

LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 동기정류기 구동회로에 관한 연구

(A Study on the Synchronous Rectifier Driver Circuits in the LLC Resonant Half-Bridge Converter)

안태영* · 임범선**

(Tae-Young Ahn · Bum-Sun Im)

Abstract

In this paper, we propose a current-driven synchronous rectifier driver circuit for LLC resonant half-bridge converters. The proposed driver circuit detects a relatively low current in the primary side of the transformer although a large current is flowing in the secondary side. Due to this feature, the driver circuit has a simple circuit structure and stabilizes the switching operation with a logic-level switching voltages for the synchronous rectifier. The operation and performance of the proposed driver circuit are confirmed with a prototype of 1kW class LLC resonant half-bridge converter. The experimental results proved that the proposed synchronous rectifier driver method improves the power conversion efficiency by around 1% and reduces the internal power loss by 17W.

Key Words : LLC Half Bridge Converter, Synchronous Rectifier, Resonant Switching, Current Driven SR

1. 서 론

일반적으로 스위칭 전원장치는 안정된 직류 출력을 목적으로 하는 전력 변환 장치이다. 특히 낮은 전압과 높은 출력 전류를 갖는 스위칭 전원장치는 출력의 정류 손실 때문에 전력 변환 효율이 낮게 되며 과도한 열이 발생하고 제품의 수명이 단축되는 문제가 있어서 변압기 2차측에 존재하는 정류기의 다이오드 대신

에 MOSFET와 같이 낮은 도통 저항을 갖는 반도체 스위치를 사용한 동기 정류기를 널리 사용하고 있으며 동기정류기를 사용하게 되면 정류 손실을 줄일 수 있어서 큰 출력 전류에서 높은 효율을 유지할 수 있고 발열을 줄여서 제품의 수명을 연장할 수 있는 방식으로 널리 알려져 있다[1-3].

본 논문에서는 큰 출력 전류에서 높은 전력 변환 효율을 얻을 수 있도록 LLC 공진형 컨버터를 사용하고, 변압기 2차측에 동기정류기를 사용하며, 그 스위치를 구동하기 위해서 변압기 1차측에 흐르는 전류를 전압으로 변환시켜주는 전류-전압 변환회로, 안정된 상태에서 동기 정류기를 구동시키기 위한 스위치 보호 논리회로, 고주파 스위칭에서 두 개의 동기정류기 스위치를 정확하게 구동하기 위한 새로운 구동회로를 제

* Main author : Dept. of Electronics Eng., Cheongju Univ.

** Corresponding author : Dept. of Electronics Eng., Cheongju Univ.

Tel : 043-229-8439, Fax : 043-229-8461

E-mail : tyahn@cju.ac.kr

Received : 2015. 11. 10.

Accepted : 2016. 1. 11.

안하였다. 제안된 동기정류기 및 구동회로는 1kW급 시제품을 설계 및 제작하여 다이오드 정류방식과 그 성능을 비교 분석하였으며 그 결과를 보고한다.

2. LLC 공진형 하프브릿지 컨버터

그림 1에는 다이오드 정류기의 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 기본회로가 나타나 있다. 그림의 좌측에 직류 입력이 있으며, 두 개의 스위치를 직렬로 구성하고 두 개의 스위치를 번갈아 스위칭 하여 입력전압을 공진회로에 펄스 상태로 순차적으로 인가하는 역할을 한다. 공진 전류를 발생시키는 공진 소자는 한 개의 커패시터와 두 개의 인덕터를 이용하여 변압기는 두 번째 인덕터와 병렬로 구성하게 된다. 특히 두 개의 인덕터는 변압기를 구성할 때 필요한 누설 인덕터와 자화 인덕터를 이용하여 구성 할 수도 있기 때문에 실제 필요한 소자의 수량 저감 효과가 있다.

변압기의 2차측은 전압을 정류하여 일정한 직류전압으로 변환시켜주는 정류기를 구성하는데 일반적으로 스위칭 전원장치에서 적용되는 배전압 정류기, 배전류 정류기, 전파정류기 중에서 비교적 자유롭게 적용 할 수 있어서 회로의 다양성이 보장되는 회로방식으로 알려져 있다[4-5].

