

낮은 전압 스트레스의 스위치를 가지는 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터

1-stage Asymmetrical LLC Resonant Converter with Low Voltage Stress Across Switching Devices

김 춘 택* · 김 성 주* · 나 재 두** · 김 영 석†
(Choon-Taek Kim · Seong-Ju Kim · Jae-Du La · Young-Seok Kim)

Abstract - A light emitting diodes(LED) lighting has been increasingly used due to its low power consumption, long life time, high efficiency, and environment friendly characteristics. Also various power converters has been applied to drive these LED lighting. Among many power converters, a LLC resonant converter could be applied for LED lighting because of its high efficiency and high power density. Furthermore, the function of power factor correction(PFC) might be added. In this paper, 1-stage asymmetrical LLC resonant converter is proposed. The proposed converter performs both input-current harmonics reduction and PFC using the discontinuous conduction mode(DCM). The proposed 1-stage LLC resonant converter approach has the lower voltage stress across switching devices and achieve the zero voltage switching(ZVS) in switching devices. To verify the performance of the proposed converter, simulation and experimental results from a 300[W] prototype are provided.

Key Words : Asymmetrical, LLC resonant converter, Low voltage stress, 1-stage PFC, LED, DCM

1. 서 론

최근 전기 조명기술이 발전함에 따라 LED 소자의 성능이 좋아지고 LED 램프가 새로운 조명으로 화두 되고 있다. LED 램프는 기존의 램프에 비해 소비전력이 적고 그에 따른 높은 효율 그리고 긴 수명, 소형화, 경량화, 모듈화, 친환경적 등 다양한 장점을 가지고 있는 차세대 조명원이다. LED 램프에 대한 사용분야가 확대되고, DC 전류로 구동되어야 하는 LED 램프에 대한 특징상 그에 따른 LED 램프 구동 드라이버가 필요하다. LED 램프 구동 드라이버는 높은 전력밀도와 고효율의 특성을 요구하고 있다. 따라서 이러한 요구조건들을 충족하기 위해 다양한 컨버터들의 연구가 활발히 진행되고 있다[1-3].

다이오드 정류기를 이용한 기존의 LED 램프 구동 AC-DC 컨버터는 입력 전압을 정전압을 만들어 주기 위해 벌크 커패시터를 이용한다. 이 벌크 커패시터에 의한 충전 전류에 의해 입력전류의 Total Harmonic Distortion(THD)이 높아지고, 역률을 낮추게 된다. 이에 따라 송배전에 있어서 무효전력 성분을 높이고 송배전 선에 흐르는 전류의 양을 증가시킨다. 그 결과 전달하고자 하는 유효전력에 비해

끊기가 쉬운 도선을 사용하여야 하며, 또한 도선에 생기는 손실을 상승시키게 된다[4]. 이런 악 영향을 막기 위해 정부에서는 고조파 함유율 및 역률을 국제 표준 규격인 IEC61000-3-2로 규제하고 있다[5].

LED 구동 컨버터는 국제 표준 규격 IEC61000-3-2를 맞추기 위해 그림 1과 같이 2-stage로 역률 보정 회로(Power Factor Correction Circuit)와 DC/DC 컨버터로 구성한다[6]. 이 때 PFC 회로에서는 주로 승압 컨버터가 이용되며, 승압 컨버터의 인덕터에 흐르는 전류를 제어하여 입력 전류에 대한 THD 및 PF(Power Factor)를 개선시킨다. DC/DC 컨버터는 부하를 적절히 제어해야 될 뿐만 아니라 안전을 위하여 절연도 필수적으로 해야 한다. 그리고 고효율 LED 소자에 맞게 컨버터 또한 고효율을 만족시켜야 한다. 이러한 요구조건들을 만족시키기 위해 공진형 컨버터에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그 중 높은 전력 밀도를 가지고, 구조의 단순화, 소형화의 이점이 있는 LLC 공진형 컨버터가 많이 사용되고 있다[7].

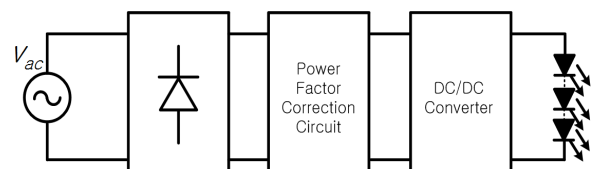


그림 1 기존의 2-stage LED 컨버터 블록도
Fig. 1 Conventional 2-stage LED Converter block diagram

더불어 요즘에는 소자 개수와 크기, 비용을 줄이기 위해 제어 IC 칩 하나로 제어 가능한 몇 가지 1-stage LLC 공진

† Corresponding Author : Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Inha University, Korea

