Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers (2013) 27(4) : 48~53
http://dx.doi.org/10.5207/JIEIE.2013.27.4.048 ISSN 1229-4691(Print) ISSN 2287-5034(Online)
논문 27-4-7

Half Bridge LLC 공진 컨버터를 이용한 파워 LED의 정전류 적응제어기

(Adaptive Current Control of Power LEDs Using Half-Bridge LLC Resonant Converter)

김응석* · 김영태**
(Yeung-Suk Kim · Young-Tae Kim)

Abstract

In general, the LLC resonant topology consists of three stages as; square wave generator, resonant network, and rectifier network. LLC resonant converter has the time slowly varying parameters. However, the power LEDs as the load of LLC converter can be regarded as fast time varying parameters. In this paper, the mathematical model of half-bridge resonant converter including with the power LEDs is introduced for the current controller design model. Using this controller design model, the parameter adaptive output feedback controller will be designed to control the power LEDs current. In order to show the validities of the proposed model, the parameter adaptive output feedback controller, the experimental investigation will be presented.

Key Words : Power LED, LLC Converter, Current Control, Adaptive Control

1. 서 론

LLC 공진형 컨버터의 구조는 LC 직렬공진 컨버터와 유사하며, 유일한 차이점은 자화 인덕턴스 값이다. 직렬공진 컨버터는 LC 직렬공진 인덕턴스(L_r)보다 훨씬 큰 자화 인덕턴스를 갖지만, LLC 공진형 컨버터의 자화인덕턴스는 LC 직렬공진 인덕턴스에 비해 3~8배의 크기이며, 대개 변압기의 공극을 도입하여 구현한다[1]. LLC 공진형 컨버터는 직렬공진 컨버터에 비해 많은 장점을 갖는다. 즉 상대적으로 스위칭 주파수를 아주 작게 조절하더라도 민감한 부하변동 등에 대해 적절한 출력 조절을 실현 할 수 있다. 또한 모든 동작영역에서 영 전압 스위칭(Zero Voltage Switching : ZVS)이 가능하다. 그리고 모든 반도체 장치의 접합 커패시턴스와 변압기의 자화 인덕턴스 및 누설 인덕턴스를 포함한 모든 필수 기생 요소들이 소프트 스위칭을 얻기 위해 활용된다[1-5]. LLC 공진형 컨버터는 시간에 따라 느리게 변하는 파라미터 값들을 갖고 있다. 그러나 파워 LED는 상대적으로 시간에 따라 빠르

* 주저자 : 한라대학교 제어계측공학과
** 교신저자 : 강릉원주대학교 전기공학과
* Main author : Department of Control and Instrumentation Engineering, Halla university
** Corresponding author : Department of Electrical Engineering, Gangneung-Wonju National University
Tel : 033-760-8787, Fax : 033-760-8781
E-mail : ytkim@gwnu.ac.kr
접수일자 : 2013년 1월 25일
1차심사 : 2013년 1월 30일
심사완료 : 2013년 3월 12일

Copyright ⓒ 2013 KIIEE All right's reserved

게 변하는 부하 파라미터로 간주할 수 있다[6-8].

따라서 본 논문에서는 기존의 LLC 공진 컨버터의 일반적인 수학적 모델을 도입하고, 이를 이용하여 파워 LED의 파라미터 시변성을 고려한 전류제어기 설계 모델을 도출한다. 이 전류제어기 설계모델을 활용하여 파라미터 시변성 및 부하 임피던스 변동에 강인한 파라미터 적응형 출력 궤환 제어기를 설계한다. 2절에서는 LLC 공진형 컨버터의 수학적 모델에 대하여 논하고, 3절에서 파워 LED의 출력 전류를 제어하기 위한 파라미터 적응형 출력 궤환 제어기를 설계한다. 제안한 제어기의 타당성을 검증하기 위하여 실험결과를 4절에서 검토하며, 마지막으로 5절에서 결론을 내리기로 한다.

