



고효율 고역률 LED 조명장치용 전원공급장치

정 강 루*

High Efficiency and High Power-Factor Power Supply for LED Lighting Equipment

Gang-Youl Jeong*

본 연구는 순천향대학교 학술연구비 지원으로 수행하였음.

요 약

본 논문에서는 고효율 고역률 LED 조명장치용 전원공급장치를 제안한다. 제안한 전원공급장치는 풀브리지 다이오드 정류기와 플라이백 컨버터로 구성된 단일단 전력구조이며, 이에 따라 하나의 제어 IC와 하나의 전력반도체스위치만을 사용하여 역률개선과 출력전압조정을 동시에 수행한다. 또한 제안한 전원공급장치는 회생 스너버를 이용하여 주스위치의 전압스트레스와 스위칭손실을 감소시키며, 동기정류기를 이용하여 시스템 효율을 향상한다. 적용된 동기정류기는 새로운 전압구동형이며 동작과 구성이 간단하다. 본 논문에서는 역률개선부와 주전력변환부의 동작분석을 통하여 제안한 전원공급장치의 동작원리를 설명하고 동기정류기의 동작에 관하여 간략하게 설명한다. 또한 40W급 프로토타입 전력회로의 설계예시를 제시하며, 설계된 회로파라미터들에 의해 제작된 프로토타입의 실험 결과를 통하여 제안한 전원공급장치의 동작특성을 입증한다.

Abstract

This paper presents the high efficiency and high power-factor power supply for LED lighting equipment. The proposed power supply is the single-stage power structure consisted of the full-bridge diode rectifier and flyback converter, and thus the power-factor correction and output voltage regulation are performed simultaneously using only one controller IC and one power semiconductor switch. Furthermore, the proposed power supply reduces the voltage stress and switching loss of main switch using the regenerative snubber, and it improves the system efficiency using the synchronous rectifier. The applied synchronous rectifier is the new voltage-driven type and its operation and construction are simple. In this paper, the operation principle of proposed power supply is explained through the operation analyses of its power-factor correction and main power conversion parts and the operation of synchronous rectifier is described, briefly. Also, a design example of the power circuit of 40W-class prototype is shown and the operation characteristics of proposed power supply are validated through the experimental results of the implemented prototype by the designed circuit parameter.

Keywords

power supply, LED light equipment, single-stage power structure, regenerative snubber, synchronous rectifier

* 순천향대학교 전자정보공학과 교수
- ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-8033-1894>

• Received: Aug. 27, 2018, Revised: Sep. 18, 2018, Accepted: Sep. 21, 2018
• Corresponding Author: Gang-Youl Jeong
Dept. of Electronic Information Engineering, Soonchunhyang University
22 Soonchunhyang-ro, Shinchang-myun, Asan-si, Choongnam-do, Korea
Tel.: +82-41-530-1337, Email: gangyoul@sch.ac.kr

I. 서 론

발광다이오드(LED, Light Emitting Diode)는 다른 전통적인 전기광원들에 비하여 높은 광효율, 환경친화성 및 낮은 유지비용 등의 장점이 있다[1]-[3]. 그래서 LED는 최근 들어 많은 산업현장에서 새로운 대체광원이 되어가고 있으며 오프라인 조명장치 응용에서도 점점 더 많이 활용되고 있다[4][5].

LED 조명장치용 전원공급장치는 통상적으로 풀브리지 다이오드 정류기와 DC-링크 커패시터 및 고주파 DC-DC 컨버터로 이루어지는 AC-DC 컨버터이다. 그러나 이러한 전통적인 전원공급장치는 DC-링크 커패시터의 전압이 정류된 라인전압보다 낮을 때에만 AC 라인으로부터 전력을 공급 받기 때문에, AC 라인 입력전류가 왜곡되며 결과적으로 역률이 낮아지는 단점이 생긴다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위하여 다양한 역률개선(PFC, Power-Factor Correction) AC-DC 컨버터가 제안되었다[6][7].

PFC AC-DC 컨버터는 2단 또는 단일단 전력구조로 구현된다. 2단 전력구조는 PFC 회로와 고주파 DC-DC 컨버터가 별도로 각기 구성되므로 각각의 스위치와 제어회로를 가진다. 그래서 전력손실과 제조비용이 증가하고 시스템효율도 낮다[8]. 그러나 이에 비해 단일단 전력구조는 2단 전력구조의 스위치들과 제어회로들을 각각 공유하여 하나씩만 이용함으로써 2단 전력구조의 단점을 극복한다[9]-[12]. 하지만 기존의 단일단 AC-DC 컨버터는 다음과 같은 단점을 가진다. 1) 2단 전력구조와 유사하게 큰 용량의 DC-링크 전해커패시터와 PFC 동작을 위한 별도의 부스트 인덕터를 필요로 한다. 2) 주스위치의 높은 전압스트레스와 큰 스위칭 손실을 가진다.

한편 최근 산업계의 조명장치 응용에서는, 조명장치가 점차로 고성능화, 고효율화 되면서 전원공급장치의 DC 출력부의 도통손실 문제가 시스템의 전체 효율 측면에서 중요한 문제로 부상하고 있다. 이 문제는 DC 출력부에 주로 도통저항이 큰 다이오드 정류기를 사용함으로써 발생하는 것이다[13]. 따라서 다이오드 정류기의 이러한 손실문제를 해결하기 위하여, 다이오드 보다 도통저항이 훨씬 작은 전력반도체스위치 MOSFET을 사용하는 동기정류기가

제안되었다. 그러나 동기정류기는 MOSFET을 이용하므로 다이오드 정류기와는 달리 구동회로를 반드시 필요로 하는데, 이를 위해 기존에는 전압구동방식, 전류구동방식 또는 전용 구동 IC칩 등에 의하여 구동회로를 구성하였다[14]-[16]. 하지만 기존 방식의 구동회로들은 그 구조가 복잡하여 설계가 어렵거나 제조비용이 많이 소요되는 등의 단점이 있다.

이러한 단점들을 극복하기 위하여, 본 논문에서는 새로운 고효율 고역률 LED 조명장치용 전원공급장치를 제안한다. 제안한 전원공급장치는 단일단 전력구조를 가지므로 한 개의 전력반도체 스위치와 한 개의 제어기 IC만을 이용하여 역률을 개선하며 동시에 출력전압도 조정한다. 또한 제안한 전원공급장치는 회생스너버(Regenerative Snubber)를 이용하여 주스위치의 전압스트레스를 완화함으로써 스위칭손실을 감소시키고, 동기정류기를 이용하여 2차측 정류기의 도통손실을 감소시킴으로써 전원공급장치의 효율을 향상시킨다. 적용된 동기정류기는 새로운 전압구동 방식으로 동작하며 그 구성과 동작이 간단한 장점을 가진다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2절에서는 제안한 전원공급장치의 역률개선부와 주전력변환부의 동작분석을 통하여 동작원리를 설명하고, 3절에서는 새로운 전압구동형 동기정류기의 동작방식을 설명한다. 또한 4절에서는 제안한 전원공급장치의 전력회로의 설계예시를 제시하고, 5절에서는 선정된 회로파라미터들에 의해 제작된 프로토타입의 실험결과들을 통하여 제안한 전원공급장치의 동작특성을 입증한다. 마지막 6절에서는 결론을 기술한다.

