

높은 역률을 가지는 단순 구조 LED 구동 전력컨버터

Simple Structure LED-Driving Power Converter with High Power Factor

정 강 루*[★]

Gang-Youl Jeong*[★]

Abstract

This paper proposes the simple structure LED-driving power converter with high power factor. As the proposed power converter combines the PFC boost converter and the conventional flyback converter into only one power conversion circuit, it simplifies the structure of LED-driving power converter. Thus the proposed converter is controlled using only one PWM controller IC, and it achieves high power factor, constant output voltage/current and cost-effectiveness. Therefore the proposed converter is suitable for the industry production and utilization of LED-light-system. In this paper, the operation analysis and design example of the proposed converter are explained, briefly. Also experimental results of the prototype that is implemented based on the designed circuit parameters are shown to validate operation characteristics of the proposed converter.

요 약

본 논문에서는 높은 역률을 가지는 단순 구조 LED 구동 직류 전력컨버터를 제안한다. 제안한 전력컨버터는 PFC 부스트 컨버터와 전통적인 플라이백 컨버터를 오직 하나의 전력변환 회로로 병합함으로써 LED 구동 전력컨버터의 구조를 단순화한다. 그리하여 제안한 컨버터는 오직 하나의 PWM 제어기 IC를 이용하여 제어되고 높은 역률과 정출력 전압/전류 및 제작비용의 효율성을 달성한다. 따라서 제안한 컨버터는 LED 조명시스템의 산업 생산과 이용에 적합하다. 본 논문에서는 제안한 컨버터의 동작분석과 설계예시를 간단하게 설명한다. 또한 설계된 회로파라미터들에 근거하여 제작된 프로토타입의 실험결과를 통하여 제안한 컨버터의 동작특성을 입증한다.

Key words : LED-driving power converter, boost PFC converter, DC-DC flyback converter, high power factor, constant output voltage/current, cost-effectiveness

* Dept. of Electronic Information Engineering,
Soonchunhyang University

★ Corresponding author
E-mail : gangyoul@sch.ac.kr, Tel : +82-41-530-1337

※ Acknowledgment

This work was supported by the Soonchunhyang
University Research Fund

Manuscript received Sep. 7, 2018; revised Sep. 19, 2018;
accepted Sep. 19, 2018

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. 서론

발광다이오드(LED : Light Emitting Diode)가 최근 산업계의 일반 조명응용에서 널리 이용되고 있다. 이는 LED가 백열등이나 형광등과 같은 전통적인 광원에 비해 고효율, 내구성, 친환경성, 휘도 조절 유연성, 소형화 및 안전성 등과 같은 유용한 장점들이 매우 많기 때문이다[1]-[6]. 그러나 LED 조명장치의 전원공급회로인 AC-DC 전력컨버터는 IEC-61000-3-2와 같은 국제 표준규격을 만족해야 하므로 역률개선(PFC; Power Factor Correction) 회로를 반드시 포함한다[4]-[6].

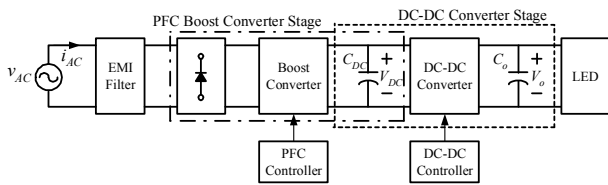


Fig. 1. The conceptual diagram of the double-stage LED-driving power converter.

그림 1. 2단 전력구조의 LED 구동 전력컨버터의 각 전력구조의 개념도

LED 구동 컨버터는 통상적으로 2단 또는 1단 전력구조로 구현된다. 2단 전력구조 LED 구동 전력컨버터는 그림 1과 같이, PFC를 위한 부스트 컨버터단과 출력전압/전류의 조정을 위한 DC-DC 컨버터단으로 구성된다. 2단 전력구조 컨버터는 높은 역률을 쉽게 얻을 수 있고 낮은 고조파왜율(THD; Total Harmonic Distortion)을 가질 뿐만 아니라, 에너지 축적시간의 충분한 확보를 위한 최적 회로 설계가 용이한 장점을 가진다. 하지만 2단 전력구조 컨버터는 각 전력단에 별도의 제어기를 각각 사용하므로, 그 제어회로가 복잡하고 제작비용이 높으며 2단 전력처리로 인하여 컨버터의 전체 효율이 저하되는 등의 단점을 가진다[7]-[9].