E-mail : youngsk@inha.ac.kr

* Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Inha University, Korea

** Dept. of Electric Information, Inha Technical College, Korea

Received : July 8, 2013; Accepted : July 29, 2013

형 컨버터에 대한 연구가 진행되고 있다[8-11]. 그 중 1-stage 비대칭 PWM AC-DC 컨버터는 낮은 스트레스 내압을 스위치에 인가하고, 1-stage 컨버터로서 작동되지만, 2-stage 컨버터보다 많은 소자 개수로 구현되어야 하는 문제점이 있다[8]. 이를 개선하기 위한 1-stage LLC 공진형 컨버터로 소자 개수를 줄인 간단한 구조인 것과 동시에 Zero Voltage Switching(ZVS)도 이루어지는 컨버터가 제안되었다[9]. 하지만, 입력다이오드 뒷단의 인덕터에 의한 부스트 역할로 스위치에 큰 내압을 발생시키고 고가의 전력스위치를 이용함에 따라 전체적인 컨버터의 가격을 상승시키게 된다.

이에 본 논문에서는 기존의 1-stage LLC 공진형 컨버터의 문제점들 소자의 개수, 스위치의 높은 전압 스트레스를 스위치의 시비율(duty ratio)을 바꿈으로써 내압이 낮아지게 되는 1-stage 비대칭 공진형 컨버터에 대해서 제안하였다. 이에 제안된 컨버터에 대한 기능과 특성을 증명하기 위해 300[W] LED 부하를 이용하여 실험을 하였고 타당성을 증명하였다.

2. 스위치 내압을 낮추기 위한 시비율과 입출력 전압관계

기존의 1-stage LLC 공진형 컨버터는 그림 2와 같다. 보는 바와 같이 기존의 1-stage LLC 공진형 컨버터는 앞단에 DCM PFC 부스트 컨버터의 구성과 같고, 뒷단은 그 전압을 받아 LLC 공진형 컨버터로 동작을 하게 된다[9]. 여기서 DCM PFC 부스트 컨버터는 별도의 제어가 필요 없이 L_{in} 에 흐르는 전류가 브릿지 정류기에서 나온 전압을 받아 자연스럽게 역률 보정이 되기 때문에 효율적이고 경제적이다. 이 때 DCM PFC 부스트 컨버터의 L_{in} 에 흐르는 전류는 그림 3과 같다.

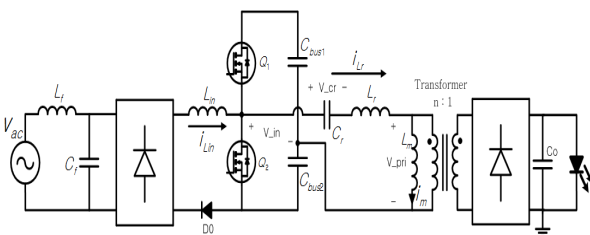


그림 2 1-stage LLC 공진형 컨버터
Fig. 2 1-stage LLC resonant converter

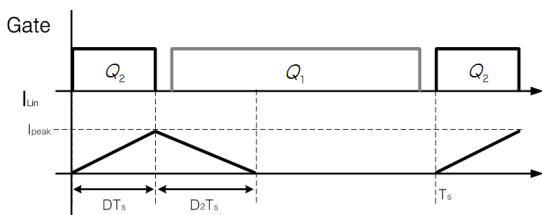


그림 3 불연속 전도 모드의 이론적인 인덕터 전류 파형
Fig. 3 Theoretical inductor current waveform for DCM

그림 3의 파형을 이용하여 입출력 전압의 관계식을 유출해 내면 식 (1)과 같이 나온다.

$$M = \frac{V_{bus1} + V_{bus2}}{V_{in}(t)} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (1)$$

단, $V_{in}(t) = |V_m \sin \omega t|$, $K = \frac{2L_{in}}{RT_s}$, $D = \frac{T_{on, Q_2}}{T_s}$ 를 나타낸다.

위의 관계식을 이용하여 일정한 부하라고 놓고 그래프를 그리면 그림 4와 같다[12].

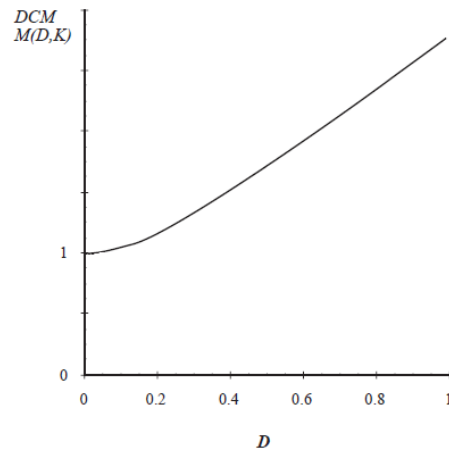


그림 4 불연속 전도모드에서 시비율과 입출력전압 이득[12]
Fig. 4 Voltage conversion ratio versus duty ratio in the DCM[12]

그림 4로부터 Q_2 의 시비율을 줄일수록 입출력의 전압 이득이 작아지는 것을 알 수 있다. 이 때 스위치에 걸리는 내압은 키르히호프 전압 법칙에 의해 $V_{bus1} + V_{bus2}$ 와 같다. 따라서 곧 Q_2 의 시비율을 낮추게 되면 스위치에 걸리는 내압이 줄어드는 것을 알 수 있다.