II. 제안한 전원공급장치의 동작 원리

그림 1은 제안한 고효율 고역률 LED 조명장치용 전원공급장치의 전력회로도이다. 제안한 전원공급장치는 풀브리지 다이오드 정류기와 플라이백 컨버터로 이루어진 단일단 전력구조이다. 그러나 입력단에는 기존 단일단 AC-DC 컨버터에 있던 큰 용량의 DC-링크 전해커패시터와 부스트 인덕터가 없으며, 2차측에는 효율 향상을 위하여 동기정류기를 적용한 구조이다.

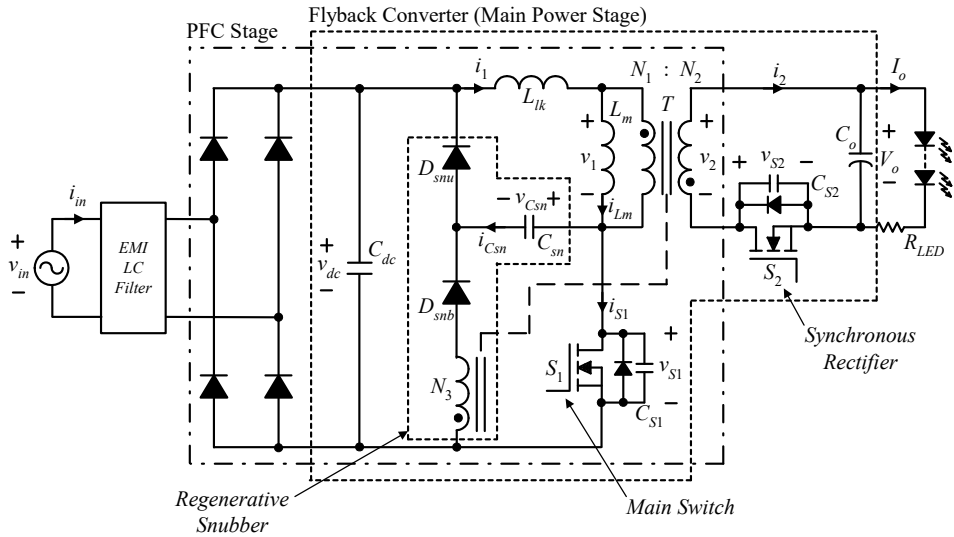


그림 1. 제안한 LED 조명장치용 전원공급장치의 전력회로도
 Fig. 1. Power circuit diagram of proposed power supply for LED light equipment

2.1 역률개선 동작

그림 2는 제안한 전원공급장치의 1차측 주요부의 전압과 전류를 다음과 같은 정현파 AC 입력 라인 전압 v_{in} 의 라인주파수 스케일로 나타낸 개념파형이다.

$$v_{in} = \sqrt{2} V \sin \omega t \tag{1}$$

여기서 V 와 $\omega = 2\pi f$ 는 각각 v_{in} 의 실효치와 각주 파수이다. 그러므로 정류전압 v_{dc} 는 풀브리지 다이 오드 정류기의 동작에 의해 다음과 같다.

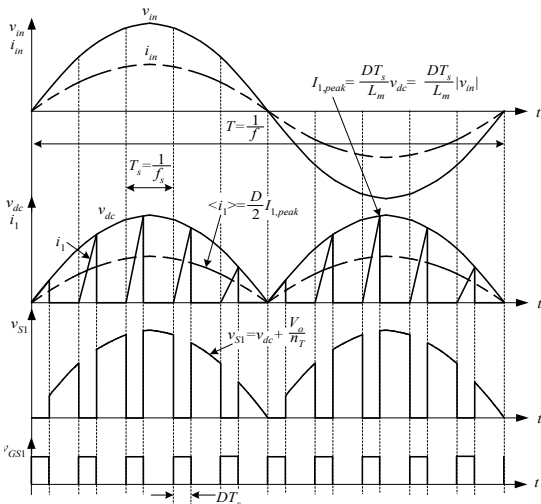


그림 2. 제안한 전원공급장치 1차측 주요부의 전압과 전류의 개념파형

Fig. 2. Conceptual waveform of the voltages and currents of primary key parts of proposed power supply

$$v_{dc} = |v_{in}| = \sqrt{2} V |\sin \omega t| \tag{2}$$

그런데 제안한 전원공급장치의 스위칭주파수 f_s ($=1/T_s$)는 라인주파수 f 에 비해 매우 빠르므로($f_s \gg f$), 한 스위칭주기 동안 정류전압 v_{dc} 는 정전압으로 간주할 수 있다. 따라서 플라이백 컨버터 동작에 의한 1차전류 i_1 의 평균치 $\langle i_1 \rangle$ 은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \langle i_1 \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1 dt \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \frac{v_{dc}}{L_m} t dt \\ &= \frac{D^2 T_s}{2L_m} v_{dc} \end{aligned} \tag{3}$$

여기서 DT_s 는 1차측 주 스위치 S_1 의 턴온시간이다. 따라서 AC 라인 입력전류 i_{in} 은 AC 입력단의

EMI LC 필터의 동작에 의하여 다음과 같이 주어진다.

$$i_{in} = \frac{D^2 T_s}{\sqrt{2} L_m} V \sin \omega t \quad (4)$$

그러면 유효 입력전력 P_{in} 은 다음과 같이 계산된다.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{in} i_{in} d\omega t = \frac{D^2 V^2}{2L_m} T_s \quad (5)$$

그러므로 제안한 전원공급장치는 식 (1), (4), (5)로부터, 역률의 정의에 의하여, 다음과 같은 단위역률(PF=1)의 고역률 전원공급장치임을 알 수 있다.

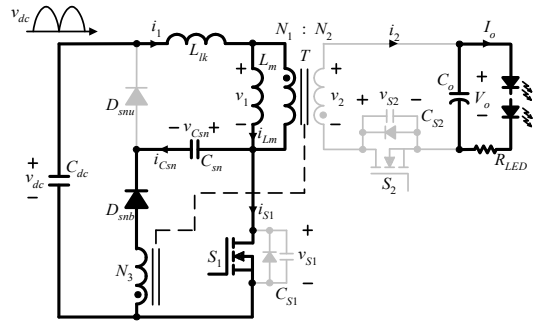
$$PF = \frac{P_{in}}{VI} = \frac{\frac{D^2 V^2}{2L_m} T_s}{V \cdot \frac{D^2 T_s}{2L_m} V} = 1 \quad (6)$$

여기서 I 는 AC 입력 라인전류의 실효치이다.