따라서 본 논문에서는 2단 전력구조 LED 구동 전력컨버터의 단점을 극복하고 높은 역률을 가지는 단순 구조 LED 구동 전력컨버터를 제안하고자 한다. 제안한 컨버터의 전력회로는 PFC 부스트 컨버터단과 DC-DC 컨버터단을 병합한 1단 전력구조 회로로 구현되고 높은 역률과 정출력 전압/전류의 특성을 가진다. 또한 제안한 컨버터는 오직 하나의 PWM 제어기 IC만을 주제어기로 이용하므로, 제어회로가 간단하고 구현이 용이하며 제작비용이 경제적인 장점을 가진다.

본 논문은 제안한 컨버터의 동작원리 및 동작원리에 근거한 설계예시, 그리고 설계된 각 회로파라미터에 의해 제작된 프로토타입의 실험결과와 본 논문의 결론 순으로 구성된다.

II. 제안한 컨버터의 동작원리

그림 2는 제안한 LED 구동 전력컨버터의 전력회로도 및 제어 개념도를 보인다. 제안한 컨버터는 그림 1의 2단 전력구조 LED 구동 전력컨버터의 PFC 부스트 컨버터단과 DC-DC 컨버터단으로써

의 플라이백 컨버터를 병합함으로써 단일 스위치로 동작하는 1단 전력구조 AC-DC 컨버터이다. 이 회로에서 변압기는 영전류 검출권선(ZCDW; Zero Current Detection Winding)을 포함하고 권선비가 $n=N_s/N_p$ 인 이상변압기 T 와 자화인덕턴스 L_m 으로 모델링된다.

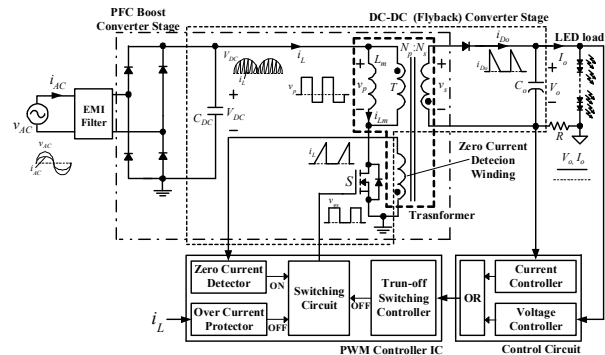


Fig 2. The power topology and control conceptual diagram of the proposed LED-driving power converter.

그림 2. 제안한 LED 구동 전력컨버터의 전력회로도 및 제어 개념도

전통적인 1단 전력구조 LED 구동 전력컨버터는 주로 연속도통모드나 불연속도통모드로 동작한다. 하지만 제안한 컨버터는 ZCDW를 이용하여 자화전류 i_{Lm} 이 0이 될 때 전력반도스위치 MOSFET S 를 턴오프하고 1차전류 $i_L (=i_{Lm})$ 이 스케일링된 정류전압 V_{DC} 의 피크치에 도달할 때 스위치 S 를 턴오프하는 임계도통모드(BCM; Boundary Conduction Mode)로 동작한다. 따라서 제안한 컨버터는 다른 부가적인 스너버회로가 없이 영전압스위칭이 가능하며 AC 입력전류의 낮은 THD 및 낮은 턴오프 스위칭 손실, 그리고 낮은 인덕터 피크전류에 따른 낮은 도통손실 등의 장점을 가진다[10]. 이를 위하여 제안한 컨버터는 주제어기로 부품시장에서 쉽게 구입할 수 있는 BCM 방식의 PWM 제어기 IC를 이용한다.

그림 3은 제안한 컨버터 주요부분의 이론적 동작파형을 AC 입력 전원주파수 스케일과 스위칭 주파수 스케일로 각각 나타낸 것이다. 제안한 컨버터의 동작 설명에 앞서, 설명의 편의를 위하여 다음과 같은 일반적인 가정을 한다.

