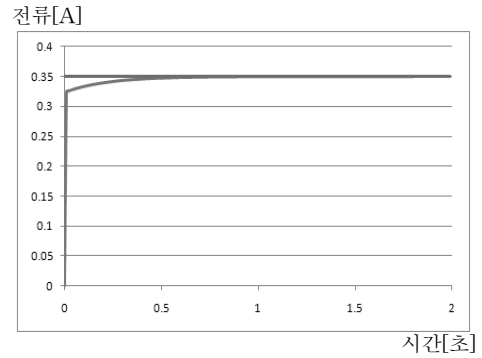


그림 3.2a 출력전류 특성.
 Fig. 3.2a The output current.

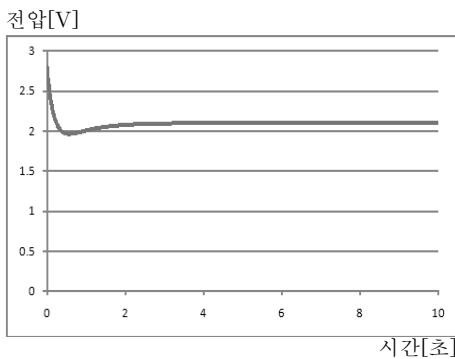


그림 3.1b 평균입력전압 특성, $k_c = 2$.
 Fig. 3.1b The average input voltage at $k_c = 2$.

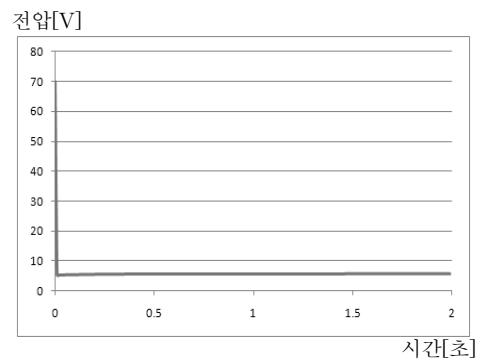


그림 3.2b 평균입력전압 특성.
 Fig. 3.2b The average input voltage.

PI 제어기 설계 :

이제 다음과 같이 PI 제어기 설계문제를 다루기로 한다.

$$u = k_p(r - y) + \frac{k_I}{s}(r - y) \quad (3.3)$$

식(3.3)의 PI제어기를 식(2.9)의 전달함수로 주어진 시스템에 대입하여 정리하면

$$\frac{y}{r} = \frac{b_1 k_p s^2 + (b_0 k_p + b_1 k_I) s + b_0 k_I}{s^3 + (a_1 + b_1 k_p) s^2 + (a_0 + b_0 k_p + b_1 k_I) s + b_0 k_I} \quad (3.4)$$

이 된다. 만일 기준입력 r 을 계단입력으로 정한다면 정상상태 오차는 '0'으로 수렴함을 알 수 있다. 즉, LED 측 전류 $y(=i_L)$ 가 기준전류 $r(=350mA)$ 과 일치하게 됨을 알 수 있다. 또한, 시스템 파라미터가 변하더라도 오차보상이 이루어지므로 정상상태 오차는 계속 '0'으로 수렴하게 됨을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 PI제어기를 이용한 LED 구동 시스템을 구현하기로 한다. 그림 3.2는 $k_p = 200, k_I = 1000$ 일 때의 PI 제어 결과이다.

3.2 1차 시스템의 제어기 설계

식(3.3)의 PI제어기를 식(2.10)의 저차화된 1차 시스템에 적용하여 정리하면

$$\frac{y}{r} = \frac{b_0 k_p s + b_0 k_I}{s^2 + (a_0 + b_0 k_p) s + b_0 k_I} \quad (3.5)$$

이 된다. 2차 시스템에서와 마찬가지로 계단입력 r 에 대해 정상상태 오차는 '0'으로 수렴함을 알 수 있다. 또한, 시스템 파라미터가 변하더라도 오차보상이 이루어지므로 정상상태 오차는 계속 '0'으로 수렴하게 됨을 알 수 있다. 아래의 그림 3.3은 $k_p = 200, k_I = 1000$ 로서 2차 시스템에서와 같이 동일한 PI 제어기를 사용한 결과이다.