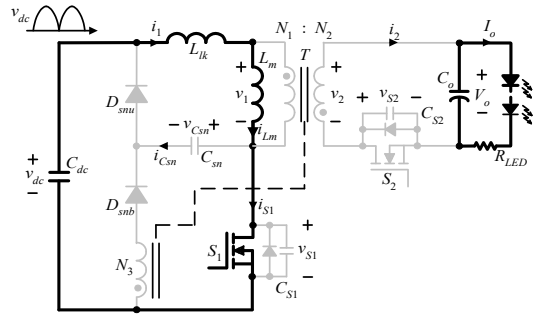
2.2 주전력변환부의 동작모드 분석

그림 1에서 보듯이, 제안한 전원공급장치의 주전력변환부는 플라이백 컨버터이다. 이 회로에서 변압기는 1차권선 N_1 과 2차권선 N_2 로 이루어진 이상 변압기 T 와 자화인덕턴스 L_m , 누설인덕턴스 L_{lk} ($L_m \gg L_{lk}$) 및 회생스너버용 보조권선 N_3 로 모델링된다. 또한 회생스너버는 무손실 소자들로만 간단하게 구성되고, 동기정류기는 도통손실이 작은 전력 반도체스위치 MOSFET을 이용한다. 해석의 편의상, 각 MOSFET은 기생커패시턴스와 기생다이오드를 제외하고는 이상적이며, 출력커패시턴스 C_o 는 전압리플을 무시할 수 있을 만큼 충분히 크다고 가정한다.

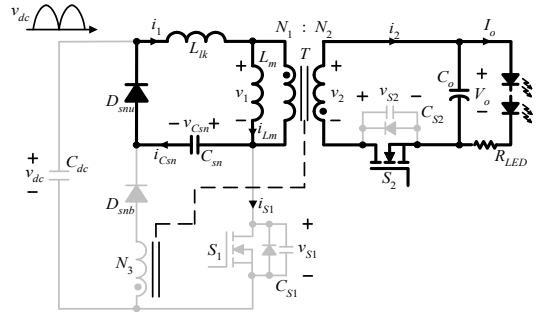
제안한 전원공급장치의 플라이백 컨버터의 동작은 정상상태의 한 스위칭주기 동안 5개의 동작모드로 구분된다. 그림 3은 각 동작모드의 등가회로이다. 여기서 짙은 부분과 옅은 부분은 각 모드에서의 전류 도통 부분과 전류 미도통 부분을 각각 나타낸다.



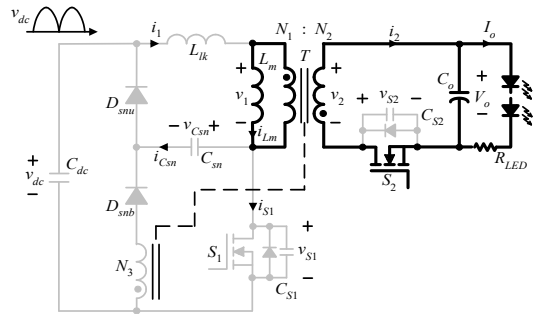
(a) 모드 1($t_1 \sim t_2$)
(a) Mode 1 ($t_1 \sim t_2$)



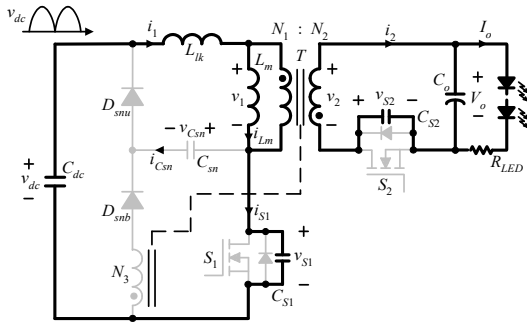
(b) 모드 2($t_2 \sim t_3$)
(b) Mode 2 ($t_2 \sim t_3$)



(c) 모드 3($t_3 \sim t_4$)
(c) Mode 3 ($t_3 \sim t_4$)



(d) 모드 4($t_4 \sim t_5$)
(d) Mode 4 ($t_4 \sim t_5$)



(e) 모드 5($t_5 \sim t_6$)

(e) Mode 5 ($t_5 \sim t_6$)

그림 3. 각 동작 모드의 등가회로

Fig. 3. Equivalent circuits of each operation mode

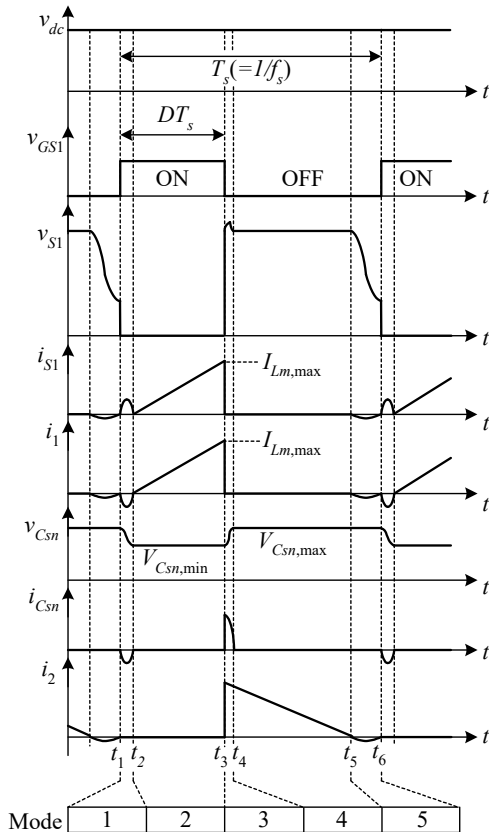


그림 4. 플라이백 컨버터 주요부분의 한 스위칭주기 동안의 이론적인 동작파형

Fig. 4. Theoretical waveforms of the key parts of flyback converter

그림 4는 플라이백 컨버터 주요 부분의 이론적인 동작파형이다.

모드 1이 시작되기 직전, 스위치전류 i_{S1} 은 0이며, 회생스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 은 최대치 $v_{Csn} = V_{Csn, \max}$ 로 충전되어 있다고 가정한다.