- 회로의 각 소자는 이상적이다.
- 스위칭주파수 $f_s (=1/T_s)$ 는 전원주파수 $f_{AC} (=1/T_{AC})$

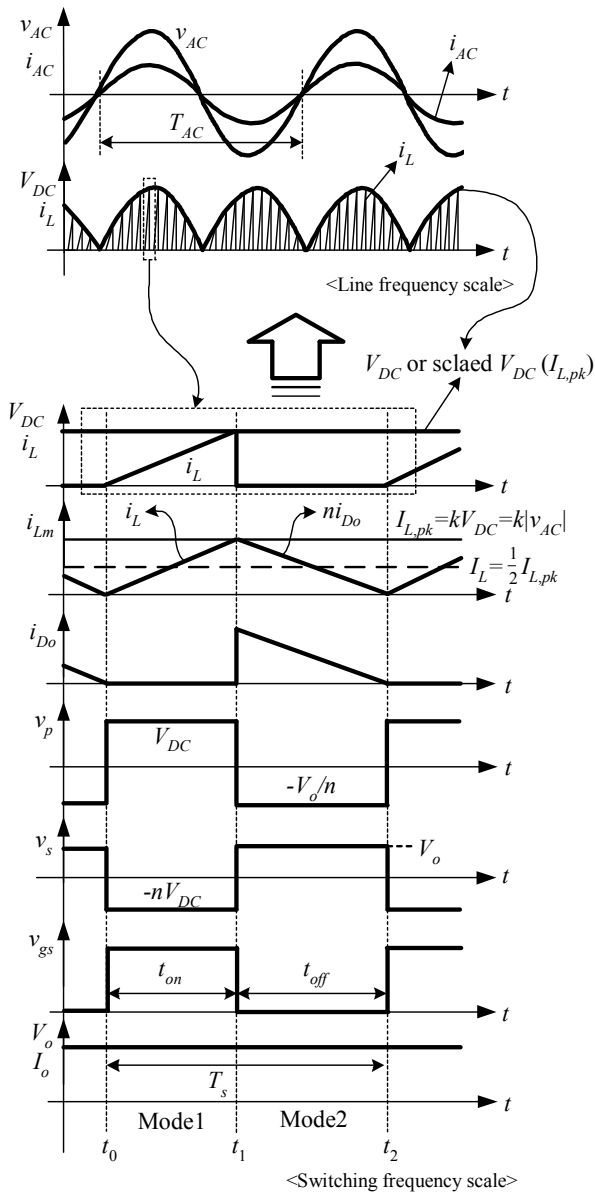


Fig 3. The theoretical operation waveforms of the main parts of proposed converter.

그림 3. 제안한 컨버터 주요부분의 이론적 동작파형

에 비해 매우 빠르므로($f_s \gg f_{AC}$), 정류전압 V_{DC} 는 각 스위칭주기 동안 정전압으로 간주한다.

- 출력커패시턴스 C_o 는 매우 커서 출력전압 V_o 는 상수값이다.

1. PFC 부스트 컨버터단의 동작

제안한 컨버터에서의 1차전류 i_L 의 피크값 $I_{L,pk}$ 는 앞의 가정에 의하여 다음과 같이 근사화가 가능하다.

$$I_{L,pk} \approx \frac{v_{DC}}{L_m} t_{on} = k|v_{AC}| = k|V_m \sin \omega t| \quad (1)$$

여기서 $t_{on}=t_1-t_0$ 은 자화인덕턴스 L_m 과 최저 AC 입력전압 및 최대 출력전력 $P_{o,max}$ 에 따라 결정하여 그림 2의 PWM 제어기 IC에 적용된 전력반도체스위치 MOSFET S의 상수 공칭(nominal) 턴온시간이고, 상수 k 는 t_{on}/L_m 이며($k=t_{on}/L_m$), $\omega=2\pi f_{AC}$ 는 정현파 AC 입력전압 $v_{AC}=V_m \sin \omega t$ 의 각주파수이다.