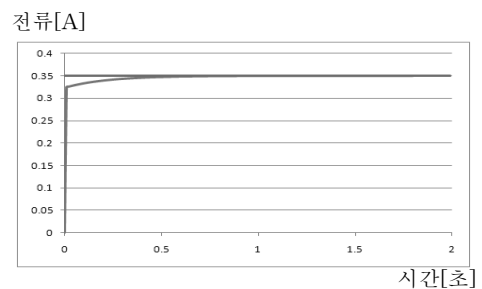


그림 3.3a 출력전류 특성.
 Fig. 3.3a The output current.

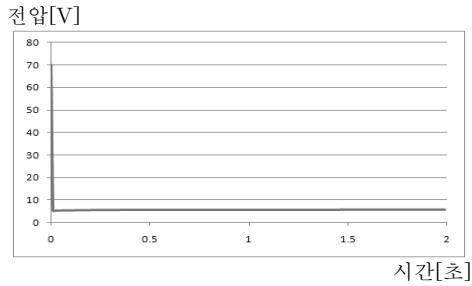


그림 3.3b 평균입력전압 특성.
 Fig. 3.3b The average input voltage.

위의 시뮬레이션 결과 그림 3.2 및 그림 3.3에서 알 수 있듯이 2차 시스템과 1차 시스템에 대하여 동일한 PI 제어를 사용한 결과가 거의 유사함을 알 수 있다. 즉, 2차 시스템 모델에서 커패시터(C)가 다른 파라미터에 비해 상대적으로 무시할 수 있을 만큼 작아서 1차 시스템으로 저차화하더라도 PI 제어기 설계에는 큰 영향이 없는 것으로 판단된다.

4. 실험 결과 및 분석

본 논문에서 LED 정전류 제어를 위해 구성한 실험장치의 구성을 그림 4.1과 그림 4.2에 나타내었다. 시스템 상태값과 파라미터는 표 4.1에 나타내었다. LED 구동부는 일반적인 벅 컨버터와 FET 스위치를 적용하였고, 전류의 측정은 검출저항 양단 전압을 측정하여 환산하는 방식을 채택하였다. 전류 측정치는 8-bit 마이컴의 ADC로 입력받아 PI 제어 알고리즘에 이용하여 PWM 듀티비로 환산하였다. 8-bit 마이컴의 PWM 듀티비 분해능은 10bit이다. 그림 2.4와 같이 회로를 구성할 경우 실험에 사용한 FET는 16[V] PWM 펄스를 인가해야 스위칭 동작이 완벽하게 이루어진다. 그러나 그림 4.1과 같이 시스템을 구성하는 경우에는 FET 스위칭을 위한 PWM 전압 펄스의 크기는 5[V]로 충분하다. 또한 LED 구동 등가회로는 그림 2.5의 등가회로와 동일하다. 따라서 본 논문에서는 마이컴의 PWM 출력전압 5[V]를 그대로 활용할 수 있는 장점이 있으므로 그림 4.1과 같이 전체 시스템을 구성하였다. 단, 검출저항의 양단전압 역시 PWM 파형과 동일한 주기의 구형파가 되므로 전류검출 회로 설계에 이를 반영해야 한다.

그림 4.1의 시스템 구성도로부터 전류측정용 저항의 위치로 인해 FET가 ON 상태이고 인덕터에 에너지의 저장에 이루어질 때 전류측정 신호가 나타나게 됨을 알 수 있다. 전류측정신호가 불연속이기 때문에 쇼트키다이오드를 이용한 간단한 피크홀드 회로를 전류측정 증폭기의 출력단에 적용하였다. 피크홀드회로는 회로 내의 저역통과필터가 전류측정 신호의 평균을 얻을 수 있을 만큼 충분히 낮은 컷오프 주파수를 갖도록 설계해야 한다. LED 전류가 PI 제어를 이용하여 적절히 제어될 수 있도록 하기 위하여 컷오프 주파수는 최소한 전류측정 샘플주파수의 $[1/10]$ 배 이하가 되어야 한다[10].

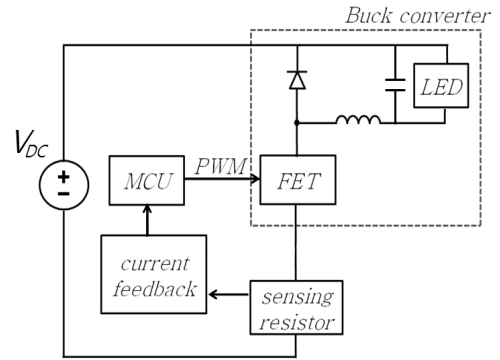


그림 4.1 시스템의 구성도.
 Fig. 4.1 The Block diagram of overall system.