3. 제안한 컨버터의 동작원리 및 해석

제안된 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 회로는 그림 2와 같다. 여기서 버스 전압을 결정하는 것은 Q_2 의 시비율이라는 것을 위해서 확인된다. 따라서 기존의 1-stage LLC 공진형 컨버터의 정해진 시비율 0.5를 0.2로 바꾸어 동작시켜보고 그에 따른 회로 분석과 동작원리에 대해서 해석해 본다.

3.1 동작 원리

한 주기 동안의 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 동작 모드는 그림 5에서 보이는 바와 같이 대표적으로 5가지 모드로 나눌 수 있다.

A. Mode 1($t_0 \sim t_1$) : Q_2 가 on이 되면, L_{in} 에 전압이 인가되고 에너지가 충전이 된다. 이 때 L_{in} 을 통해 전류가 선

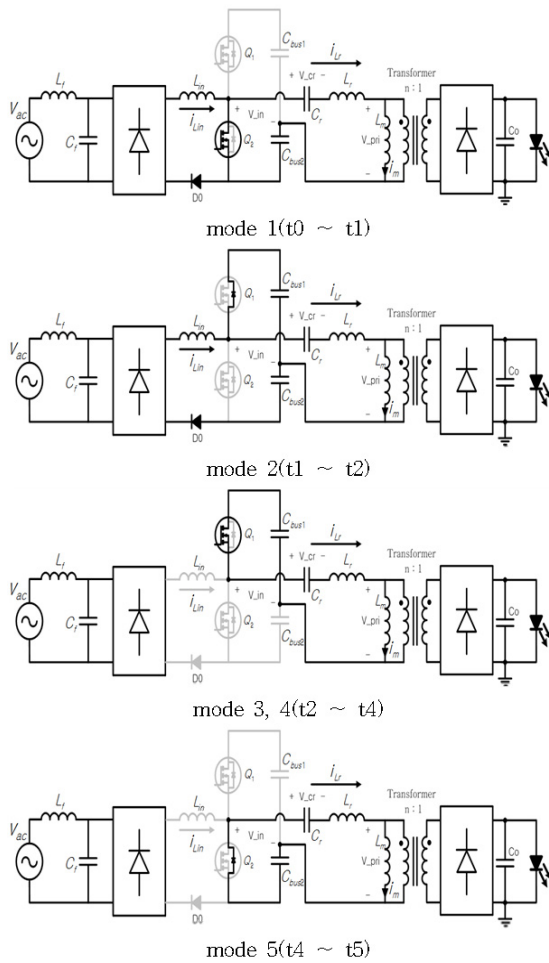


그림 5 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 동작 모드
 Fig. 5 Operation mode of 1-stage asymmetrical LLC resonant converter

형적으로 증가한다. 또한 공진전류도 함께 Q_2 로 흐르게 된다. 이 때 C_{bus2} 의 에너지가 공진부로 전달된다. 그리고 i_{Lr} 의 전류와 i_m 의 전류의 차로 생기는 전류가 변압기로 전달되어 브릿지 정류기를 통해 전류가 출력부로 전달된다.

B. Mode 2($t_1 \sim t_2$) : Q_2 가 off가 되고 데드 타임 구간 동안, L_{in} 에 흐르던 전류와 공진전류가 Q_1 의 다이오드로 흘러 C_{bus1} 과 C_{bus2} 를 충전시켜 준다. 여기서 L_{in} 의 에너지와 공진전류가 Q_1 의 다이오드로 같이 흐르기 때문에 LLC 공진형 DC/DC 컨버터에서의 스위치에 흐르는 전류보다 많은 전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 그리고 이 전류로 인해 Q_1 의 ZVS 턴 온 조건을 만들게 된다.

C. Mode 3($t_2 \sim t_3$) : L_{in} 에 인가되는 전압이 출력 전압과 입력 전압의 차이에 의해 기울기가 (-)로 바뀐다. 이 전류는 Q_1 의 다이오드로 흐르게 된다. 이 전류로 인해 Q_1 의 ZVS 턴 온 조건을 만족하게 된다. 그리고 이 순간 공진전류의 방향이 바뀌게 된다.