2. 수학적 모델

그림 1은 half bridge LLC 직렬공진 컨버터의 개략도를 나타내고 있다. 여기서 L_m은 병렬 인덕터로 작동하는 자화 인덕턴스이고, L_r은 직렬공진 인덕터이며, C_r은 공진 커패시터이다. 동작 주파수는 공진 주파수와 동일한 것으로 간주되며, L_r과 C_r 간의 공진에 의해 결정된다. 자화 인덕턴스가 상대적으로 작기 때문에 의미있는 크기의 자화전류(I_m)가 존재한다. 1차측 전류(I_p)는 이 자화전류(I_m)와 1차측에 영향을 주는 2차측 전류의 합이다. 일반적으로 LLC 공진 회로구성은 그림 1에서와 같이 구형파 발생기, 공진회로, 정류회로의 3 단계로 이루어진다[1].

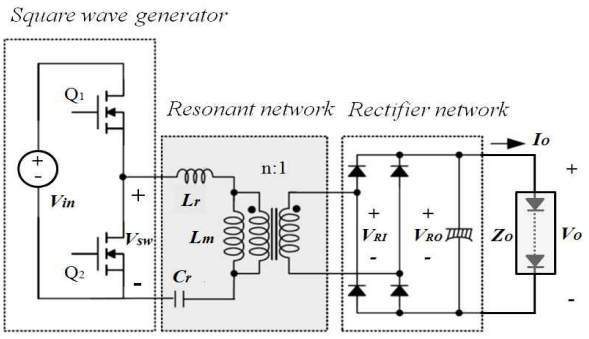


그림 1. Half brige LLC 공진 컨버터를 이용한 파워 LED 구동 시스템 구성도

Fig. 1. The power LEDs drive system using half-bridge LLC resonant converter

그림 2는 LLC 공진 컨버터의 일반적인 파형을 나타내고 있다. 순수 구형파가 공진회로에 입력된다면, 공진회로의 필터링 동작에 의해 공진 컨버터의 전압 이득을 얻기 위한 근사화를 가능하게 한다. 변압기의 2차측에 연결된 정류회로는 임피던스 변환기로서 동작하기 때문에 실제 부하 임피던스와는 차이가 있다. 1차측 회로는 정현파 전류원(I_{ac})으로 대체되며, 구형파 전압(V_{RI})는 정류기의 입력단에 나타난다. $|I_{ac}|$의 평균치가 출력전류 I_o이므로, I_{ac}는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{ac} = \frac{\pi I_o}{2} sin(\omega t) \tag{1}$$

그리고, V_{RI}는 다음과 같이 주어진다.

$$V_{RI} = \begin{cases} +V_o, & \sin(\omega t) > 0 \\ -V_o, & \sin(\omega t) < 0 \end{cases} \tag{2}$$

여기서 V_o는 출력 전압이다. V_{RI}의 기본 성분은 다음과 같다.

$$V_{RI}^F = \frac{4V_o}{\pi} sin(\omega t) \tag{3}$$

V_{RI}의 고조파 성분은 전력 변압기에 포함되지 않으므로 교류 등가부하 임피던스(Z_{ac})는 V_{RI}^F를 I_{ac}로 나눠서 얻을 수 있다.

$$Z_{ac} = \frac{V_{RI}^F}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_o}{I_o} = \frac{8}{\pi^2} Z_o \tag{4}$$

여기서 Z_o는 부하 임피던스로서 파워 LED의 임피던스이다. 변압기의 권수비($n = N_p/N_s$)를 고려하면 1차측에서의 등가 부하 임피던스는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} Z_o \tag{5}$$

등가 부하 임피던스를 이용해서 교류 등가 회로를 얻을 수 있다. 그림 2에서, V_d^F와 V_{RO}^F는 각각 구동전

압 V_d와 변압기 2차측 전압 $V_{RO}(=nV_{RI})$이다. 식 (4)의 등가 부하 임피던스를 이용하여 LLC 공진 컨버터의 특성방정식을 얻을 수 있다.