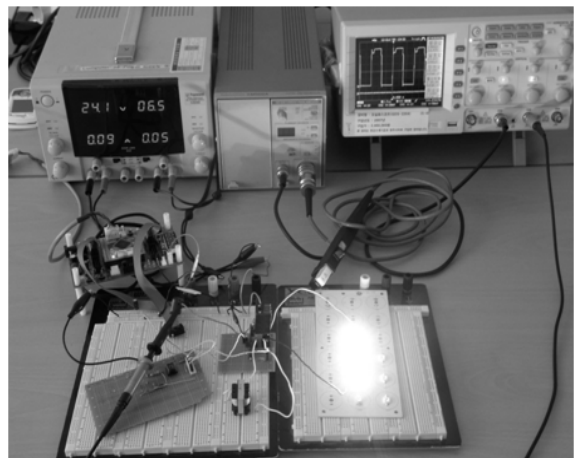


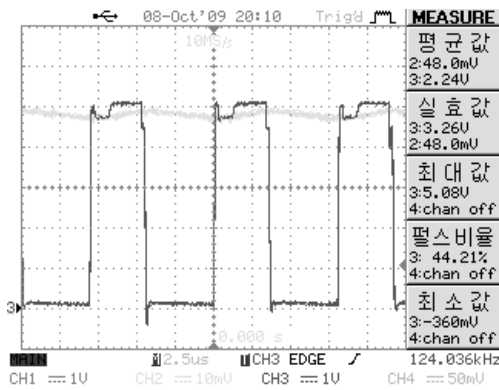
그림 4.2 실험장치 구성.
 Fig. 4.2 Experimental setup for power LED drive.

표 4.1 시스템 상태 및 파라미터(정규값)

Table 4.1 The nominal states and parameters of the system

상태 및 파라미터	값
Input voltage, V_{DC}	12[V]
Switching Frequency, f_{sw}	125[kHz]
L	300 [μ H]
C	22 [μ F]
R_S	0.15 [Ω]
$R_{L(nominal)}$	10 [Ω]

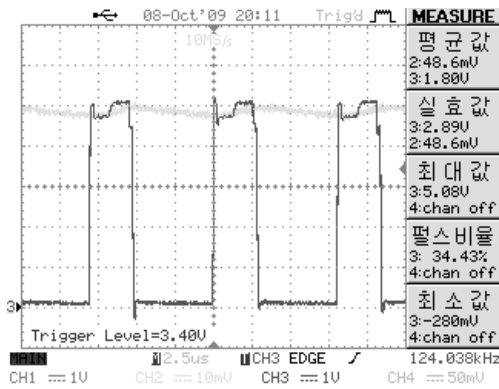
제2절의 표 2.1로부터 LED 구동 전압 또는 전류의 변화에 따라서 LED 저항(R_L)이 변동함을 알 수 있다. 따라서 R_L 의 변동 범위를 사전에 충분히 고려하여 제어기 파라미터 설계에 반영해야 한다. 이를 위한 이론적인 방법에는 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 전원전압을 12[V]~16[V] 사이에서 임의로 변경시켜 인가할 때 LED 측 전류의 변동이 가장 적으면서 기준전류로의 복구가 가장 빠른 PI 이득을 선정하였다. 본 논문에서 제안한 LED 정전류 구동 PI 제어기의 성능 시험에 대한 결과를 분석하면 다음과 같다.



(a) 전원전압 12[V]인 경우

그림 4.3a PWM 제어전압과 출력전압.

Fig. 4.3a PWM control input and output voltage.



(b) 전원전압 16[V]인 경우

그림 4.3b PWM 제어전압과 출력전압.

Fig. 4.3b PWM control input and output voltage.

위의 그림 4.3a는 전원전압을 12[V]로 인가한 경우의 실험결과이고, 그림 4.3b는 전원전압을 16[V]로 증가시킨 경우이다. 그림 4.3에서 PWM 파형은 제어전압이고, 나머지 파형은 LED 구동전류 검출 저항 양단의 전압이다. 전류 검출용 저항 0.15[Ω]에 대하여 저항 양단전압을 전류로 환산할 경우 구동전류의 최대치는 약 333[mA]이고 최소치는 약 320[mA]이다. 실제 상용 LED 조명 시스템에서는 위의 실험에서와 같이 전원전압이 극단적으로 변하지는 않겠지만 본 논문의 실험에서는 제어기의 강인한 특성 파악을 위해 LED가 파손되지 않는 범위 내에서 전원전압을 크게 변동시켜보았다. 그림 4.3의 실험결과에서 알 수 있듯이 PWM 제어입력 전압의 파형이 크게 변하면서 LED 구동 전류를 일정하게 유지시키고 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 Power LED의 정전류 구동을 위한 제어기 설계 및 구현 문제를 다루었다. LED의 정전류 구동을 위한 정전류 구동부, 전류 측정부 및 전류제어부의 설계 시 LED