모드 1($t_1 \sim t_2$): 시간 $t=t_1$ 에서 구동신호 v_{GS1} 에 의하여 전력반도체스위치 MOSFET S_1 이 턴온되면, 스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 에 의해 스너버 다이오드 D_{snb} 가 턴온된다. 그러면 스너버 커패시터 C_{sn} 에 충전된 에너지가 다음과 같은 전압 v_{Csn} 과 전류 i_{Csn} 으로 변압기의 보조권선 N_3 와 1차권선 N_1 을 통하여 정류전압 v_{dc} 로 회생된다.

$$v_{Csn} = n_{sn}v_{dc} - (n_{sn}v_{dc} - V_{Csn, \max}) \cdot \cos \omega_1(t - t_1) \quad (7)$$

$$i_{Csn} = \frac{1}{n_{sn} \sqrt{L_{lk}/C_{sn}}} (n_{sn}v_{dc} - V_{Csn, \max}) \cdot \sin \omega_1(t - t_1) \quad (8)$$

여기서 $n_{sn} = N_3/N_1$ 이고, $\omega_1 = (n_{sn} \sqrt{L_{lk}C_{sn}})^{-1}$ 은 모드 1의 공진각주파수이다. 시간 $t=t_2$ 에서 커패시터 전류 i_{Csn} 이 0이 되어 다이오드 D_{snb} 가 턴오프되고, 커패시터 전압 v_{Csn} 은 최소값 $v_{Csn} = V_{Csn, \min}$ 이 되며, 이 때 모드 1은 종료된다.

모드 2($t_2 \sim t_3$): 시간 $t=t_2$ 에서 정류전압 v_{dc} 가 1차측 직렬인덕턴스 $L_m + L_{lk}$ 에 인가되어 다음과 같은 1차전류 i_1 으로 인덕턴스 L_m 과 L_{lk} 에 에너지를 각각 충전한다.

$$i_1 = i_{Lm} = \frac{v_{dc}}{L_m + L_{lk}}(t - t_2) \quad (9)$$

이 모드 동안 스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 은 최소값 $v_{Csn} = V_{Csn, \min}$ 을 유지한다. 그리하여 모드 2는 시간 $t=t_3$ 에서 자화전류 i_{Lm} 이 최대치 $i_{Lm} = i_{Lm, \max}$ 가 되고 구동신호 v_{GS1} 을 제거하여 스위치 S_1 이 턴오프되면 끝이 난다.

모드 3 ($t_3 \sim t_4$): 시간 $t=t_3$ 에서 구동신호 v_{GS1} 을 제거함으로써 1차측 MOSFET 스위치 S_1 이 턴오프된다. 그러면 모드 2에서 누설인덕턴스 L_{lk} 에 저장된 에너지로 인하여 스너버 다이오드 D_{smu} 가 턴온되며, 스너버 커패시터 전류 i_{Csn} 이 다음과 같이 흐른다.

$$i_{Csn} = I_{Lm,max} \cos \omega_3 (t - t_3) + \sqrt{\frac{C_{sn}}{L_{lk}}} \cdot \left(\frac{V_o}{n_T} - V_{Csn,min} \right) \sin \omega_3 (t - t_3) \quad (10)$$

여기서 $n_T = N_2 / N_1$ 이고, $\omega_3 = \sqrt{L_{lk} C_{sn}^{-1}}$ 는 모드 3의 공진각주파수이다. 그리하여 L_{lk} 의 에너지는 스너버 커패시터 C_{sn} 에 흡수되므로 스위치 S_1 의 전압스트레스가 제한되고 완화된다.

또한 이 때 2차측의 동기정류기 MOSFET 스위치 S_2 가 턴온되어 2차전류 i_2 를 흘리므로, 자화인덕턴스 L_m 에 충전된 에너지가 2차측으로 전달되기 시작한다. 이 때 변압기 1차전압은 $v_1 = V_o / n_T$ 로 클램프되고 자화전류 i_{Lm} 은 다음과 같이 흐른다.

$$i_{Lm} = I_{Lm,max} - \frac{V_o}{n_T L_m} (t - t_3) \quad (11)$$

시간 $t=t_4$ 에서 스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 은 다음과 같은 최대치 $v_{Cn} = V_{Csn,max}$ 가 되며, 커패시터 전류 i_{Csn} 이 0이 되어 다이오드 D_{smu} 는 턴오프되면서 모드 3은 종료된다.

$$v_{Csn}(t_4) = V_{Csn,max} = V_{Csn,min} + \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_{sn}}} I_{Lm,max} \quad (12)$$

모드 4 ($t_4 \sim t_5$): 이 모드 동안 자화인덕턴스 L_m 에 충전된 에너지는 변압기 2차측으로 계속 전달되고, 변압기 1차전압 v_1 역시 $v_1 = V_o / n_T$ 로 계속 클램프되며, 자화전류 i_{Lm} 은 다음과 같이 흐른다.

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t_4) - \frac{V_o}{n_T L_m} (t - t_4) \quad (13)$$

여기서 $i_{Lm}(t_4)$ 는 식 (11)에 의해 주어지는 시간 $t=t_4$ 에서의 자화전류이다.

이 모드 동안 스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 은 최대치 $v_{Csn} = V_{Csn,max}$ 를 계속 유지한다. 시간 $t=t_5$ 에서 자화전류 i_{Lm} 과 2차전류 i_{S2} 가 0이 되고 동기정류기 MOSFET 스위치 S_2 가 턴오프되면 모드 4는 끝난다.

모드 5 ($t_5 \sim t_6$): 시간 $t=t_5$ 에서 누설인덕턴스 L_{lk} 와 등가 합성커패턴스($=C_{S1} \parallel n_T^2 C_{S2}$)가 공진하기 시작하고, 이 모드에서 1차측 MOSFET 스위치 S_1 의 전압 v_{S1} 은 다음과 같이 주어진다.

$$v_{S1} = v_{dc} + \frac{V_o}{n_T} \cos \omega_5 (t - t_5) \quad (14)$$

여기서 $\omega_5 = \sqrt{L_{lk} (C_{S1} \parallel n_T^2 C_{S2})^{-1}}$ 는 이 모드의 공진각주파수이다. 이 모드 동안, 스위치 전압 v_{S1} 은 감소하고 종료 시점인 시간 $t=t_6$ 에서 최소 전압 $v_{S1} = v_{dc} - V_o / n_T$ 가 된다. 따라서 스위칭손실 역시 감소한다.

이 후, 스위치 S_1 이 턴온되면 모드 1이 다시 시작되고, 이상과 같은 스위칭주기가 반복된다.

III. 새로운 전압구동형 동기정류기

제안한 전원공급장치는 2차측 DC 출력부의 도통손실을 감소시키기 위하여 도통저항이 큰 다이오드 대신 전력반도체스위치 MOSFET에 의한 동기정류기를 이용한다. 그러나 동기정류기는 MOSFET의 구동을 위한 구동회로를 반드시 필요로 한다.