그러면 1차전류 i_L 의 평균전류 I_L 은 다음과 같이 계산된다.

$$I_L = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot \frac{1}{2} \cdot I_{L,pk} = \frac{1}{2} Dk|v_{AC}| \quad (2)$$

여기서 $D=t_{on}/T_s$ 와 T_s 는 각각 스위치 S의 공칭 턴온듀티와 스위칭주기이다. 그리고 스위치 S의 턴오프시간 t_{off} 는 그림 2에서 보는 바와 같이, 제어회로(Controller Circuit)의 출력에 따라 PWM 제어기 IC 내에 있는 턴오프 스위칭제어기(Turn-off Switching Controller)에 의해 결정된다. 제어회로의 전압/전류 제어기는 비례적분(PI; Proportional-Integral) 제어방식으로 동작하며, 이에 따라 제안한 컨버터는 가변 스위칭주파수 방식으로 동작한다.

그런데 일반적으로 PI 제어기는 정상상태에서 안정적이며 제어목표를 기준치에 반드시 수렴하게 하는 특성이 있다. 따라서 t_{off} 는 정상상태에서 거의 상수값이 되고 턴온 듀티 D 역시 상수값이므로, 스위칭주기 동안의 평균 1차전류 I_L 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_L = K|v_{AC}| \quad (3)$$

여기서 $K=Dk/2$ 는 거의 상수값이다.

그러므로 매스위칭주기 마다의 AC 입력전류 i_{AC} 는 AC 입력단의 EMI 필터와 폴브리지 다이오드의 동작에 의하여 다음과 같다.

$$i_{AC} = \begin{cases} I_L, & v_{AC} > 0 \\ -I_L, & v_{AC} < 0 \end{cases} \quad (4)$$

그리하여 AC 전원주파수 스케일에서의 AC 입력전류 i_{AC} 는 다음과 같이 표현된다.

$$i_{AC} = K v_{AC} = K V_m \sin \omega t \quad (5)$$

식 (5)로부터, AC 입력전류 i_{AC} 는 AC 입력전압 v_{AC} 와 위상이 같고 정현파이므로, 제안한 컨버터가 단위역률(PF=1)로 동작함을 알 수 있다.

2. DC-DC 컨버터단의 동작

그림 4는 AC 입력전압 v_{AC} 의 양(+)의 반주기 시 제안한 컨버터의 동작을 나타내는 각 모드별 등가 회로이다. 여기서 그림 2의 AC 입력단의 EMI 필터는 설명의 편의상 생략한다. 또한 정류전압 V_{DC} 는 AC 입력단의 풀브리지 다이오드의 동작에 의하여 v_{AC} 의 각 반주기에 대하여 각각 같은 전압이 되므로($V_{DC}=v_{AC}$), v_{AC} 의 음(-)의 반주기 시의 동작 설명은 생략한다.

그림 4에서, 양(+)의 AC 입력전압 v_{AC} 가 풀브리지 다이오드 입력단에 인가되어 해당 다이오드들이 각각 턴온되고, v_{AC} 는 정류전압 V_{DC} 와 같으며 ($v_{AC}=V_{DC}$) DC-링크 커패시터 C_{DC} 를 충전한다.

모드1($t_0 \sim t_1$): 시간 $t=t_0$ 에서 전력반도체스위치 MOSFET S가 구동신호 v_{gs} 에 의해 턴온되면, 이 때 스위치 S의 전압은 0이 되고 정류전압 V_{DC} 는 변압기 1차측의 자화인덕턴스 L_m 에 인가된다($v_p=V_{DC}$). 그러면 컨버터의 1차전류 i_L 은 자화인덕턴스 L_m 을 충전하며 흐르고 자화전류 i_{Lm} 과 같다($i_L=i_{Lm}$). 따라서 컨버터 1차전류 i_L 은 다음과 같이 주어진다.

$$v_{AC} = V_{DC} = v_p = V_m \sin \omega t = L_m \frac{di_L}{dt} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_L = i_{Lm} &= \frac{1}{L_m} \int_{t_0}^t V_m \sin \omega t dt \\ &= \frac{V_m}{\omega L_m} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\omega=2\pi f_{AC}$ 는 v_{AC} 의 각주파수이다.