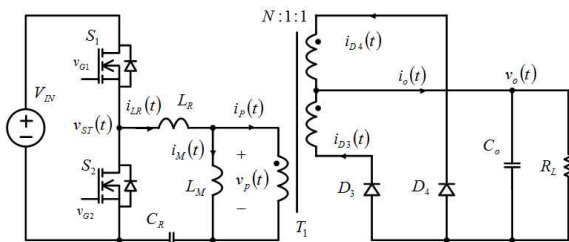


Fig. 1. LLC half bridge converter with diode rectifier

그림 2에는 컨버터의 정상상태 동작파형을 나타낸 것이다. 두 개의 스위치가 일정한 주파수와 50%의 시비율에서 온과 오프를 반복할 때 한 주기를 확대한 파형이다. 상단의 파형으로부터 두 개의 스위치에 대한 구동 전압이며, 두 번째는 공진 전류와 변압기 1차측 전류를 나타낸 것이고, 세 번째는 다이오드 정류기의

전압 및 전류 파형을 나타내었다. 그림에서 다이오드 전류는 반파 정류 된 정현파 형태이므로 다이오드 전압과 겹치는 부분이 없기 때문에 영전류 스위칭 동작이 가능하여 스위칭 손실이 저감되는 특징이 있다[6].

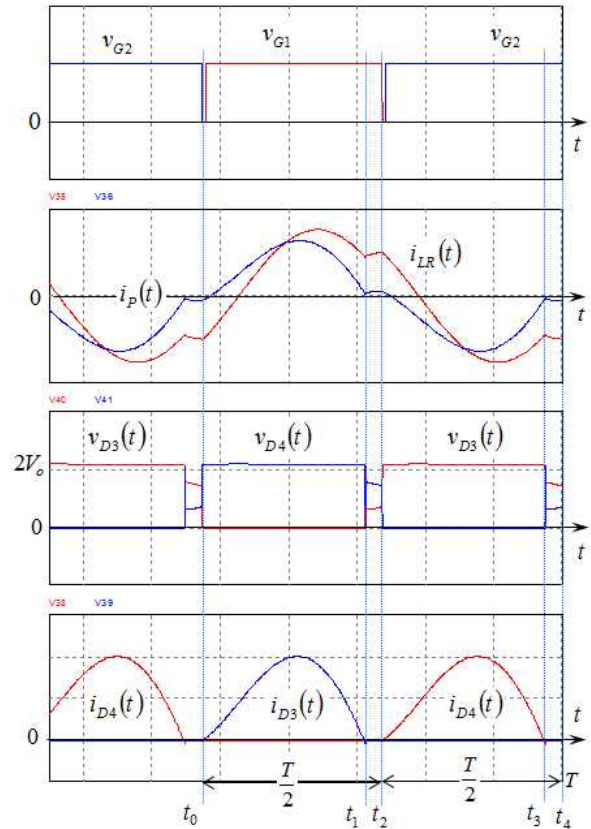


Fig. 2. Operating waveforms of steady state

식 (1)은 LLC 하프브릿지 컨버터에 대한 입출력 전압이득을 함수로 나타내었고 식으로부터 전압이득은 스위칭 주파수로 조절 가능하다는 것을 알 수 있다. 그림 3은 컨버터의 주파수 이득 특성을 그래프로 표현한 것이다. 그래프에서 각각의 실선은 부하저항에 반비례하는 Q값의 변화에 따라 다르게 나타낸 것이다 [7-8].

$$M = \frac{2NV_o}{V_s} = \frac{\omega_n K_L}{\sqrt{K_L^2 (1 - \omega_n^2)^2 Q^2 + \omega_n^2 \left(K_L + 1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right)^2}} \quad (1)$$

단, $K_L = \frac{L_M}{L_R}$ $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o} = \frac{f_s}{f_o}$ $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}$
 $Z_o = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$ $R_{AC} = \frac{8N^2}{\pi^2} R_L$ $Q = \frac{Z_o}{R_{AC}}$ 이다.

