

인터리브드 플라이 백 컨버터의 스위칭 손실 감소를 위한 제어형 스너버에 관한 연구

(A Study on the Controllable Snubber for Switching Loss Reduction in Interleaved Fly-Back Converter)

박창석* · 정태욱**

(Chang-Seok Park · Tae-Uk Jung)

Abstract

This paper proposes a new switching algorithm for an controllable clamp snubber to improve the efficiency of a fly-back converter system. This system uses an controllable clamp method for the snubber circuit for the efficiency and reliability of the system. However, the active clamp snubber circuit has the disadvantage that system efficiency is decreased by switch operating time because of heat loss in resonance between the snubber capacitor and leakage inductance. To address this, this paper proposes a new switching algorithm. The proposed algorithm is a technique to reduce power consumption by reducing the resonance of the snubber switch operation time. Also, the snubber switch is operated at zero voltage switching by turning on the snubber switch before main switch turn-off. Experimental results are presented to show the validity of the proposed controllable clamp control algorithm.

Key Words : Switching Algorithm, Clamp Snubber, ZVS, Boost Converter, Resonance

1. 서 론

오늘날 산업의 발달로 전기 에너지 사용량의 증가로 인해 환경오염을 야기시켰고 에너지원의 고갈을 초래했다. 이 문제를 해결하기 위해 최근 신재생 에너지에

대한 관심이 많아지면서 풍력 및 태양광 발전 그리고 연료전지 발전 시스템의 연구가 급증하고 있다. 독립형 전력변환기는 태양광, 연료 전지 및 배터리를 이용하여 상용 전원을 사용 가능하게 하고, 특히 개발도상국, 오지, 산악 지역 등에 매우 중요한 시스템이다 [1-2].

일반적으로, 신재생 에너지 전력변환 시스템에서 DC-DC 컨버터 토폴로지는 낮은 입력 전압으로 인해 높은 승압 비를 가지는 토폴로지를 사용하게 되고, 그 중 높은 승압 비를 가지며 전기적인 절연의 안정성을 가지는 플라이 백 컨버터 토폴로지를 이용한 연구가

* Main author : Electrical Engineering at
Kyungnam Univ. Ph.D Candidate
** Corresponding author : Electrical Engineering at
Kyungnam Univ. Professor
Tel : 055-249-2628, Fax : 0505-999-2161
E-mail : chang8793@naver.com
Received : 2014. 11. 25
Accepted : 2015. 2. 26

활발히 진행되고 있다[3].

플라이 백 컨버터의 스위칭 제어 기법은 컨버터의 안정성과 신뢰성 그리고 전력 품질을 좌우하는 주요 요소이다. 플라이 백 컨버터의 경우 스위칭 소자가 턴 오프 될 때 변압기의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지에 의해 전압 스파이크가 발생한다. 이 전압 스파이크는 컨버터 시스템에 심각한 전압 스트레스를 유발하고, 효율 저하의 원인이 된다.

전압 스파이크 성분을 제거하기 위해 기존에는 수동 소자를 이용한 RCD 스너버 회로를 사용하거나, 액티브 클램프 스너버 회로를 사용하였다. 그 중 RCD 스너버 회로는 전압 스파이크 성분을 클램프 커패시터에 충전시키고 저항으로 소비하는 방식으로 전압 스파이크 성분은 저감시킬 수 있으나, 열에 의한 전력손실이 발생하여 효율을 개선시키지 못하고, 액티브 클램프 스너버 회로는 스너버 회로 동작 중에 클램프 커패시터와 변압기의 1차측 누설 인덕턴스에 의한 공진이 발생하여 스위칭 소자와 변압기의 온도 상승으로 인한 손실이 발생한다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 전압 스파이크 성분을 줄이며 공진을 최소화할 수 있는 스위칭 기법에 주안점을 두고 연구되었다[4-6].