따라서 시간 $t=t_1$ 에서 컨버터 1차전류 i_L 은 다음과 같은 피크전류 $I_{L,pk}$ 가 된다.

$$I_{L,pk} = \frac{2V_m}{\omega L_m} \sin \frac{\omega D T_s}{2} \sin \frac{\omega(t_0 + t_1)}{2} \quad (8)$$

모드1 동안 출력커패시터 C_o 는 에너지의 충전은 없이 LED 부하 쪽으로 방전만 한다. 시간 $t=t_1$ 에서 구동신호 v_{gs} 를 제거하여 스위치 S를 턴오프하면 모드1은 끝이 난다.

모드2($t_1 \sim t_2$): 시간 $t=t_1$ 에서 전력반도체스위치 MOSFET S가 턴오프되면, 컨버터 1차전류 i_L 은 0

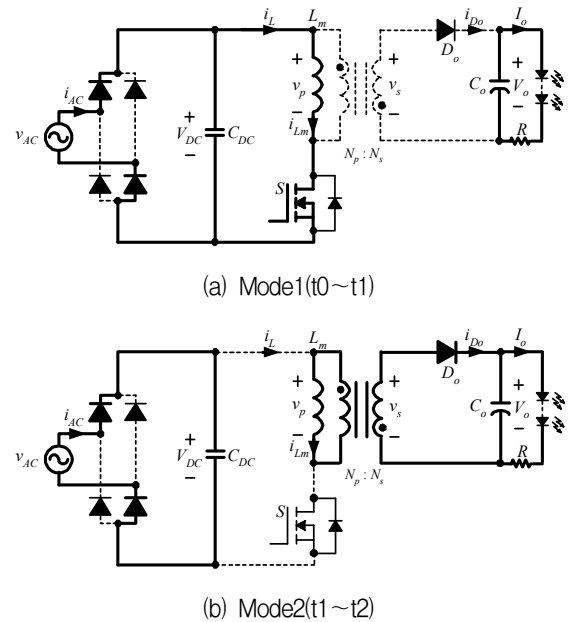


Fig. 4. The equivalent circuits of the operation mode of proposed converter on the positive (+) half period of AC input voltage.

그림 4. AC 입력전압의 양(+)의 반주기 시 제안한 컨버터의 동작모드별 등가회로

이 된다. 이 때 2차 출력다이오드 D_o 가 턴온되고 변압기 1차전압은 $v_p=-V_o/n$ 가 된다. 그러면 자화전류 i_{Lm} 은 선형적으로 감소하며 모드1에서 자화인덕턴스 L_m 에 충전된 에너지가 변압기 T를 통하여 컨버터의 2차측으로 전달된다. 이 때 자화전류 i_{Lm} 은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = -\frac{V_o}{nL_m} \quad (9)$$

$$i_{Lm} = \frac{1}{L_m} \int_{t_1}^t \left(-\frac{V_o}{n}\right) dt = -\frac{V_o}{nL_m} (t-t_1) + I_{L,pk} \quad (10)$$

시간 $t=t_2$ 에서 스위치 S가 턴오프되면, 모드2가 종료되고 제안한 컨버터의 동작은 모드1로부터 다시 반복된다. 모드2에서의 AC 입력전류 i_{AC} 는 DC-링크 커패시터의 충전전류로만 흐르고 모드1에 비해서 매우 미미하다.

III. 제안한 컨버터의 설계예시

제안한 컨버터의 성능 입증을 위한 프로토타입을 다음과 같은 사양으로 설계한다.

- AC 입력전압 : $v_{AC}=85\sim 265V_{AC}/60\text{Hz}$
- 최대 출력전력 : $P_{o,max}=30\text{W}(V_o=40V_{DC} / I_{o,max}=750\text{mA}_{DC})$
- 최소 AC 입력전압에서의 공칭 최소 스위칭 주파수 : $f_{s,min}=50\text{kHz}$
- 최대 출력전류에서의 공칭 턴온 듀티 : $D_{nom}=0.45$

II 절의 가정에 의하여, 한 스위칭주기 동안의 AC 입력전류 i_{AC} 는 상수값으로 간주할 수 있다. 따라서 AC 입력전류의 최대치 $I_{AC,max}$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$I_{AC,max} = \frac{\sqrt{2}P_{o,max}}{\eta v_{AC,min}} = 587\text{mA} \quad (11)$$

여기서 η 는 설계효율로써 본 설계에서는 85%로 둔다($\eta=0.85$). 그리고 최대 스위칭전류 $I_{L,max}$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$I_{AC,max} = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{I_{L,max}}{DT_s} t dt = \frac{D}{2} I_{L,max} \quad (12)$$

$$I_{L,max} = \frac{2}{D} I_{AC,max} = 2.61\text{A} \quad (13)$$

여기서 D 는 최대 출력전류 시의 턴온듀티로써, 공칭 턴온듀티로 둔다($D=D_{nom}=0.45$).