그림 2에 회로해석법을 적용하면, 전압입력-전류출력 모델을 얻을 수 있다.

$$I_{RO}{}^F = \frac{s^3 L_m C_r{}^2}{s^4(L_p{}^2 C_r{}^2)+s^3(L_p C_r{}^2 Z_{ac})+s^2(2L_p C_r)+s(C_r Z_{ac})+1}\, V_d^F$$

$$= \frac{(L_m/L_p{}^2)s^3}{s^4+(Z_{ac}/L_p)s^3+(2/L_p C_r)s^2+(Z_{ac}/L_p{}^2 C_r)s+1/L_p{}^2 C_r{}^2}\, V_d{}^F \quad (6)$$

여기서 's'는 미분 연산자이다. 식 (6)의 전압입력-전류출력 모델은 부하로서의 파워 LED의 전류제어기 설계에 활용할 수 있다.

$$y = \frac{b_3 s^3}{s^4+a_3 s^3+a_2 s^2+a_1 s+a_0}\, u \quad (7)$$

여기서 $y = I_{RO}{}^F$, $u = V_d{}^F$ $a_0 = 1/L_p{}^2 C_r{}^2$, $a_1 = Z_{ac}/L_p{}^2 C_r$, $a_2 = 2/L_p C_r$, $a_3 = Z_{ac}/L_p$, $b_3 = L_m/L_p{}^2$이다.

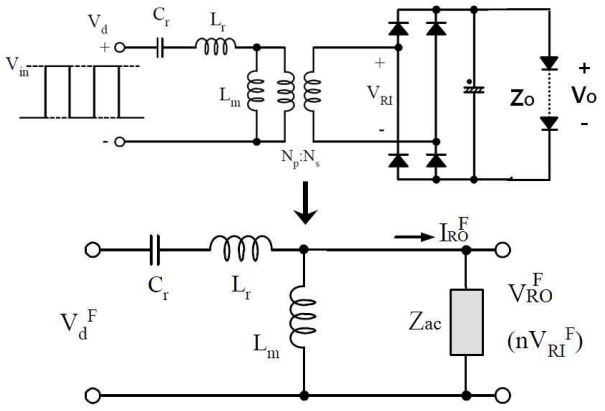


그림 2. 부하를 포함한 LLC 직렬공진 컨버터의 교류 등가회로
Fig. 2. AC Equivalent Circuit for LLC Resonant Converter with Load

3. 정전류 적응제어기 설계

식 (7)로 주어진 제어기 설계 모델을 입출력 모델로 표현하면 다음과 같다.

$$\dot{x}_3 = -a_3 x_3 - a_2 x_2 - a_1 x_1 - a_0 x_0 + b_3 u \quad (8)$$

여기서 $x_3 = y$, $\dot{x}_2 = x_3$, $\dot{x}_1 = x_2$, $\dot{x}_0 = x_1$ 이다. 파라미터 적응 전류제어기 설계를 위하여 식 (8)의 입출력 모델을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\dot{y} = -a_3 y - a_2 x_2 - a_1 x_1 - a_0 x_0 + b_3 u \quad (9)$$

여기서 $\dot{x}_2 = y$, $\dot{x}_1 = x_2 = \int y$, $\dot{x}_0 = x_1 = \iint y$ 이다. 따라서 모든 상태들은 출력 y를 순차 적분함으로써 쉽게 알 수 있는 값이다. 이제 파라미터 벡터 θ를 $\theta^T = [-a_0 \ -a_1 \ -a_2 \ -a_3]$으로 정의하고, 상태벡터를 $Y = [x_0 \ x_1 \ x_2 \ y]$로 정의하면 식 (9)는 다음과 같이 적응제어기 설계 모델로 다시 쓸 수 있다.

$$\dot{y} = \theta^T Y + b_3 u \quad (10)$$

식 (10)의 적응제어기 설계모델을 이용하여 다음과 같이 적응제어기를 설계한다.

$$\dot{y}_d = -\alpha_1 y_d + \alpha_1 r \quad (11)$$

$$u = \frac{1}{\hat{b}_3}(-\hat{\theta}^T Y - k_p e + \dot{y}_d) \quad (12)$$

여기서 $\hat{\theta}^T(=[-\hat{a}_0 \ -\hat{a}_1 \ -\hat{a}_2 \ -\hat{a}_3])$는 θ^T의 추정치이고, $e = y - y_d$이다. α_1과 k_p는 양의 상수로서 설계 파라미터들이다. r은 기준입력(기준전류)이고 y_d는 원하는 출력(출력전류)이다. 식 (12)를 식 (10)에 대입해서 정리하면 다음과 같이 폐루프 시스템 방정식이 얻어진다.