의 비선형 임피던스 특성을 고려하였다. LED의 비선형특성을 고려한 수학적 모델을 정립하고, 이를 PI 전류제어기 설계에 적용하였다. LED구동 전류는 벡(buck) 방식을 이용하여 구현하였으며, 전체 시스템의 구성을 디지털 PI 제어기와 아날로그회로가 혼합된 형태로 하였다. 전체 시스템의 전원전압이 변동하더라도 LED 구동전류는 일정범위 내에서 기준전류의 크기와 동일하게 유지됨을 확인할 수 있었다. LED 조명 시스템의 장시간 작동에 따른 L, C, R의 열화변형에 의한 파라미터 변동의 영향을 고려한 적응 제어기 및 슬라이딩모드 제어기 등의 설계 및 구현 문제를 다루는 것이 향후 계획이다.

참 고 문 헌

- [1] R. Sheehan, "Current-Mode Modeling for Peak, Valley and Emulated Control Methods - Reference Guide for Fixed-Frequency, Continuous Conduction-Mode Operation," National Semiconductor, <http://www.techonline.com>, July 2007.
- [2] A.F. Witulski and R.W. Erickson, "Design of the Series Resonant Converter for Minimum Stress", IEEE Trans on Aerosp. Electron System, Vol. AES-22, pp.356-363.
- [3] B.Yang, F.C.Lee et al., "Over current Protection Methods for LLC Resonant Converter", APEC 2003,pp605-609.
- [4] Yilei Gu, Zhengyu, et al, "Three-level LLC series resonant DC-DC converter". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 20, July 2005, pp781-789.
- [5] Sheehan, Robert, "Emulated Current Mode Control for Buck Regulators Using Sample and Hold Technique," Power Electronics Technology Exhibition and Conference, PES02, October 2006.
- [6] Ridley, R.B., "A New, Continuous-Time Model for Current Mode Control," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, Issue 2, pp. 271-280, 1991.
- [7] Tan, F.D. and Middlebrook, R.D., "A Unified Model for Current-Programmed Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, Issue 4, pp. 397-408, 1995.
- [8] K. Morihori, Y. Ishizuka, H. Matsuo, "Consideration of A Drive Circuit for LED with Constant-Current Control", IEICE Technical Report EE 2004-68(2005-02), pp. 13-19, February, 2005.
- [9] M. Nishikawa, K. Morihori, Y. Ishizuka, H. Matsuo, "Static Characteristics of A Drive Circuit for LED with Constant-Current Control", Annual Conference of IEI-J, pp.251, July, 2005.
- [10] Stephen Bowling, "A Digital Constant Current Power LED Driver," Microchip Technology Inc. 2007.
- [11] C. J. Kim, N. J. Choi, H. J. Lee, E. S. Kim, "A Digital LED Controller design with Constant

Current", KIEE Proceeding, CD PEP 34, Jul. 2009.

- [12] C. J. Kim, E. S. Kim, H. K. Shin, "A Study on the Power LEDs Drive Circuit Design with Asymmetrical Half-bridge Resonant Converter", ICEMS2009, DS1G4-11, Nov. 2009.

저 자 소 개



김응석 (金應錫)

1988년 2월 한양대 전기공학과 졸업.
1990년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 1993년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~1999년 삼성종합기술원 전문연구원. 1999년~현재 한라대학교 제어계측공학과 부교수
전화/FAX : (033) 760-1248 /
(033) 760-1241
E-mail : eskim@halla.ac.kr



김철진 (金澈珍)

1980, 한양대 공대 전기공학과 졸업.
1983, 동 대학원 전기공학과 졸업 (석사).
1991, 동 대학원 전기공학과 졸업 (공박).
1991-1995, 생산기술연구원, KETI 제어기기 연구실장. 1995-2009.현재, 한라대학교 제어계측공학과 교수. 2003-2009.현재, 대한전기학회, 이사/평의원.
전화/FAX : (033) 760-1245 /
(033) 760-1241
E-mail : cjkim@halla.ac.kr