D. Mode 4($t_3 \sim t_4$) : L_{in} 의 전류가 흐르다가 불연속 구간 모드가 된다. L_{in} 에 다시 전류가 흐르기 전까지(Q_2 가 다시 on이 될 때까지) 영 전류가 되며, L_{in} 에 흐르는 전류가

없기 때문에 손실이 감소하게 된다. 이 때 Q_1 으로 공진전류만 흐르게 된다. 흐르는 공진전류는 일반 변압기보다 상대적으로 작게 설계된 L_m 의 값에 의해 자화전류가 흐르게 되어 끊이지 않고 계속 흐르게 된다. 이는 후에 Q_2 의 ZVS 턴 온을 가능하게 하는 조건이 된다.

E. Mode 5($t_4 \sim t_5$) : Q_1 이 off 되면, 흐르던 공진전류가 Q_2 의 다이오드로 흐르게 된다. 따라서 ZVS 턴 온 조건을 만들게 된다. 따라서 Q_2 가 on이 될 때, ZVS로 턴 온이 되게 된다.

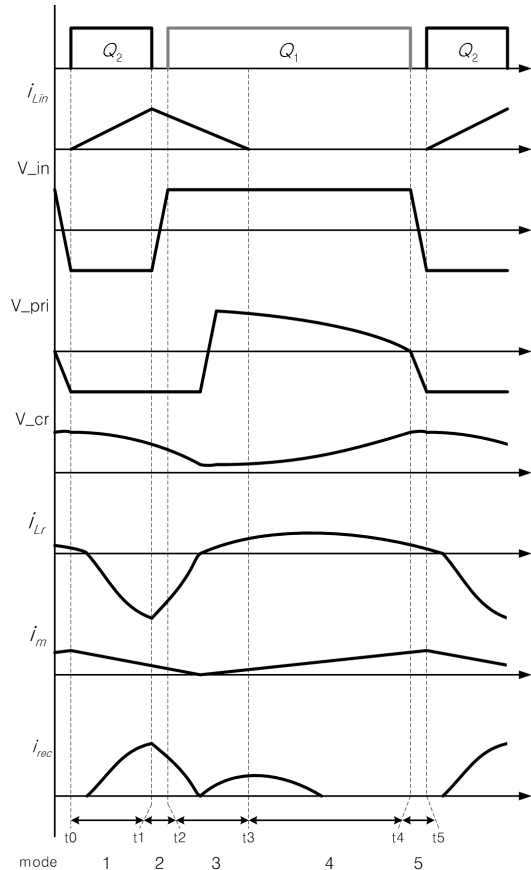


그림 6 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 주요 파형
 Fig. 6 Main waveforms of 1-stage asymmetrical LLC resonant converter

3.2 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 입력 전압 해석

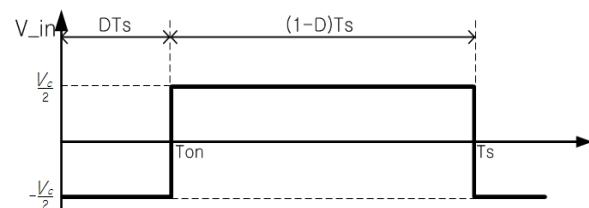


그림 7 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 이론적인 입력 전압 파형
 Fig. 7 Theoretical input voltage waveform of asymmetrical LLC resonant converter

푸리에 급수로 분석해 보면 (2)식과 같이 나온다.

$$v_{in}(t) = -\frac{V_c}{2}(2D-1) \tag{2}$$

$$-\frac{V_c}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[2\sin 2\pi n D \cdot \cos n\omega_o t + \{1 + (-1)^{n+1} - 2\cos 2\pi n D\} \cdot \sin n\omega_o t \right]$$

$$V_{dc.in} = -\frac{V_c}{2}(2D-1) \tag{3}$$

(3) 식을 통해 변압기로 스위칭을 통해 공진회로에 인가되는 전압은 (3)식 크기만큼의 DC 성분이 존재 한다. 이는 변압기의 포화를 야기 시킬 수 있으나 공진회로 부분의 C_r 에 의해 필터링 되어, 그에 대한 문제를 해결할 수 있다. 그림 6의 파형에서 V_{cr} 을 확인하여 DC 성분을 포함하고 있는 것을 확인할 수 있다.

4. 제안한 컨버터의 시뮬레이션 결과

모의실험은 시뮬레이션 툴인 Powersim을 이용하여 진행하였다. 파라미터는 다음 표 1과 같이 선정하였다.