$$\dot{y} = \theta^T Y + b_3 \left[\frac{1}{\hat{b}_3}(-\hat{\theta}^T Y - k_p e + \dot{y}_d)\right] \quad (13)$$

$$= \tilde{\theta}^T Y + \tilde{b}_3 u - k_p e + \dot{y}_d \quad (14)$$

여기서 $\tilde{\theta}^T = \theta^T - \hat{\theta}^T$, $\tilde{b}_3 = b_3 - \hat{b}_3$이다. 따라서 오차 방

정식은 다음과 같다.

$$\dot{e} = -k_p e + \tilde{\theta}^T Y + \tilde{b}_3 u \tag{15}$$

리아프노프 함수 후보(Lyapunov function candidate)를 $W = e^2 + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{b}_3^2$ 으로 정의하면, 이 함수의 시간에 관한 1계 도함수는 다음과 같다.

$$\dot{W} = e\dot{e} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{b}_3 \dot{\tilde{b}}_3 \tag{16}$$

$$= -k_p e^2 + \tilde{\theta}^T \left[Ye + \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \right] + \tilde{b}_3 \left[ue + \frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{b}}_3 \right]$$

식 (16)으로부터 파라미터 적응칙을 다음과 같이 설계하기로 한다.

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\Gamma Ye$$

$$\dot{\tilde{b}}_3 = -\gamma_3 ue \tag{17}$$

위의 식 (17)을 식 (16)에 대입하면, 다음 식이 얻어진다.

$$\dot{W} = -k_p e^2 \tag{18}$$

식 (18)로부터 출력오차 e와 그 1계 도함수 $\dot{e}$, 그리고 $\dot{W}$가 시간이 지남에 따라 점근적이 빠르기로 '0'으로 수렴함을 알 수 있다. 또한 입력 u와 양의 함수 W가 모두 유계이고 e가 '0'으로 수렴하므로 $\dot{\tilde{\theta}}$와 $\dot{\tilde{b}}_3$ 역시 모두 '0'으로 수렴함을 알 수 있다. 그러므로 시스템 내의 모든 신호들은 유계이며, 전체 시스템은 점근적인 안정도를 만족한다.

4. 실험 결과검토

이제 앞에서 언급한 적응제어기에 대한 타당성을 실험을 통해 알아보기로 한다. 적응제어기를 다시 정리하면 다음의 표 1과 같다. 미분방정식의 해는 연산시간이 가장 짧은 오일러 공식을 이용하였다. 인간의 빛의 자극에 대한 반응시간을 고려하여 제어기 및 적응칙의 적분간격을 모두 1msec로 하였다.

표 1. 시스템 파라미터 및 제어기 수식
Table 1. The system parameters and the controllers

컨버터 파라미터	$L_r = 110\,\mu\text{H},\ L_m = 220\,\mu\text{H}$ $C_r = 56\,\text{nF},\ f_s = 37 \sim 61\,\text{kHz}$ $n = 2.6 : 1$
제어기 파라미터	$\Gamma = [5\ 5\ 5\ 5],\ \gamma_3 = 5,$ $k_p = 10,\ \alpha_1 = 10$
제어기	$\dot{y}_d = -\alpha_1 y_d + \alpha_1 r,\ r = 0.35[A]$ $u = (-\hat{\theta}^T Y - k_p e + \dot{y}_d) / \hat{b}_3$
적응칙	$\dot{\tilde{\theta}} = -\Gamma Ye$ $\dot{\tilde{b}}_3 = -\gamma_3 ue$