그림 5는 제안한 전원공급장치의 2차측에 적용된 새로운 전압구동형 동기정류기의 구동회로도이다. 구동회로는 푸쉬풀 회로를 이용하는 간단한 형태이다. 여기서 저항 R_{det} 와 다이오드 D_{det} 및 저항 R_{pulse} 는 변압기 2차권선에 유기되는 전압의 레벨

과 극성을 검출하여 동기정류기의 동기신호를 발생하는 역할을 한다. 또한 트랜지스터 Q_{on} 과 Q_{off} 는 동기신호에 따라 각각 턴온, 턴오프함으로써 동기정류기 MOSFET S_2 를 구동하는 역할을 한다. R_{drive} 는 구동전류를 제한하는 저항이고, R_b 는 트랜지스터의 베이스 저항이며, R_{GS2} 는 S_2 의 게이트 저항이다. 동기정류기의 구동전압으로는 출력전압 V_o 를 이용한다.

그림 6은 적용된 동기정류기 구동회로의 정상상태 동작을 나타낸 것이다. 그림 6(a)는 동기정류기의 이론적 동작파형이고, 그림 6(b)와 (c)는 각각 동기정류기의 턴온과 턴오프 모드의 동작회로도이다. 그런데 동기정류기 스위치 S_2 의 턴오프 시의 과도기적 상태는 동기정류기의 전체 동작에서 그 효과가 미미하므로, 본 설명에서는 편의상 생략한다.

그림 6(b)의 동기정류기의 턴온 모드에서는, 변압기 2차권선의 전압레벨 v_2 가 양(+)이 되면 다이오드 D_{det} 가 턴온되므로, 직렬접속점 SYN에 높은 레벨의 동기신호가 발생하여 트랜지스터 Q_{on} 이 턴온되고 트랜지스터 Q_{off} 는 턴오프된다. 그러면 게이트 충전전류가 Q_{on} 을 통하여 구동전압 V_o 로부터 저항 R_{drive} 와 R_{GS2} 를 거쳐 흘러 MOSFET S_2 의 게이트를 MOSFET 문턱전압(Threshold Voltage) 이상으로 충전함으로써 S_2 가 턴온된다.

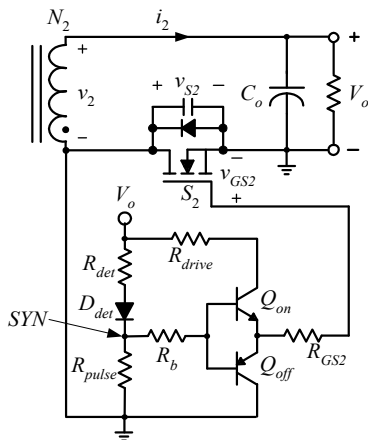
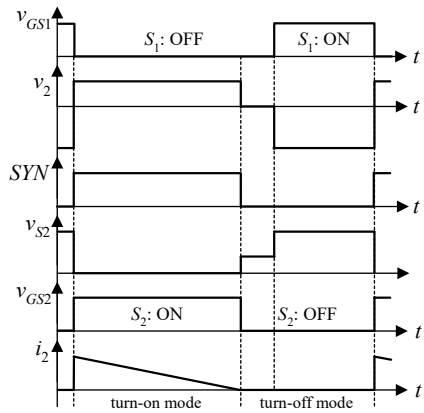


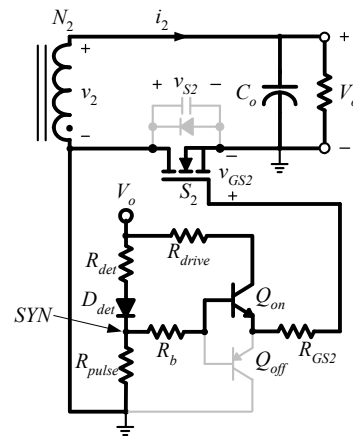
그림 5. 제안한 전원공급장치의 새로운 전압구동형 동기정류기의 구동회로도

Fig. 5. Driving circuit diagram of the new voltage driven synchronous rectifier of proposed power supply



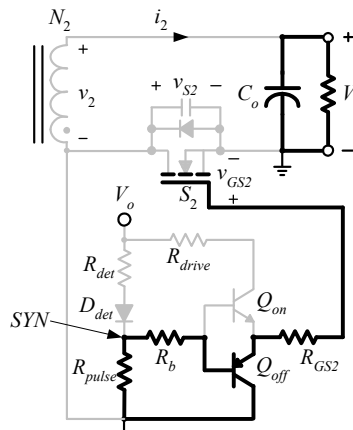
(a) 이론적 동작파형

(a) Theoretical operation waveform



(b) 턴온 모드

(b) Turn-on mode



(c) 턴오프 모드

(c) Turn-off mode

그림 6. 제안한 동기정류기 구동회로의 동작
Fig. 6. Operation of proposed synchronous rectifier

또한 그림 6(c)의 동기정류기의 턴오프 모드에서는, 변압기 2차권선의 전압레벨 v_2 가 0 또는 음(-)이 되면 다이오드 D_{det} 가 턴오프되어 직렬접속점 SYN에 낮은 레벨의 동기신호가 발생된다. 그러면 트랜지스터 Q_{on} 은 턴오프되고 트랜지스터 Q_{off} 가 턴온되어, MOSFET S_2 의 게이트에 충전된 턴온 충전전압이 Q_{off} 를 통하여 저항 R_{GS2} 를 거쳐 방전된다. 그리하여 S_2 는 턴오프된다.

제안한 전원공급장치의 동기정류기는 구조와 구동방식이 간단하고 소요 부품수도 최소화 되므로 제조비용이 감소하는 장점이 있다.

IV. 전력회로의 설계에서

제안한 전원공급장치의 동작특성을 입증하기 위하여 프로토타입을 다음의 사양으로 설계한다.

- AC 입력 라인전압: $V_{in}=85\sim 265V/60Hz$
- 최대출력전력: $P_{o,max}=40W$ ($V_o=40V/I_{o,max}=1A$)
- 최소 AC 입력 라인전압 시의 최소 스위칭주파수: $f_{s,min}=50kHz$
- 최대 출력전류 시의 공칭(nominal) 턴온듀티/설계 효율: $D_{nom}=0.45/\eta=93\%$

제안한 전원공급장치는 전압모드/임계도통모드로 동작하는 일반적인 PFC제어 IC를 제어기로 활용함으로써 제어회로를 간략화한다.