표 1 시스템 파라미터
Table 1 System Parameter

파라미터	표기	값
스위칭 주파수	f_s	80[kHz]
입력 필터의 인덕턴스	L_f	660[uH]
입력 필터의 커패시터	C_f	570[nF]
역률 보정 인덕턴스	L_{rn}	85[uH]
버스 커패시터 1	C_{bus1}	820[uF]
버스 커패시터 2	C_{bus2}	820[uF]
공진 커패시터	C_r	47[nF]
공진 인덕턴스 (변압기의 누설 인덕턴스)	L_r	101.3[uH]
변압기의 자화 인덕턴스	L_m	902[uH]
변압기 권선 비	n	3.1
출력 필터의 커패시터	C_o	470[uF]

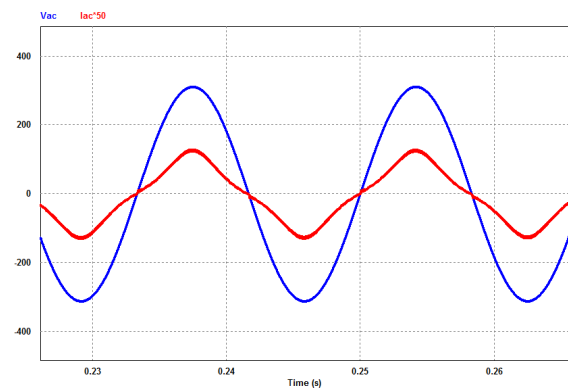


그림 8 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 입력전압, 전류 시뮬레이션 파형

Fig. 8 The simulation waveform of the input voltage, current of 1-stage asymmetrical LLC resonant converter

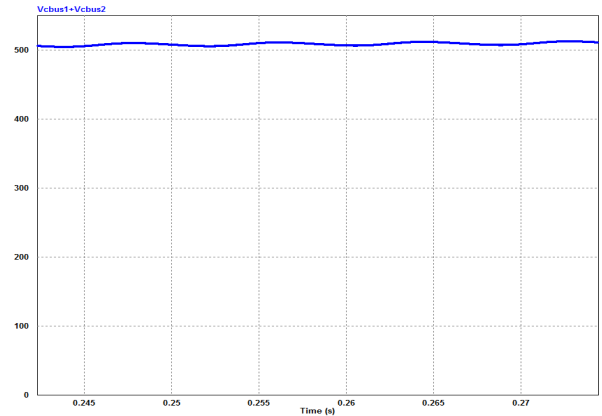


그림 9 1-stage 비대칭 LLC resonant 컨버터의 $V_{bus1} + V_{bus2}$ 시뮬레이션 파형

Fig. 9 The simulation waveform of the $V_{bus1} + V_{bus2}$ of 1-stage asymmetrical LLC resonant converter

그림 8은 제안된 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 역률 보정이 된 입력 전압, 전류의 파형이다. 입력 전류에 대해서는 전압에 비해 크기가 작아 비교할 수 있게 실제 크기의 50배 확대하였다. 입력 전류에서 3조파가 끼어 왜곡이 일어나는 것은 PFC DCM 모드에서 입력력 전압에 대한 상관관계에 의해 왜곡이 일어난다[12].

그림 9는 스위치에 걸리는 최대 내압을 나타내게 되는 $V_{bus1} + V_{bus2}$ 로서 500[V]를 조금 넘는 값이 나옴을 알 수 있다.

4. 제안한 컨버터의 실험 결과

제안한 회로의 실험을 위하여 정격 전압 57[V], 정격 전류 1.35[A] 의 LED 조명 모듈 부하를 4개 병렬 연결하여 사용하였다. LED 조명 모듈 부하의 구조는 그림 10과 같이 총 3채널로 구성되어 있고, 한 채널 당 3개의 LED string 모듈로 구성되며, 하나의 string은 6개의 LED가 직렬로 연결되어 있다. 그림 11은 실제 LED 조명 모듈이다.

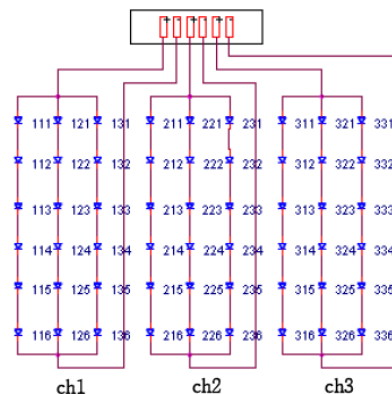


그림 10 LED 조명의 회로도[13]

Fig. 10 The topology of the LED lighting[13]



그림 11 LED 조명 모듈 [13]
Fig. 11 The LED lighting module [13]

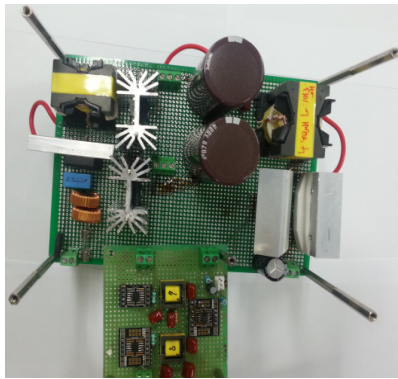


그림 12 제안한 컨버터의 시작품
Fig. 12 The prototype of the proposed converter

제안한 회로를 검증하기 위해 300[W] 급 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터를 제작하였고, 그림 12는 제안한 컨버터의 시작품의 사진이다. 이 때, 스위치의 내압을 줄인 것을 증명하기 위해 infineon사의 650[V]의 내압을 갖는 IPX65R110CFDA를 사용하였다.