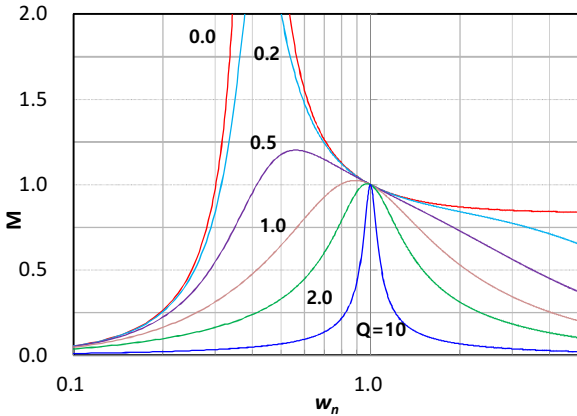


Fig. 3. Frequency gain characteristics of converter

3. 새로운 동기정류기 구동 회로

그림 1의 컨버터에서 변압기 2차측에 존재하는 정류기의 다이오드 대신에 MOSFET와 같은 낮은 도통 저항을 갖는 반도체 스위치를 사용한 동기 정류기를 구성할 수 있다. 그림 4에 동기정류기 방식의 LLC 하프 브릿지 컨버터의 기본회로가 나타나 있다. 동기정류기를 사용하게 되면 정류 손실을 줄일 수 있어서 큰 출력 전류에서 높은 효율을 유지할 수 있고 발열을 줄여서 제품의 수명을 연장할 수 있다. 그러나 동기 정류기는 외부 조건에 따라 전류되는 다이오드와 달리 스위치를 적절하게 제어 시키는 외부의 제어 신호가 필요하기 때문에 정확하고 빠른 구동회로와 같이 사용하지 않으면 불안정 상태에서 동작하게 되고 심지어는 스위치가 순간적으로 단락 되어 파괴되는 문제가 있다. 이러한 동기 정류기 구동회로는 크게 전압 구동형과 전류 구동형이 있으며, LLC 공진형 컨버터는 전류 공진 특성 때문에 전류 구동 방식의 동기정류기 제어회로가 사용되고 있다[9].

전류 구동 방식은 동기정류기 스위치의 전류가 흐르는 기간 동안만 스위치를 턴온 시켜야 하기 때문에 스

위치의 전류를 검출해야 하며, 일반적으로 큰 출력 전류가 흐르는 변압기 2차측에서 스위치 전류를 검출하는 경우가 많다. 최근에는 비교적 전류가 적게 흐르는 변압기 1차측 전류를 검출하여 동기정류기 구동 신호를 구성하는 1차측 전류구동 회로가 연구되고 있으나, 변압기의 1차측에서 전류를 검출하기 때문에 신호의 지연과 불안정한 동작 상태 때문에 스위치가 오동작하게 되며, 심지어는 스위치가 파괴되는 문제점이 보고되고 있다[10].

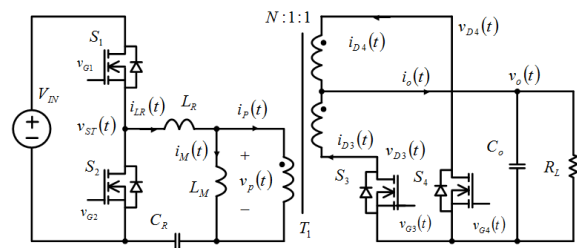


Fig. 4. LLC half bridge converter with synchronous rectifier

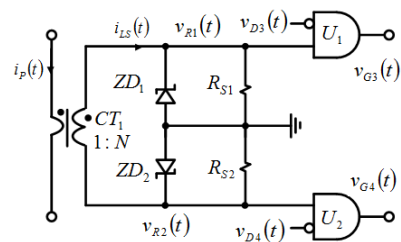


Fig. 5. Proposed current sensing circuit

그림 5는 본 논문에서 제안하는 동기정류기 구동회로이다. 그림에서 변류기(current transformer)는 변압기 1차측에 위치하고 전류를 검출하여 변류기의 2차측에 권선비의 비율만큼 증가한다. 변류기 2차측의 검출 저항에 따라 검출 전압이 달라지며, 식 (2)와 같다. 그림 6에는 변류기 1차측 전류의 방향에 따라 구성되는 동기정류기 구동회로의 상태 등가 회로를 나타내었다. 검출 저항과 병렬로 구성된 제너다이오드는 검출 전압이 일정 범위로 제한시키는 역할을 하며 식 (3)과 같다. 따라서 전류 검출 감도를 키우기 위해서는 전압 이득을 키워야하지만 일반적으로는 검출 전압과 감도는 반비례하기 때문에 감도를 키울 수 없었다.