스위칭주파수 f_s 는 AC 입력 라인주파수 f 보다 매우 빠르다($f_s \gg f$). 따라서 한 스위칭주기 동안의 AC 입력 라인전류 i_{in} 은 상수로 볼 수 있기 때문에, 그 최대치 $I_{in,max}$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$I_{in,max} = \frac{\sqrt{2} P_{o,max}}{\eta V_{in,min}} \approx 715 \text{ mA} \quad (15)$$

여기서 η 는 설계효율이다($\eta=0.93$). 따라서 AC 입력단의 폴브리지 다이오드를 600V/3A급의 상용 폴브리지 다이오드로 선정한다. 그리고 1차측 주스위치의 최대 전류 $I_{S1,max}$ 는 다음에 의해 주어진다.

$$I_{S1,max} = \frac{2}{D} I_{in,max} \approx 3.18 \text{ A} \quad (16)$$

여기서 턴온듀티 D 는 공칭 턴온듀티 D_{nom} 으로 둔다($D=D_{nom}$). 또한 변압기 1차전압 v_1 은 다음과 같다.

$$v_1 = L_m \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} \approx L_m \frac{I_{S1,max} \cdot f_{s,min}}{D} \quad (17)$$

따라서 식 (15)-(17)과 설계사양으로부터 자화인덕턴스 L_m 은 다음에 의해 $L_m=340\mu H$ 로 선정된다.

$$L_m = \frac{D^2 \sqrt{2} V_{in,min}}{2 I_{in,max} f_{s,min}} \approx 340 \mu H \quad (18)$$

그러면 변압기 1차권선수 N_1 은 다음의 인덕턴스식에 의해 계산된다.

$$L_m = \frac{N_1^2}{R_m} = \mu_m N_1^2 \quad (19)$$

여기서 μ_m 은 변압기 코어의 투자율(Permeability)로써 릴럭턴스 R_m 의 역수이다($\mu_m=1/R_m$). 그러므로 본 프로토타입에서 이용하는 변압기 코어의 투자율인 $\mu_m=240nH/T^2$ 을 식 (19)에 적용하여 변압기 1차권선수를 $N_1=37T$ 으로 선정한다. 그리고 변압기 2차권선수 N_2 는 플라이백 컨버터의 전압전달비식에 의해 다음과 같이 계산된다.

$$N_2 = \frac{N_1 V_o (1-D)}{D \sqrt{2} V_{in,min}} \approx 15.05 T \quad (20)$$

여기서 턴온듀티 D 는 공칭 턴온듀티 D_{nom} 으로 둔다. 그리하여 2차권선수는 $N_2=16T$ 으로 선정한다.

1차측 MOSFET 스위치 S_1 의 최대 전압스트레스 $V_{S1,max}$ 는 플라이백 컨버터의 동작에 의하여 다음과 같이 계산된다.

$$V_{S1,max} = \frac{V_o}{n_T} + \sqrt{2} V_{in,max} \approx 467 V \quad (21)$$

따라서 스위치 S_1 은 600V/12A급의 상용 MOSFET

으로 선정한다. 또한 2차측 동기정류기 MOSFET 스위치 S_2 는 다음과 같은 최대 턴오프 전압 $V_{S2,max}$ 와 스위치 도통 최대 전류 $I_{S2,max}$ 에 의해 선정된다.

$$V_{S2,max} = V_o + n_T \sqrt{2} V_{in,max} \approx 202V \quad (22)$$

$$I_{S2,max} = \frac{2}{1-D} I_{o,max} \approx 3.63A \quad (23)$$

따라서 스위치 S_2 는 400V/10A급의 상용 MOSFET으로 선정한다.

그림 3(a)의 모드 1의 동작과 그림 4에 의하면, 스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 은 식 (7)로부터 다음과 같은 평균치 V_{Csn} 으로 근사화가 가능하다.

$$v_{Csn} \approx V_{Csn} = n_{sn} v_{dc} \quad (24)$$

그런데 1차 스위치 S_1 의 턴온 시 자화인덕턴스 L_m 에 충전된 에너지가 S_1 의 턴오프 시 스너버 커패시터 C_{sn} 이 아닌 2차 출력단으로 전달되도록 하려면 스너버 커패시터 전압 v_{Csn} 은 다음을 만족해야 한다.

$$v_{Csn} \approx V_{Csn} < \frac{V_o}{n_T} \quad (25)$$

그리하여 식 (24)와 (25)로부터, 회생스너버용 보조 권선수 N_3 는 다음의 부등식에 의하여 결정된다.

$$N_3 < \frac{V_o N_2}{v_{dc} n_T^2} \quad (26)$$

여기서 v_{dc} 는 정류된 최소 AC 입력 라인전압의 피크치로 둔다($v_{dc} = \sqrt{2} V_{in,min}$). 식 (26)의 계산 결과와 변압기의 권선 구조 등을 고려하여, 적절한 보조 권선수를 $N_3=13T$ 으로 결정한다.

또한 모드 1의 LC 공진은 공진 반주기 동안 완결되어야 하므로, 스너버 커패시턴스 C_{sn} 의 가능한 범위는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{L_{lk}}{4} \left[\frac{I_{Lm,max}}{\frac{V_o}{n_T} \left(1 - \frac{1-D}{D} n_{sn}\right)} \right]^2 < C_{sn} < \frac{1}{L_{lk}} \left(\frac{DT_s}{\pi n_{sn}} \right)^2 \quad (27)$$

여기서 $I_{Lm,max}$ 는 최대 자화전류이고, L_{lk} 는 변압기 1차측의 누설인덕턴스이며, DT_s 는 공칭 스위치 턴온시간 $D_{nom} T_s$ 로 둔다($DT_s = D_{nom} T_s$). L_{lk} 는 선정된 자화인덕턴스 L_m 을 실제 변압기에 구현한 후 측정된 값을 대입한다. 그리하여 스너버 커패시턴스를 상용 커패시턴스 값인 $C_{sn}=3.3\mu F$ 으로 선정한다.

단일단 전력구조의 제안한 전원공급장치에서의 DC 입력 커패시터 C_{dc} 는 고주파 성분의 감쇠를 위한 노이즈 필터 역할만 하면 되므로, 큰 용량의 전해커패시턴스를 필요로 하지 않는다. 따라서 본 프로토타입에서는 설계 전력용량에 적합한 입력 필터 커패시턴스로 상용 커패시턴스 값인 $C_{dc}=0.47\mu F$ 을 선정한다. 그리고 출력 커패시턴스 C_o 는 다음과 같은 출력전압 리플 ΔV_o 에 의해 결정된다.

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_o} \int_0^{T_s} I_o dt = \frac{I_o DT_s}{C_o} \quad (28)$$

여기서 DT_s 는 공칭 스위치 턴온시간 $D_{nom} T_s$ 로 둔다. 그리하여 출력 커패시턴스를 $C_o=2200\mu F$ 으로 선정한다.

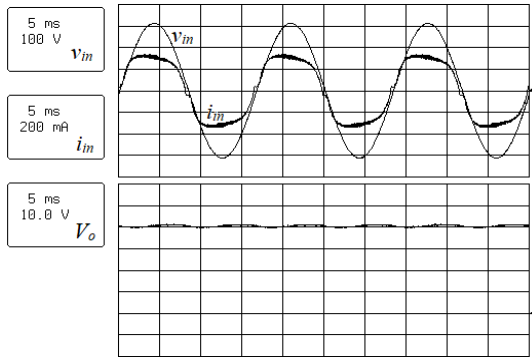
V. 실험 결과

제안한 전원공급장치의 동작특성을 입증하기 위하여, 4절에서 선정한 회로파라미터들에 의해 제작된 프로토타입으로 실험을 수행하였다.