자화인덕턴스 L_m 은 식 (12)와 (13)으로부터 다음과 같이 계산된다.

$$L_m \geq \frac{D^2 \sqrt{2} v_{AC,min}}{2 I_{AC,max} f_{s,min}} \cong 415 \mu\text{H} \quad (14)$$

그리하여 자화인덕턴스 L_m 을 $415\mu\text{H}$ 로 선정한다. 변압기의 1차권선수 N_p 는 물리적 인덕턴스 식에 의해 다음과 같이 계산된다.

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m}{\mu_m}} \quad (15)$$

여기서 μ_m 은 변압기 코어의 릴럭턴스의 역수인 투자율이며 본 설계에서 이용하는 변압기 코어의 투자율인 $\mu_m=240\text{nH}/\text{T}^2$ 으로 둔다. 그리하여 변압기의 1차권선수를 $N_p=42\text{T}$ 으로 선정한다. 또한 변압기의 2차권선수 N_s 는 플라이백 컨버터의 전압전달비 식을 이용하여 다음과 같이 계산한다.

$$N_s = \frac{N_p V_o (1-D)}{D \sqrt{2} v_{AC,min}} \cong 17.1\text{T} \quad (16)$$

따라서 2차권선수를 $N_s=18\text{T}$ 로 선정한다. 스위치 S 의 최대 내압 $V_{ds,max}$ 는 플라이백 컨버터의 동작에 의하여 다음과 같이 계산된다.

$$V_{ds,max} = n V_o + \sqrt{2} v_{AC,max} = 473\text{V} \quad (17)$$

그러므로 스위치 S 를 600V/12A급의 상용 전력 반도체스위치 MOSFET으로 정한다.

2차 출력다이오드 D_o 는 플라이백 컨버터의 동작에 따른 역전압 V_R 과 순방향 피크전류 $I_{f,pk}$ 에 의해 다음과 같이 정해진다.

$$V_R = V_o + \frac{\sqrt{2} v_{AC,max}}{n} \cong 191.7\text{V} \quad (18)$$

$$I_{f,pk} = \frac{2}{1-D} I_o \cong 2.73\text{A} \quad (19)$$

따라서 D_o 를 400V/10A급의 상용 다이오드로 정한다.

IV. 실험결과

본 절에서는 제안한 컨버터의 성능을 입증하기 위하여, III절에서 선정한 각 회로파라미터에 의하여 프로토타입을 제작하고 정격조건에서 실험한 결과를 제시한다.

그림 5는 AC 전원주파수 스케일에서 제안한 컨버터의 정류전압과 스위치 전압의 실험파형을 보인다. 이 파형에서 제안한 컨버터의 전력반도체 스위치 MOSFET S 가 적용된 PWM 제어기 IC에 의해 정류전압 V_{DC} 를 정확하게 모듈레이션함을 확인할 수 있다.

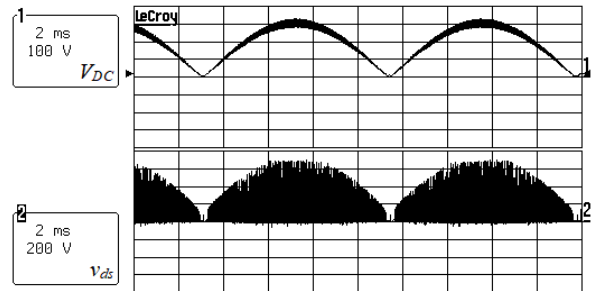


Fig. 5. The experimental waveforms of the rectified voltage V_{DC} and switch voltage v_{ds} of the proposed converter at the AC line frequency scale.