그림 3에 실험 회로의 대략적인 구성도를 나타내었다. LED 구동부는 half bridge LLC 공진 컨버터와 FET 스위치(Q_1, Q_2)를 적용하였고, 전류의 측정은 검출저항(R_{sen}) 양단 전압을 측정하여 환산하는 방식을 채택하였다. 전류 측정부와 마이컴(8-bit MCU)부의 절연을 위하여 포토커플러(phto-coupler)를 적용하였다. 부하전류 측정치를 ADC로 입력하여 표 1의 제어기와 적응칙을 연산하고 결과는 VCO로 보내 스위칭할 수 있도록 설계하였다. 연산은 오일러 공식을 이용하여 1ms마다 수행하였다. 컨버터의 입력전압은 15V로 하였으며 LED 구동 전류는 0.35A로 하였다.

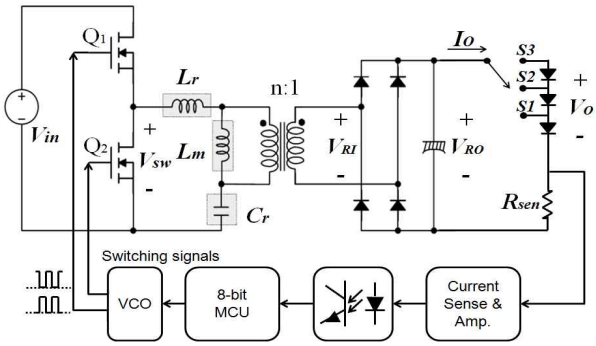


그림 3. 실험 회로 구성도
Fig. 3. The experimental circuit block diagram

제안한 제어기의 부하변동에 대한 강인성 및 속응성을 보이기 위해 3개의 LED를 수동 스위치(S_1, S_2, S_3)를 이용하여 시스템이 작동하는 동안 순차적으로 ON-OFF하는 방식으로 수행하였다.

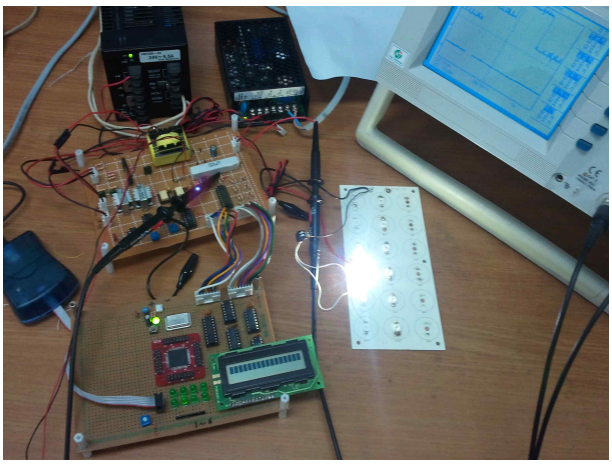
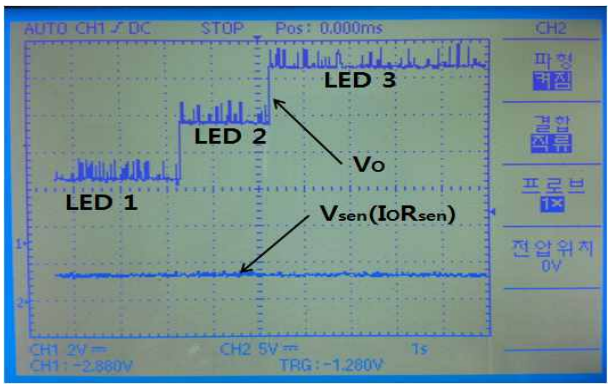