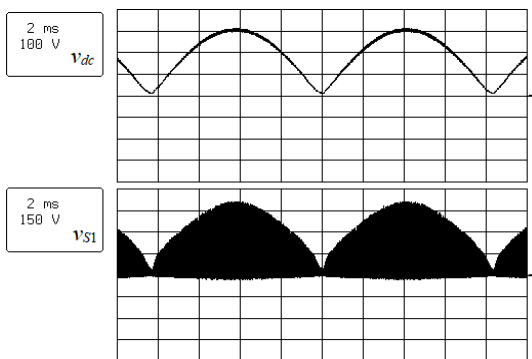
그림 7은 제안한 전원공급장치의 AC와 DC 입력 각 부의 전압, 전류와 최종 출력전압 V_o 의 실험파형을 보인다. 그림 7(a)에서 AC 라인 입력전류는 거의 정현파이고 AC 라인 입력전압과 동상이며, DC 출력전압이 목표 출력전압 $V_o=40V$ 로 잘 조정되고 있음을 볼 수 있다. 또한 그림 7(b)에서는 DC 입력부의 정류전압 v_{dc} 를 1차측 MOSFET 스위치 S_1 의 스위칭에 의해 안정적으로 모듈레이션함도 확인할

수 있다. 이로부터 제안한 전원공급장치가 단일단 전력구조로써 PFC 동작과 출력전압의 제어를 양호하게 수행함을 확인할 수 있다.

그림 8은 제안한 전원공급장치의 플라이백 컨버터 회로 주요부의 실험파형이다. 그림 7과 8의 각 실험파형이 그림 2와 4의 이론적 파형과 거의 일치하므로, 이로부터 본 논문에서의 제안한 전원공급장치의 동작특성 해석과 각 회로파라미터의 설계가 타당함을 확인할 수 있다. 또한 적용된 제어기가 전원공급장치의 제어를 양호하게 수행하므로, 부품시장에서 쉽게 구입할 수 있는 일반적인 PFC 제어 IC로도 제안한 전원공급장치의 제어기를 충분히 구현할 수 있음도 확인할 수 있다.



(a) 입력 전압/전류 및 최종 출력전압
(a) Input voltage/current and final output voltage



(b) 정류전압과 1차 스위치 전압
(b) Rectified voltage and primary switch voltage

그림 7. 제안한 전원공급장치의 입력부 전압/전류 및 출력전압의 실험 파형
Fig. 7. Experimental waveforms of the input part voltages/current and output voltage of the proposed power supply

그림 9는 제안한 전원공급장치가 전부하로 동작할 때 2차측 동기정류기 MOSFET 스위치 S_2 의 전압 v_{S2} 와 구동신호 v_{GS2} 및 2차전류 i_2 를 보인다. 이로부터 동기정류기의 제안한 구동회로가 양호하게 동작하며, 스위치 S_2 가 이 구동회로에 의해 정확하게 동작함을 확인할 수 있다.

그림 10은 제안한 전원공급장치의 역률과 효율 그래프를 보인다. 그림 10(a)는 광범위 입력전압에서의 제안한 전원공급장치의 역률변화를 나타내는 그래프이다.

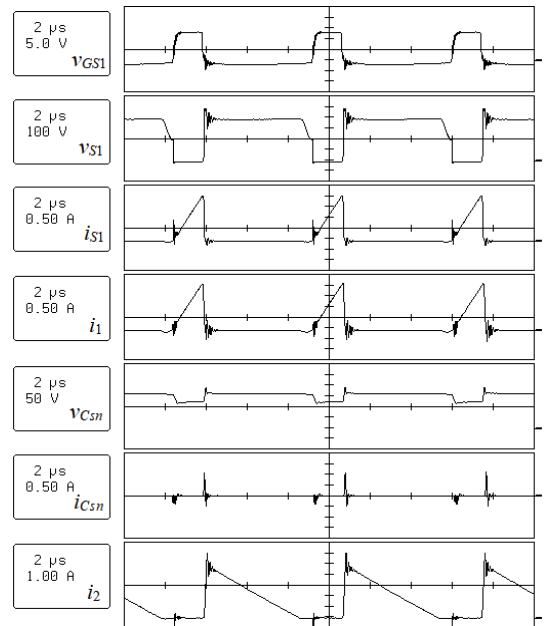


그림 8. 제안한 전원공급장치의 플라이백 컨버터 회로 주요부의 실험파형

Fig. 8. Experimental waveforms of the main parts of proposed power supply

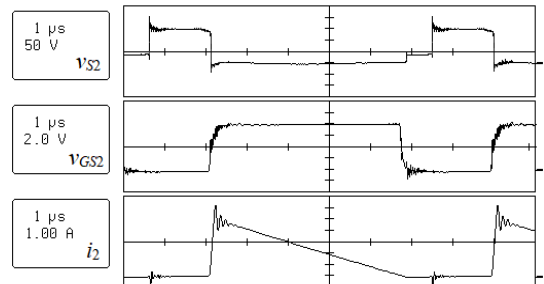
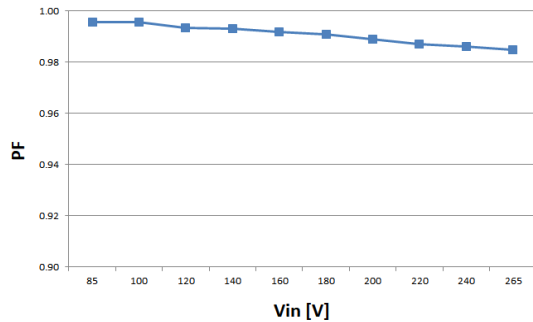


그림 9. 동기정류기 회로 주요부의 실험파형

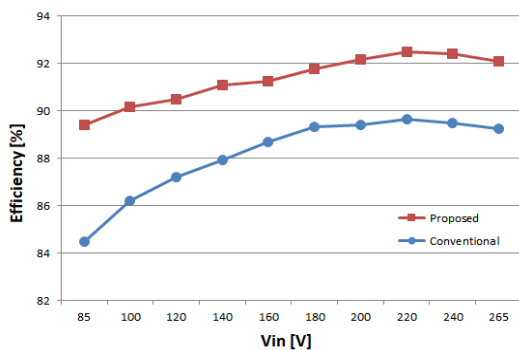
Fig. 9. Experimental waeforms of the main parts of synchronous rectifier

그림 10(a)에서 제안한 전원공급장치의 역률이 전전압 영역에 걸쳐 0.98이상의 고역률로 동작함을 확인할 수 있다. 또한 그림 10(b)는 제안한 전원공급장치의 효율 비교그래프이다. 여기서 아래 곡선은 전통적인 단일단 전력구조에 의한 LED 조명장치용 전원공급장치의 효율이다.