그림 13 LED 조명 테스트
Fig. 13 LED lighting test

그림 13은 제안한 컨버터를 통해 실제 LED 조명을 동작한 사진이고, 앞서 설명한 바와 같이 그림 11의 LED 조명 모듈을 4개 병렬 연결하여 동작된 것을 확인할 수 있다.

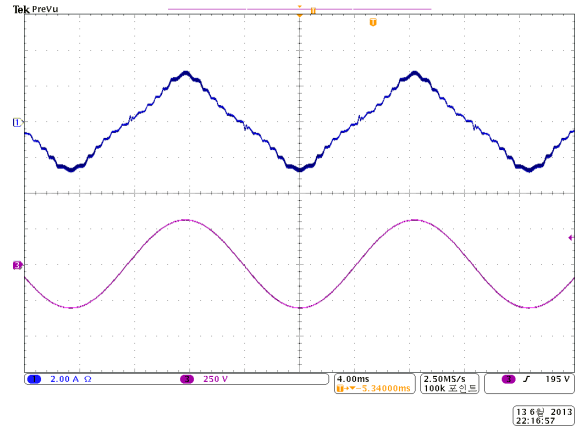


그림 14 제안한 컨버터의 실험 파형($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH1 : 입력 전류 i_{ac} (2A/div), CH2 : 입력 전압 v_{ac} (250V/div)
Fig. 14 Experimental waveforms of proposed converter, ($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH1 : input current i_{ac} (2A/div), CH2 : input voltage v_{ac} (250V/div))

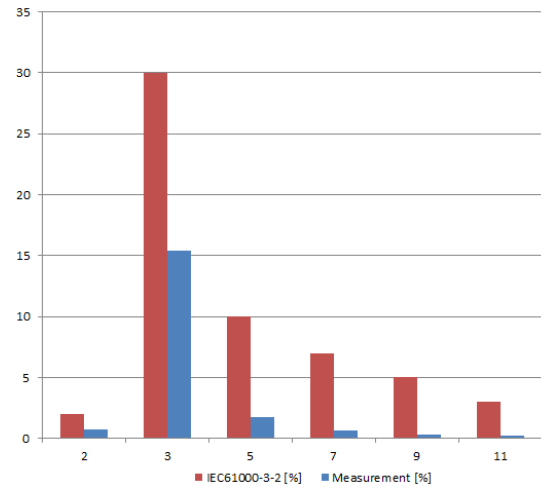


그림 15 제안한 컨버터의 입력 전류의 고조파 분석 그래프
Fig. 15 The harmonics spectrum of the input current of proposed converter

그림 14는 입력 전압이 220[V_{rms}] 일 때, 입력 전류, 전압에 대한 실험 파형이다. 모의실험과 실험에 있어서 약간의 차이는 존재하나 모의실험 및 실험결과는 거의 일치하며 실험결과의 차이는 component tolerance 로 인한 것으로 보인다.

그림 15는 입력 전류를 국제 규격인 IEC61000-3-2의 Class C와 비교한 그래프이다. 역률은 98.6[%]로 측정되었고, 고조파 성분은 IEC 규격을 모두 만족하였다.

그림 16은 LED의 출력 전류, 전압에 대한 파형이다. 정격 전류인 5.4[A]로 흐르는 것이 확인되고, 출력 전압은 LED의 정격 전압인 60[V]를 넘지 않는 것으로 안정된 동작을 보이는 것을 확인하였다.