그림 4 실험장치
Fig. 4 The experimental set-up

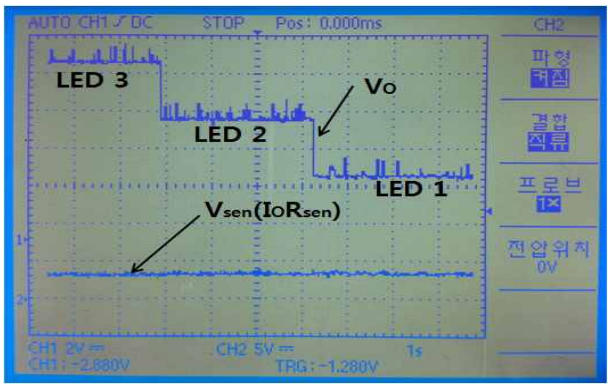
그림 5는 전류 측정 저항의 전압(전류) 및 LED 양단 전압을 나타내고 있다. 그림 5 (a)는 부하측 스위치를 $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3$의 순서로 ON했을 때의 부하 전류 측정 저항(R_{sen})의 전압(V_{sen}) 및 LED 양단 전압(V_o)를 나타내고 있다. 스위치를 절환하면 부하 LED의 개수가 변하게 되며, LED 양단 전압은 개수가 늘어남에 따라 증가하는 것을 볼 수 있다. 그럼에도 불구하고 부하전류 $I_o(= V_{sen}/R_{sen})$는 크게 변동하지 않는 것을 볼 수 있다.

그림 5 (b)는 부하측 스위치를 $S_3 \rightarrow S_2 \rightarrow S_1$의 순서로 ON 했을 때의 부하 전류 측정 저항(R_{sen})의 전압(V_{sen}) 및 LED 양단 전압(V_o)를 나타내고 있다. LED 양단 전압은 개수가 줄어듦에 따라 감소하는 것을 볼 수 있으며, 부하전류 $I_o(= V_{sen}/R_{sen})$는 크게 변동하지 않는 것을 볼 수 있다.

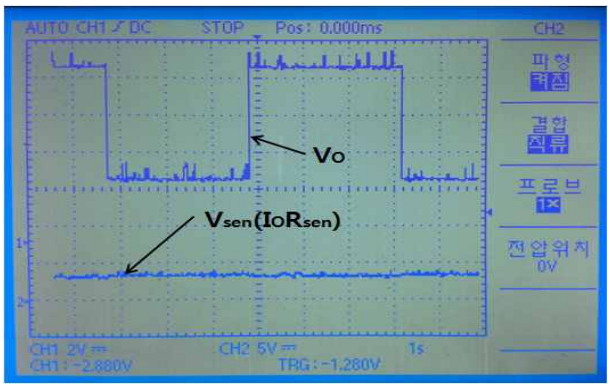
그림 5 (c)는 부하측 스위치를 $S_3 \rightarrow S_1 \rightarrow S_3 \rightarrow S_1$의 순서로 ON했을 때의 부하 전류 측정 저항(R_{sen})의 전압(V_{sen}) 및 LED 양단 전압(V_o)를 나타내고 있다. LED 양단 전압은 개수가 늘거나 줄어듦에 따라 증가하거나 감소하는 것을 볼 수 있으며, 그럼에도 불구하고 부하전류 $I_o(= V_{sen}/R_{sen})$는 크게 변동하지 않는 것을 볼 수 있다.



(a) 스위치 ON 순서 $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3$.
(a) Switch ON timming as $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3$.



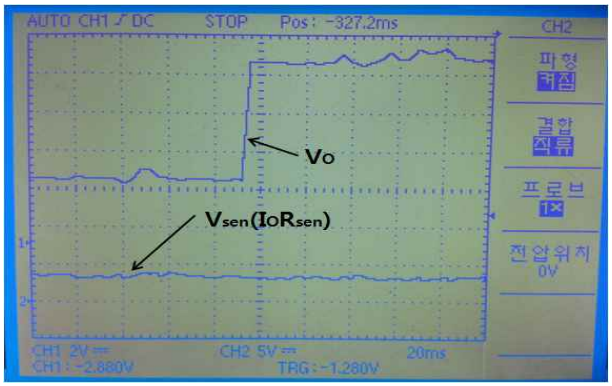
(b) 스위치 ON 순서 $S_3 \rightarrow S_2 \rightarrow S_1$.
(b) Switch ON timming as $S_3 \rightarrow S_2 \rightarrow S_1$.