$$v_{R1}(t) = \left(\frac{R_{S1}}{N} \right) i_P(t) \quad (2)$$

$$0 \leq v_{R1}(t) \leq V_{ZD1} \quad (3)$$

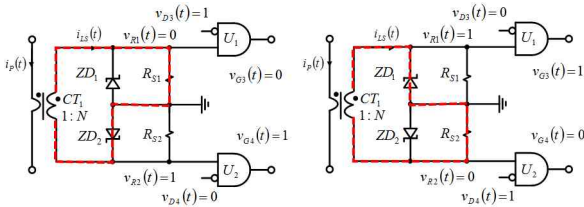


Fig. 6. Status circuit of synchronous rectifier drive circuit

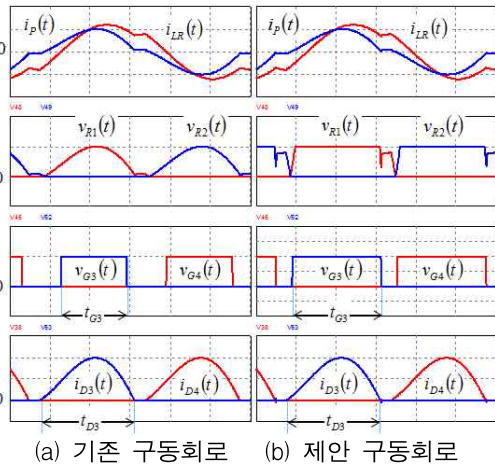


Fig. 7. Operating waveforms of synchronous rectifier drive circuit

그림 7에는 동기정류기 구동 회로의 동작 파형을 나타내었다. 그림 (a)에서는 일반 전류 검출 회로를 적용하였을 경우의 동작파형이며, 그림 (b)에서는 제안한 전류검출회로를 적용하였을 경우의 동작파형이다. 그림의 동작파형에서 공진 전류와 정류기 전류는 같지만, 일반 전류 검출 회로에 비해 안한 전류 검출 회로의 전압이 크며, 따라서 동기정류기의 스위칭 구간이 상대적으로 넓고, 효율적인 동작이 기대된다는 것을 알 수 있다.

그림 8은 앞서 제안한 전류 검출 회로를 적용시킨 동기정류기의 LLC 하프브릿지 컨버터 회로를 나타낸 것이다. 그림에서 U1, U2는 전류 검출 회로가 비정상

상태에서 동작하지 않도록 보호하는 논리 회로이며, MOSFET의 드라이버가 포함되어 있다. 특히 각 동기정류기의 스위치 전압을 두 개의 저항으로 전압 분배하여 측정하고 그 신호를 적용하였으며, 전압이 발생