그림 5. AC 전원주파수 스케일에서 제안한 컨버터의 정류전압 V_{dc} 와 스위치 전압 v_{ds} 의 실험파형

그림 6은 스위칭주파수 스케일에서의 제안한 컨버터의 1차전압과 스위치전압, 그리고 PWM 제어기 IC의 PWM 출력신호(스위치 구동신호) 및 1차전류의 실험파형을 보인다. 이 파형으로부터 제안한 컨버터가 적용된 PWM 제어기 IC에 의해 정확히 제어되고 양호하게 동작함을 확인할 수 있다.

그림 7은 제안한 컨버터의 AC 입력단의 전압과 전류, 그리고 DC 출력단의 전압과 전류의 실험파형을 각각 보인다. 이 파형에서 제안한 컨버터가 거의 단위역률(PF ≈ 1)로 동작하고 있음을 확인할 수 있으며, 제안한 컨버터가 LED의 일정한 밝기 유지를 위해 출력전압과 전류를 양호하게 제어함을 확인할 수 있다.

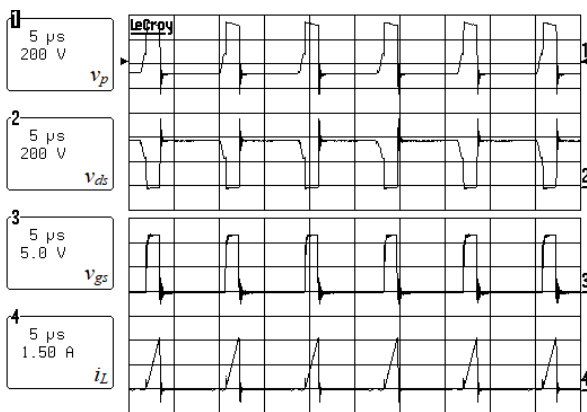


Fig. 6. The experimental waveforms of the primary voltage v_p , switch voltage v_{ds} , primary current i_L and PWM output signal v_{gs} of PWM drive IC at the switching frequency scale.

그림 6. 스위칭주파수 스케일에서의 제안한 컨버터의 1차전압 v_p 와 스위치전압 v_{ds} 및 1차전류 i_L 그리고 PWM 제어기 IC의 PWM 출력신호 v_{gs} 의 실험파형

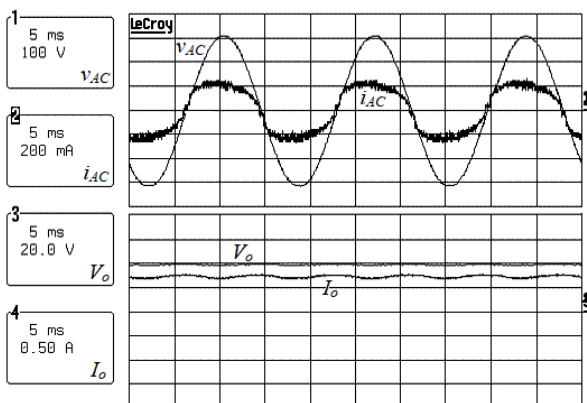
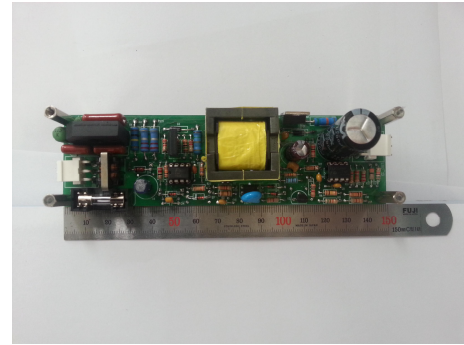


Fig. 7. The experimental waveforms of the AC input voltage v_{AC} and current i_{AC} and the DC output voltage V_o and current I_o of the proposed converter.

그림 7. 제안한 컨버터의 AC 입력단의 전압 v_{AC} 와 전류 i_{AC} , 그리고 DC 출력단의 전압 V_o 와 전류 I_o

그림 5~7로부터 제안한 컨버터의 각 실험파형이 그림 3의 이론적 동작파형과 거의 일치하므로, 본 논문의 이론적 해석과 프로토타입의 설계가 타당하고 제안한 컨버터가 LED 구동 전력컨버터로써 양호하게 동작함을 확인할 수 있다.