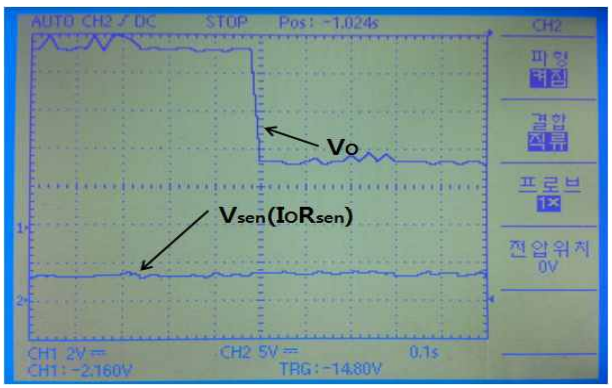
(c) 스위치 ON 순서 $S_3 \rightarrow S_1 \rightarrow S_3 \rightarrow S_1$.
(c) Switch ON timming as $S_3 \rightarrow S_1 \rightarrow S_3 \rightarrow S_1$.

그림 5. 전류 측정 저항의 전압(전류) 및 LED 양단 전압
Fig. 5. The output voltages of R_{sen} and LEDs

그림 6에서는 과도응답을 스코프의 스케일을 최대한 키워서 보여주고 있다. 부하변동 시에도 일정전류 제어가 이루어짐을 알 수 있다.



(a) 스위치 ON 순서 $S_1 \rightarrow S_3$.
(a) Switch ON timming as $S_1 \rightarrow S_3$.



(b) 스위치 ON 순서 $S_3 \rightarrow S_1$.
(b) Switch ON timming as $S_3 \rightarrow S_1$.

그림 6. 전류 측정 저항의 전압(전류) 및 LED 양단 전압
Fig. 6. The output voltages of R_{sen} and LEDs

5. 결 론

본 논문에서는 Power LED의 정전류 구동을 위한 제어기 설계문제를 다루었다. Power LED의 정전류 구동부, 전류 측정부 및 전류제어부의 설계 시 LED의 비선형 임피던스 특성을 고려하였다. LED의 비선형 특성을 고려한 수학적 모델을 재정립하고, 이를 이용하여 파라미터 적응형 전류제어기를 설계하였다. LED구동 전류는 half bridge LLC 공진 컨버터 방식을 이용하여 설계하였다. LED 조명 시스템의 장시간 작동에 의한 L, C, R의 열화 및 LED 구동전류 변동에 의한 LED 임피던스 변동 등 LED 구동시스템의 파라미터 변동 영향을 고려한 적응제어기의 타당성을 실험을 통하여 분석 검토하였다. 시스템의 상태가 변동하더라도 LED 구동전류는 일정하게 유지됨을 실험을 통하여 확인할 수 있었다.

References

[1] Hang-Seok Choi, Application Note AN-4151: FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, 2007.
[2] Y. G. Kang, A. K. Upadhyay, D. L. Stephens, "Analysis and design of a half-bridge parallel resonant converter operating above resonance," IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 27, March-April 1991, pp. 386-395.
[3] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Lijun Hang, Zhaoming Qian, Guisong Huang, "Three-level LLC series resonant DC/DC converter" IEEE Transactions on Power Electronics Vol.20, July 2005, pp.781-789.
[4] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. Van Wyk, "Optimal design methodology for LLC Resonant Converter," APEC 2006. pp.533-538.
[5] B. Yang, F.C. Lee, M. Concannon, "Over current protection methods for LLC resonant converter" APEC 2003, pp. 605 - 609.
[6] 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.
[7] 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.
[8] E. S. Kim, C. J. Kim, "Sliding Mode Current Controller Design for Power LEDs," Journal of Electrical Engineering and Technology, Vol.6, No.1, January 2011, pp.104-110.

◇ 저자소개 ◇

김응석 (金應錫)
1962년 11월 9일생. 1993년 2월 한양대학교 전기공학과 졸업(박사). 1993~1994년 한국과학기술연구원 Post Doc. 1994~1999년 삼성종합기술원 전문연구원. 1999년~현재 원주 한라대학교 제어계측공학과 부교수.

김영태 (金永泰)
1960년 1월 29일생. 1996년 8월 한양대학교 전기공학과 졸업(박사). 1997년 8월~현재 국립 강릉원주대학교 전기공학과 교수.