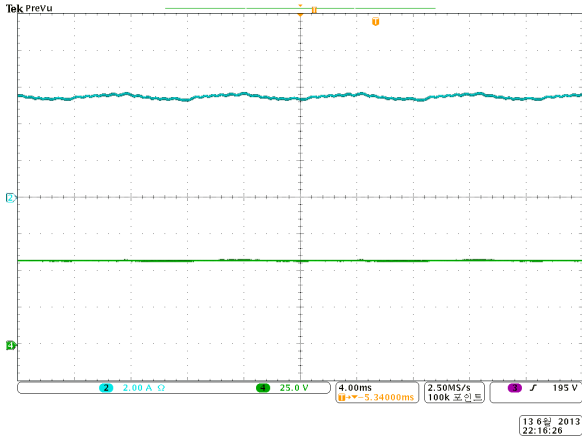


그림 16 제안한 컨버터의 실험 파형($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH2 : LED 전류 $i_{LED}(2A/div)$, CH4 : LED 전압 $v_{LED}(25V/div)$)

Fig. 16 Experimental waveforms of proposed converter, ($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH2 : LED current $i_{LED}(2A/div)$, CH4 : LED voltage $v_{LED}(25V/div)$)

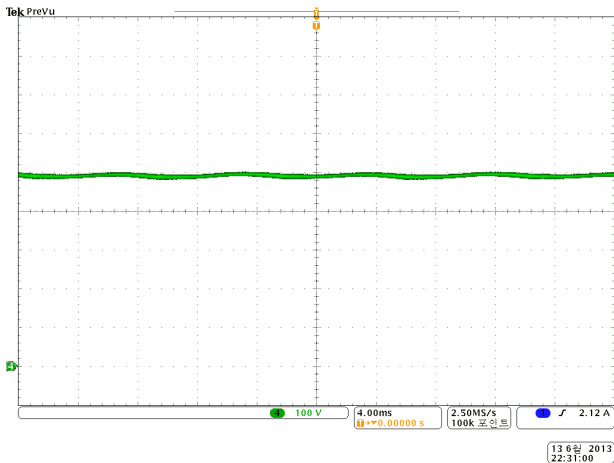


그림 17 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터의 $V_{cbu.s1} + V_{cbu.s2}$ 실험 파형

Fig. 17 Experimental waveform of the $V_{cbu.s1} + V_{cbu.s2}$ of 1-stage asymmetrical LLC resonant converter

그림 17은 실제 스위치에 걸리는 내압을 나타내는 $V_{cbu.s1} + V_{cbu.s2}$ 에 대한 실험 파형이다. 시뮬레이션과 거의 유사하게 500[V]로 확인하였다. 따라서 스위치를 사용함에 있어서 내압을 1.3배 마진을 두어 650[V] 내압의 스위치를 사용하는 것이 타당하다는 것이 위의 파형을 통해 확인되었다.

그림 18, 19는 각각 하암, 상암에 대한 ZVS를 스위치 내압과 게이트 전압으로 나타낸 것이다. 스위치 내압이 0이 되고 나서, 게이트의 전압이 올라가서 스위치가 on 되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 두 스위치 모두 ZVS를 만족한다는 것을 확인할 수 있다.

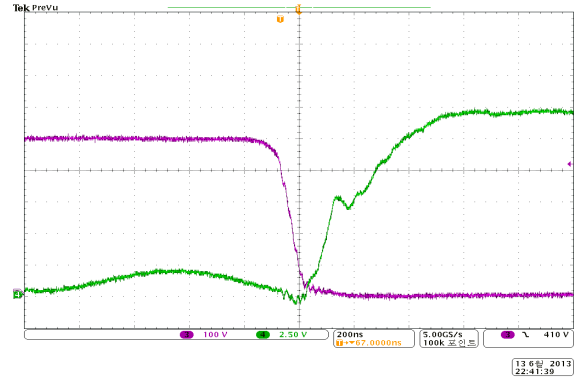


그림 18 제안한 컨버터의 실험 파형($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH3 : 하암 스위치 내압, $V_{F.ds}(100V/div)$, CH4 : 하암 게이트 전압, $V_{F.gs}(2.5V/div)$)

Fig. 18 Experimental waveform of proposed converter ($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH3 : Bottom switch voltage, $V_{F.ds}(100V/div)$, CH4 : Bottom gate voltage, $V_{F.gs}(2.5V/div)$)

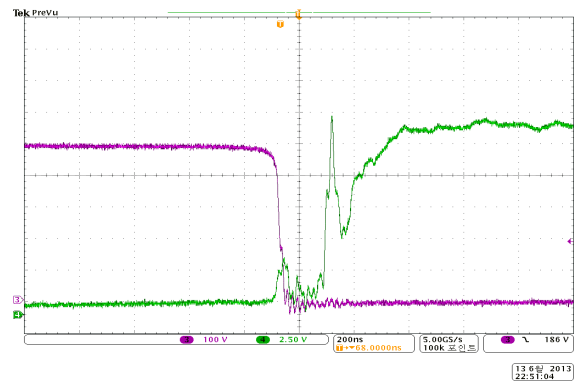


그림 19 제안한 컨버터의 실험 파형($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH3 : 상암 스위치 내압, $V_{U.ds}(100V/div)$, CH4 : 상암 게이트 전압, $V_{U.gs}(2.5V/div)$)