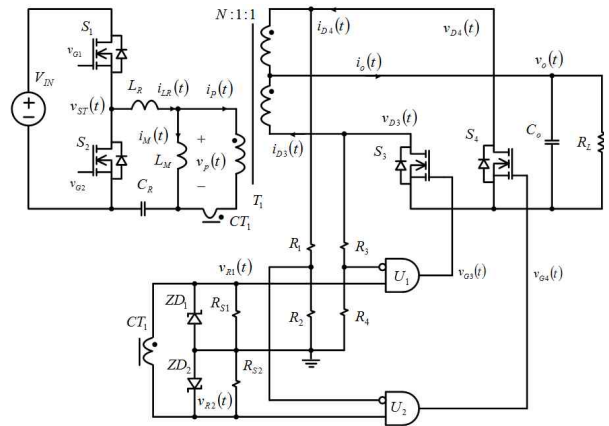


Fig. 8. Converter circuit with proposed synchronous rectifier

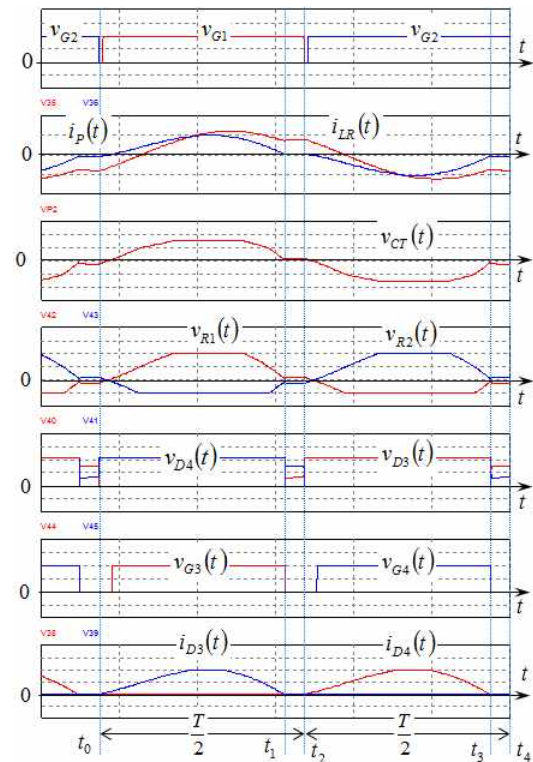


Fig. 9. Operating waveform of steady state

하면 동기스위칭을 즉시 멈추게 하였다. 그림 9는 그림 8의 회로에 대한 정상상태 동작 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 두 개의 주 스위치가 일정한 주파수로 스위칭하고, 공진 전류를 생성하며, 변류기에서 전류가 검출되고, 제안한 전류 검출 회로를 거치면서 전류-전압 감도가 증가하여 동기정류 구동에 필요한 파형이 형성되고 있다는 것을 알 수 있었다. 특히 동기정류기 전압이 발생하는 지점에서 구동전압이 0이 되고 스위칭이 멈추고 있다는 것을 확인하였다[11-12].

4. 시험 결과

4.1 시험 회로 설계

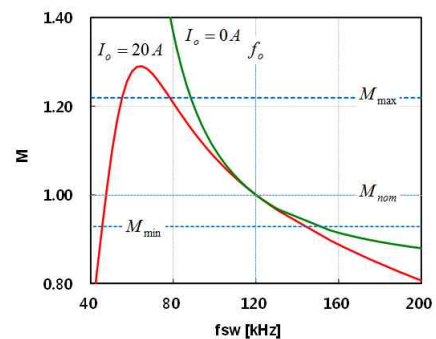
본 논문에서 제안하는 전류 검출 회로 및 동기정류기 구동회로를 검증하기 위해 시험용 회로를 제작하였다. 시험 회로는 입력 전압 범위가 360V-420V, 출력전압은 54V, 최대 출력 전류는 20A, 최대 출력 전력은 1kW로 설계하였다. 이 설계사양은 통신중계기용 전력 변환장치에 쓰이는 전기적 사양으로써 표 1에 시험회로의 정격을 나타내었다. 표 1의 시험용 회로의 사양으로부터 식 (1)의 전압이득 특성을 이용하여 주요 부품의 소자 값을 설계할 수 있다. 그림 10에는 설계 결과에 의한 주요 소자를 적용하였을 경우 특성 그래프를 나타낸 것이다. 이 때 공진주파수는 120kHz로 설정하였다. 그림 10 (a)는 전압 이득의 주파수 특성을 나타낸 것이다.

그림에서 전압 이득과 부하전류 범위 내에서 동작하는 경우 스위칭 주파수는 최소 80kHz, 최대 150kHz로 동작하게 된다. 그림 10 (b)은 입력 전압과 부하 전류

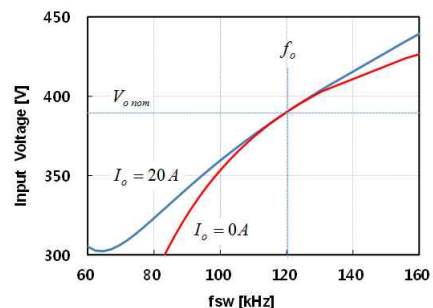
의 주파수 특성을 나타낸 것이다. 그림 10 (c)은 부하 전류와 공진 전류의 최대값을 나타내었다. 공진 전류 최대값은 공진 전류를 미분하여 얻을 수 있으며 아래 식 (4)로 구할 수 있다. 그림에서 최대 공진 전류값은

$$|i_{LR}(t)|_{\max} = \left(\frac{NV_o}{L_M}\right)t_K - \left(\frac{NV_o}{4L_M f_o}\right) + \left(\frac{\pi I_o}{2N}\right)\sin(\omega t_K) \quad (4)$$