(a) 역률변화 그래프

(a) Power-factor variation graph



(b) 효율 비교 그래프

(b) Efficiency comparison graph

그림 10. 제안한 전원공급장치의 역률과 효율 비교그래프

Fig. 10. Graphs of power-factor variation and efficiency comparison of the proposed power supply

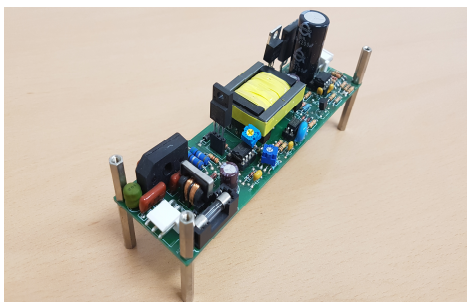


그림 11. 제안한 전원공급장치의 프로토타입 사진

Fig. 11. Prototype picture of the proposed power supply

3이 전원공급장치는 비교를 위하여 본 프로토타입과 같은 사양으로 제작된 것이며, 각 효율은 동일한 조건으로 측정되었다. 제안한 전원공급장치의 최고 효율은 공칭 AC 라인전압($v_{in}=220V$)일 때 약 92.5% 정도였다. 그림 11은 제안한 전원공급장치의 실제 제작된 프로토타입의 사진이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 새로운 LED 조명장치용 고효율 고역률 전원공급장치를 제안하였다. 제안한 전원공급장치는 풀브리지 다이오드 정류기와 플라이백 컨버터로 구성된 단일단 전력구조이다. 따라서 제안한 전원공급장치는 한 개의 제어 IC와 한 개의 전력 반도체 스위치만을 이용하여 전원공급장치의 역률을 개선하고 동시에 출력전압도 조정한다. 그리고 회생스너버를 이용하여 1차측 주스위치의 전압스트레스를 완화하여 스위칭손실을 감소시키며, 2차측에는 동기정류기를 적용하여 정류기의 도통손실을 감소시킴으로써 효율을 향상한다. 본 논문에서는 제안한 전원공급장치의 역률개선부와 주전력변환부인 플라이백 컨버터의 동작분석을 통하여 제안한 전원공급장치의 동작원리를 설명하였다. 또한 제안한 전원공급장치에 적용된 새로운 전압구동형 동기정류기의 동작원리를 설명하고 제안한 전원공급장치의 전력회로의 설계예시를 제시하였다. 그리고 설계에서 선정된 회로파라미터들로 제작한 프로토타입의 실험결과들을 통하여 제안한 전원공급장치의 동작특성을 보였다.

References

- [1] C. Branas, F. J. Azcondo, and J. M. Alonso, "Solid-state lighting: A system review", IEEE Ind. Electron. Mag., Vol. 7, No. 4, pp. 6-14, Dec. 2013.
- [2] U. S. Department of Energy, "Energy savings forecast of solid-state lighting in general illumination applications", Washington D.C., USA, pp. 20-26, Sep. 2016.
- [3] M. S. Shur and A. Žukauskas, "Solid-State

Lighting: Toward Superior Illumination", Proceedings of the IEEE, Vol. 93, No. 10, pp. 1691-1703, Oct. 2005.

[4] M. H. Crawford, "LEDs for Solid-State Lighting: Performance and Recent Advances", IEEE J. Sel. Topics in Quantum Electron., Vol. 15, No. 4, pp. 1028-1040, July/Aug. 2009.

[5] A. Laubsch, M. Sabathil, J. Baur, M. Peter, and B. Hhn, "High-Power and High-Efficiency InGaN-Based Light Emitters", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 57, No. 1, pp. 79-87, Jan. 2010.

[6] D. G. Lamar, J. S. Zúñiga, A. R. Alonso, M. R. González, and M. M. H. Álvarez, "A Very Simple Control Strategy for Power Factor Correctors Driving High-Brightness LEDs", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 24, No. 8, pp. 2032-2042, Aug. 2009.

[7] H. Ma, J. S. Lai, Q. Feng, W. Yu, C. Zheng, and Z. Zhao, "A Novel Valley-Fill SEPIC-Derived Power Supply Without Electrolytic Capacitor for LED Lighting Application", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 27, No. 6, pp. 3057-3071, Nov. 2011.

[8] W. Chen and S. Y. Ron Hui, "Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1598-1607, Mar. 2012.

[9] J. Shao, "Single Stage Offline LED Driver", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2009, pp. 582-586, Feb. 2009.

[10] D. Gacio, J. M. Alonso, A. J. Calleja, J. García, and M. Rico-Secades, "A Universal-Input Single-Stage High-Power-Factor Power Supply for HB-LEDs Based on Integrated Buck-Flyback Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 58, No. 2, pp. 589-599, Feb. 2011.

[11] Y. C. Li and C. L. Chen, "A Novel Single-Stage High-Power-Factor AC-to-DC LED Driving Circuit With Leakage Inductance Energy

Recycling", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 59, No. 2, pp. 793-802, Feb. 2012.

[12] D. G. Lamar, M. Arias, A. Rodríguez, A. Fernández, M. M. Hernando, and J. Sebastián, "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of a Low-Cost High-Brightness LED Driver Based on Flyback Power Factor Corrector", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 60, No. 7, pp. 793-802, Jul. 2013.

[13] M. T. Zhang, M. M. Jovanović, and F. C. Lee, "Design consideration and performance evaluations of synchronous rectification in flyback converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 538-846, May 1998.

[14] J. M. Zhang, X.. G. Xie, D. Z. Jiao, and Z. Qian, "A high efficiency adapter with novel current driven synchronous rectifier", Telecommunications Energy Conference, INTELEC, Vol. 25 pp. 205- 210, Oct. 2003.

[15] F. Librizzi, "AC/DC Flyback Converter with Synchronous Rectification", Power Semiconductor Devices and ICs, Proceedings, ISPSD, Vol. 16, pp. 63-66, May 2004.

[16] F. Librizzi and F. Lentini, "STSR30 implements synchronous rectification in flyback adaptors", STMicroelectronics application note AN1804, pp. 1-3, 2003.

저자소개

정 강 루 (Gang-Youl Jeong)



1999년 2월 : POSTECH
전자전기공학(공학석사)
2002년 8월 : POSTECH
전자전기공학(공학박사)
2003년 2월 : POSTECH
전자전기공학(BK21 박사후
연구원)

2003년 3월 ~ 현재 : 순천향대학교 전자정보공학과 교수
관심분야 : 전력변환시스템, 전동기제어, 전력품질제어