(a) Actual appearance



(b) Operating appearance

Fig. 8. The pictures of a prototype of the proposed converter.

그림 8. 제안한 컨버터 프로토타입의 사진

또한 그림 8은 제안한 컨버터의 프로토타입의 실물(a)과 동작모습(b)을 보이는 사진이다. 이 사진으로부터 제안한 컨버터의 인쇄회로기판(PCB)이 실제 판매용 제품의 적합한 크기로 잘 설계되어 제작되었으며 제안한 컨버터가 양호하게 잘 동작함을 실제 동작모습으로도 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 높은 역률을 가지는 단순 구조 LED 구동 전력컨버터가 제안되었다. 제안한 컨버터는 PFC 부스트 컨버터단과 DC-DC 플라이백 컨버터단을 병합한 1단 전력구조를 이용하여 전력회로 구조를 간략히 하였다. 제안한 컨버터는 BCM 제어기법에 의해 제어된다. 제안한 컨버터는 LED

조명장치 드라이브용으로써 효과적이며, 이를 본 논문의 실험결과를 통하여 입증하였다. 제안한 컨버터의 프로토타입의 효율과 역률은 정격조건에서 설계치에 거의 근사하게 각각 84%와 0.99를 나타내었다.

References

- [1] H. -J. Chiu and H. -M. Huang, etc, "An Improved Single-Stage Flyback PFC Converter for High-Luminance Lighting LED Lamps," *International Journal of Circuit Theory and Application*, vol.36, pp.305-201, 2008. DOI:10.1002/cta.404
- [2] Z. Ye, F. Greenfeld, and Z. Liang, "Single-Stage Offline SEPIC Converter with Power Factor Correction to Drive High Brightness LEDs," in *Proceeding of the IEEE APEC'09*, pp.546-553, 2009. DOI:10.1109/APEC.2009.4802711
- [3] D. Gacio, J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. Garcia and M. Rico-Secades, "A Universal-Input Single-Stage High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-Flyback Converter," in *Proceeding of the IEEE APEC'09*, pp.570-576, 2009. DOI: 10.1109/TIE.2010.2046578
- [4] K. Yao, M. Xu, X. Ruan and L. Gu, "Boost-Flyback Single-Stage PFC Converter with Large DC Bus Voltage Ripple," in *Proceedings of the IEEE APEC'09*, pp.1867-1871, 15-19 2009. DOI:10.1109/APEC.2009.4802925
- [5] L. Gu, X. Ruan, M. Xu, and K. Yao, "Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.24, no.5, pp.1199-1408, 2009. DOI:10.1109/TPEL.2009.2016662
- [6] H.-J. Chiu, Y.-K. Lo, J.-T. Chen, S.-J. Chang, C.-Y. Lin, and S.-C. Mou, "A High Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol.57, pp.735-743, 2010. DOI:10.1109/TIE.2009.2027251
- [7] M. Madigan, R. Erickson, and E. Ismail, "Integrated High Quality Rectifier-Regulators," in

Proceeding of the PESC'92, pp.1043-1051, 1992. DOI:10.1109/41.778229

[8] K. Schenk and S. Cuk, "A Single-Switch Single-Stage Active Power Factor Corrector with High Quality Input and Output," in *Proceeding of the IEEE PESC'97*, pp.385-391, 1997. DOI:10.1109/PESC.1997.616753

[9] W. Yu, J. -S. Lai, and G. Lisi, etc., "High Efficiency DC-DC Converter with Twin-Bus for Dimmable LED Lighting," in *Proceeding of the 2010 IEEE ECCE*, pp.457-462, 2010. DOI:10.1109/TPEL.2011.2104368

[10] K. H. Liu and Y. L. Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters," in *Proceeding of the IEEE PESC'89*, pp.825-829, 1989. DOI:10.1109/PESC.1989.48565

BIOGRAPHY

Gang-Youl Jeong (Member)



1997 : BS degree in Electrical Engineering, Yeungnam University.
1999 : MS degree in Electronic & Electrical Engineering, POSTECH.
2002 : PhD degree in Electronic & Electrical Engineering, POSTECH

2003~Present : Professor in Dept. of Electronic Information Engineering, Soonchunhyang University.