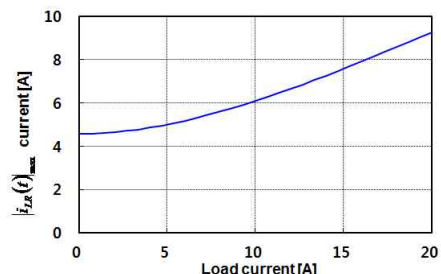
단, $t_K = \left(\frac{1}{2\pi f_o}\right)\cos^{-1}\left(\frac{-2N^2 V_o}{\pi^2 L_M I_o f_o}\right)$ 이다.



(a) 전압 이득의 주파수 특성



(b) 입력 전압과 부하전류의 주파수특성



(c) 부하 전류와 공진 전류의 최대값

Table 1. Specifications of prototype circuit

Parameters	Value	Unit
Input voltage range	360-420	Vdc
Output voltage	54	Vdc
Maximum load current	20	A
Maximum output power	1.0	kW
Resonant frequency	120	kHz

Fig. 10. Characteristic graph of steady state

부하 전류에 비례하며 최대부하에서 최대 9A 정도 흐른다는 것을 알 수 있다.

Table 2. Electronic load Specifications for experiment

Maker	Kikusui	-
Model name	PLZ1003WH	-
Rated Power	1000	W
Operating Voltage	5 to 500	Vdc
Rated Current	50A	A

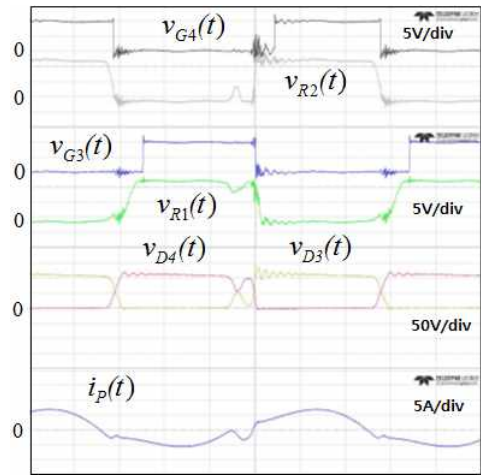
4.2 시험 결과

표 2에는 앞 절에서 설계한 소자를 적용하고 시험 회로에서 사용된 주요 부품의 정격과 사양을 나타내었다. 표에서 동기정류기용 스위치는 200V 88A급을 사용하였으며 이 때 온 저항은 10mΩ이다. 전류검출용 변류기의 권선비는 100:1급을 적용하였고, 드라이버용 IC는 두 출력이다.

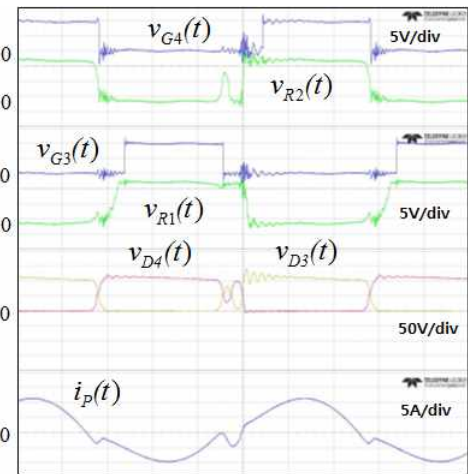
그림 11에는 시험용 컨버터의 정상상태 동작 파형을 사진으로 나타낸 것이다. 그림에서 출력 전력이 300W, 500W의 동작 파형이며 위로부터 동기정류기 스위치 구동전압, 전류 검출 전압, 동기정류기 스위치 전압 및 변압기 1차측 전류 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 변압기 1차측에서 검출된 전류파형은 전류검출 회로를 통해 구동전압으로 변환되고, 그 결과 동기정류기가 정상 동작 하고 있으며 특히 전류 검출전압이 제너다이오드 때문에 약 12V로 제한되며, 검출 감도도 비교적 높게 설정되어 있다는 것을 알 수 있었다.