Fig. 19 Experimental waveform of proposed converter ($v_{in}=220[V_{rms}]$, CH3 : Top switch voltage, $V_{U.ds}(100V/div)$, CH4 : Top gate voltage, $V_{U.gs}(2.5V/div)$)

5. 결론

본 논문에서는 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터를 제안하였다. 그 결과로 모의실험과 실험을 통해 제안된 시스템의 타당성이 검증되었다. 제안된 1-stage 비대칭 LLC 공진형 컨버터는 PFC를 위해 불연속 전도 모드로 동작하였고, 역률은 98%이상, 고조파는 IEC61000-3-2의 Class C 기준을 모두 만족하였다. 간단하게 Q_2 의 시비율을 낮추는 것만으로 스위치의 내압을 1.5배 정도 저감시킨 것을 내압 650V 인 MOSFET IPX65R110CFDA을 실험에 사용하여 본 논문의 타당성을 증명시켰다.

감사의 글

본 연구는 미래창조과학부 및 통신산업진흥원의 IT 융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2013-H0301-13-1010)

References

[1] Sang-Bin Song, "LED lighting technology issue and prospect", The Korean Institute of Electrical Engineers, 2012.

[2] Yong-Sung Jeon, Dal-Lae Jin, Jae-Du La, Young-Seok Kim, "Study of the Elimination of the Electrolytic Capacitors and Reduction of the Ripple Current on the Output Node in the One-Stage PFC Flyback Converter for the LED Lighting", The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers, vol. 61, no. 11, 2012, pp. 1625-1633.

[3] Jay Lee, "The Scene of LED Lighting Market", Fairchild Semiconductor, 2011.

[4] Richard C. Dorf, James A. Svoboda, Introduction to Electric circuits, 7th ed, John Wiley & Sons, Inc., 2006, pp. 509-511.

[5] IEC Std. 61000-3-2. Electromagnetic compatibility. Part 3 : Limits. Section 2 : Limits for harmonic current emissions(equipment input current $\leq 16A$ per phase), 1995.

[6] Ashish Shrivastava, Bhim Singh, "LLC Series Resonant Converter Based LED Lamp Driver with ZVS", Power India Conference, IEEE 2012 fifth conference, pp. 1-5.

[7] S.De Simone, C Adragna, C. Spini, G Gattavari, "design-oriented steady state analysis of LLC resonant converter based on FHA", Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium, pp. 200-207, May, 2006.

[8] H. L. Do, and B. H. Kwon, "Single-stage asymmetrical PWM AC-DC converter with high power factor," IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 139, No. 1, pp. 1-8. 2002.

[9] C.M. Lai, K.K. Shyu, "A single-stage AC/DC converter based on zero voltage switching LLC resonant topology", IET Electr. Power Appl., vol. 1, no. 5, 2007, pp. 743-752.

[10] Dara L. O'Sullivan, Michael G. Egan, Michael J. Willers, "A Family of Single-Stage Resonant AC/DC Converters With PFC", IEEE Transactions on power electronics., vol 24, no. 2, 2009, pp. 398-408.

[11] Chun-An Cheng, Chun-Hsien Yen, "A Single-Stage Driver for High Power LEDs", Industrial Electronics and Appl. 2011 6th IEEE Conference, pp. 2666-2671.

[12] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed, Kluwer Academic Publishers, 2001, pp. 124-125.

[13] Samsung LED, "LED Street Light Module : STOSEW15090002SSST", 2010.

저 자 소 개



김 춘 택 (金 春 澤)

1967년 5월 1일 생. 1991년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년~현재 두산인프라코어 기술본부 APDC ATD 재직 중. 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 박사 과정.

Tel : 032-860-7397

E-mail : ctkim1967@hanmail.net



김 성 주 (金 成 柱)

1987년 1월 25일 생. 2012년 인하대 공대 전기공학과 졸업. 2012년 3월~현재 동대학원 전기공학과 석사 과정.

Tel : 032-860-7397

E-mail : billbos@nate.com



나 재 두 (羅 在 斗)

1970년 10월 10일생. 1994년 인천대학교 전기공학과 졸업. 1996년 인하대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2008년 영국 The University of Birmingham EECE 졸업(공박). 2008년 3월~현재 인하공업전문대학 전기정보과 조교수.

Tel : 032-870-2195

Fax : 032-870- 2507

E-mail : jdna@inhac.ac.kr



김 영 석 (金 榮 石)

1951년 6월 11일생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1987년 3월~1989년 2월 전기연구원 전력전자연구실장. 1989년 3월~현재 인하대 전기공학과 교수.

Tel : 032-860-7397

Fax : 032-863-5822

E-mail : youngsk@inha.ac.kr