Table 3. Specifications of the main parts

Name	Components	Specifications
Resonant Inductor	LR	PQ2625 / 24uH
Magnetizing Inductor	LM	PQ2625 / 112uH
Resonant Capacitor	CR	18nF×4 =72nF
FIS115NL	CT	1 : 100
UC27324	Gate Driver IC	Dual Output
IPP110N20N3	SR MOSFET	200V 88A



(a) VIN=390V, 출력전력 300W



(b) VIN=390V, 출력전력 500W

Fig. 11. Experimental waveforms

낮은 출력에서 동기정류기 구동은 구동전력 손실 때문에 오히려 손실이 증가하는 것을 방지하기 위해서이다. 그림 11은 부하 전류에 대한 내부 전력손실을 나타내었으며, 그림 12에서는 전력변환 효율을 나타내었다. 그림에서 일반 다이오드 정류기와 동기정류기 특성을 비교하였으며, 다이오드 정류기는 최대부하에서 약 59W의 전력손실이 있으며, 동기정류기는 최대 42W의 손실이 확인 되었다. 따라서 동기정류기의 전력손실이 약 17W 저감되었으며 내부 발열 또한 감소되었다.

효율 특성 그래프에서 다이오드 정류기의 최대부하

효율은 94.6%, 최대 효율은 94.9%였다. 이에 반해 동기정류기의 최대 부하 효율은 95.6%, 최대 효율은 96%이었다. 따라서 동기 정류기의 효율이 다이오드 정류기의 효율보다 약 1% 정도 개선된다는 것을 알 수 있었다. 또한 본 논문에서 제안한 동기정류기 구동 회로를 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터에 적용하는 경우 변압기 1차측에서 전류를 검출하기 때문에 회로 구성이 간단하고, 스위치 전압을 구동 논리회로에 포함시켜서 안전한 스위칭 동작이 확보 되도록 하였다.

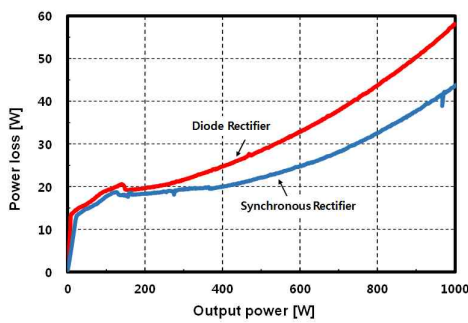


Fig. 11. Internal power losses of load current

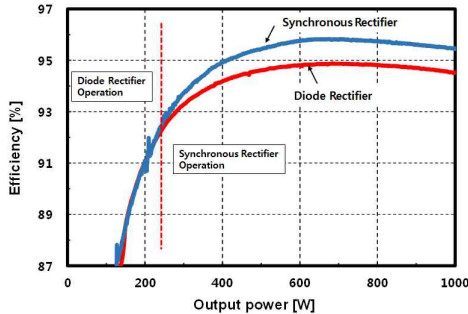


Fig. 12. Power conversion efficiency

그 결과 컨버터의 전력 변환 효율이 개선되며, 내부 전력 손실을 저감시킬 수 있다는 것을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터의 변압기 1차측에서 전류를 검출하는 전류구동 방식의 동기 정류기 구동회로를 제안하였다. 제안된 회로는 1kW급 LLC 공진형 하프브릿지 컨버터 시제품을 적용하여 설계 및 제작하고 다이오드 정류방식과 그 성

능을 비교 분석하였으며 그 결과를 보고하였다. 본 논문에서 제안한 동기정류기 구동회로는 비교적 전류량이 적은 변압기 1차측에서 전류를 검출하기 때문에 대전류의 2차측에서 검출하는 것보다 회로구성이 간단하고, 동기 정류용 스위치 전압을 구동 논리 회로에 포함시켜서 안전한 스위칭 동작이 확보 되도록 하였다.

시험 회로의 시험 결과 제안한 동기 정류기 구동 방식이 다이오드 정류기의 전력 변환 효율보다 약 1% 정도 개선되며, 내부 전력 손실을 약 17W 저감되었으며 내부 발열 또한 감소시킬 수 있다는 것을 확인하였다.

이 논문은 2014년도에 청주대학교 산업과학연구소가 지원한 학술연구조성비(특별연구과제)에 의해 연구되었음

References

- [1] Po-Yuan Chen, Masahito Jinno, and Yu-Min Shie, "Research on the Reverse Conduction of Synchronous Rectifiers", IEEE Trans. on I.E, Vol. 55, No. 4, APRIL 2008 PP 1570-1575.
- [2] X. Wu, G. Hua, J. Zhang, Z. Qian, "A New Current-Driven Synchronous Rectifier for Series-Parallel Resonant(LLC) DC-DC Converter", IEEE Trans. on I.E, Volume 58, Issue 1, January 2011, Page(s) : 289-297.
- [3] J. Zhang, J. Liao, J. Wang, Z. Qian, "A Current-Driving Synchronous Rectifier for an LLC Resonant Converter With Voltage-Doubler Rectifier Structure", IEEE Trans. on P.E, Volume 27, Issue 4, April 2012 Page(s) : 1894-1904.
- [4] J. Zhang, J. Wang, G. Zhang, Z. Qian, "A Hybrid Driving Scheme for Full-Bridge Synchronous Rectifier in LLC Resonant Converter", IEEE Trans. on P.E, Volume 27, Issue 11, November 2012 Page(s) : 4549-4561.
- [5] D. Fu, Y. Liu, Lee, "A Novel Driving Scheme for Synchronous Rectifiers in LLC Resonant Converters", IEEE Trans. on P. E, Volume 24, Issue 5, May 2009, Page(s) : 1321-1329.
- [6] T. Qian, W. Son, Lehman "Self-driven synchronous rectification scheme without undesired gate-voltage discharge for DC-DC converters with symmetrically driven transformers", IEEE Trans. on P. E, Volume 23, Issue 1, Jan 2008, Page(s) : 506-510.
- [7] X. Xie, J. C. P. Liu, F. N. K. Poon, M. H. Pong "A novel high frequency current-driven synchronous rectifier applicable to most switching topologies", IEEE Trans. on P. E, Volume 16, Issue 5, Sep 2001, Page(s) : 635-648.
- [8] W. Eberle, Z. Zhang, Y. Liu, P. C. Sen "A current source gate driver achieving switching loss savings and gate

- energy recovery at 1-MHz”, IEEE Trans. on P. E, Volume 23, Issue 2, Mar 2008, Page(s) : 678-691.
- [9] X. Xie, J. Zhang, C. Zhao, Z. Zhao, Z. Qian “Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel over-current protection circuit”, IEEE Trans. on P. E, Volume 22, Issue 2, Mar 2007, Page(s) : 435-443.
- [10] X. Zhou, M. Donati, L. Amoruso, F. C. Lee “Improved light-load efficiency for synchronous rectifier voltage regulator module”, IEEE Trans. on P. E, Volume 15, Issue 5, Sep 2000, Page(s) : 826-834.
- [11] Joonmin Lee, Min-Gi Park, Young Keun Lee, Jae-Du La “Study of High Efficiency LLC Resonant Converter for a Battery Charger of Emergency Electric Power Generator Control System”, Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers 27(10), Oct 2013, Page(s) : 93-100.
- [12] Yeung-Suk Kim, Young-Tae Kim “Adaptive Current Control of Power LEDs Using Half-Bridge LLC Resonant Converter”, Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers 27(4), Apr 2013, Page(s) : 48-53.

◇ 저자소개 ◇



안태영 (安泰榮)

1961년 3월 25일생. 1984년 한양대 전자공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 큐슈대 전자공학 졸업(박사). 1995년 일본 세이코전기 선임연구원. 1996년 삼성전자 반도체 선임연구원. 1997년~현재 청주대 전자공학과 교수.



임범선 (林範善)

1961년 12월 15일생. 1998년 호서대 전자공학과 졸업. 2002년 동아일렉콤 수석연구원. 2003년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2004년~현재 (주)에이씨티 연구소장. 2014년~현재 청주대 대학원 전자공학과 박사과정 재학중.