2. 시스템 모델링

2.1 일반적인 플라이 백 컨버터

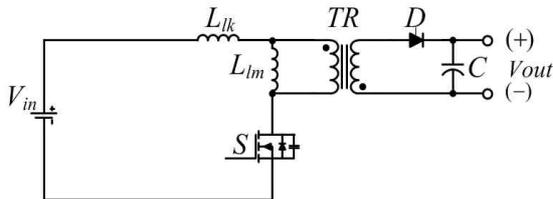


그림 1. 플라이 백 컨버터 등가회로
Fig. 1. Flyback converter equivalent circuit

DC-DC 컨버터에 사용되는 토폴로지는 낮은 입력 전압범위로 고효율을 내고 타 컨버터보다 사용하는 부품 수가 적어, 소형 경량화에 적합한 플라이 백 컨버터를 사용하였다. 그림 1은 변압기의 누설 인덕턴스

L_{lk} , 자화 인덕턴스 L_{lm} , MOSFET S 로 이루어진 일반적인 플라이 백 컨버터 토폴로지를 나타내었다. 그림 1에 대한 동작은 그림 2와 같다.

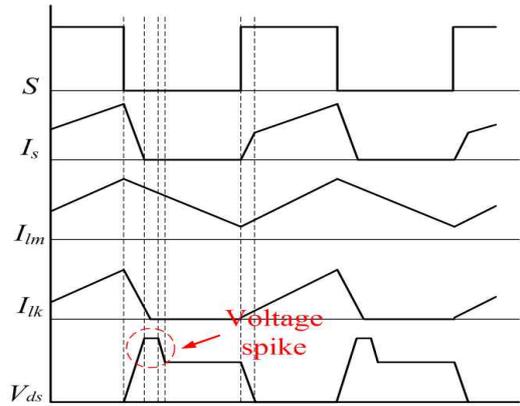


그림 2. 기존 플라이 백 컨버터의 각 부 파형
Fig. 2. Wave form of the conventional flyback converter

MOSFET S 가 턴 온 시 변압기 1차측 자화 인덕턴스 전류 I_{lm} 과 누설 인덕턴스 전류 I_{lk} 는 증가하고, S 양단 전압 V_{ds} 는 0이 된다.

MOSFET S 가 턴 오프 시 2차 측으로 유도되지 못한 누설 인덕턴스 전류 I_{lk} 는 0까지 감소하면서 V_{ds} 에 전압 스파이크가 발생한다. 이 때 발생된 전압 스파이크는 식 (1)과 같이 계산할 수 있다.

$$V_{ds}(t) = V_{in} + L_{lk} \frac{di_{lk}(t)}{dt} + \frac{N1}{N2} \times V_{out} \quad (1)$$

2.2 기존 액티브 클램프 스너버 분석

RCD 스너버 회로는 열에 의한 전력손실로 효율을 개선하지 못하는 단점이 있다[7-8]. 따라서 저항을 사용하지 않고 스위칭 소자를 이용한 액티브 클램프 방식의 스너버 회로를 구성하면 저항에 의한 손실 없이 전압 스파이크를 제거할 수 있다. 기존 액티브 클램프 스너버 회로는 전압 스파이크 성분을 클램프 커패시터에 충전하여 제거하는 기법이다. 이 기법은 전압 스파이크 발생 시 보조 스위치의 free wheeling 다이오드를 통해 자동으로 클램프 커패시터에 전압 스파이크

크 성분이 충전되는 방식이다. 하지만 클램프 커패시터에 저장된 에너지 방출을 위해 보조 스위치를 턴 온할 때 하드 스위칭 동작을 하게 되어 스위칭 손실이 발생하게 되고, 클램프 커패시터와 누설 인덕턴스 사이에 공진이 발생하여 스위칭 소자와 변압기의 온도 상승으로 인한 손실이 발생하는 단점이 있다[9-10].

3. 시스템 구성

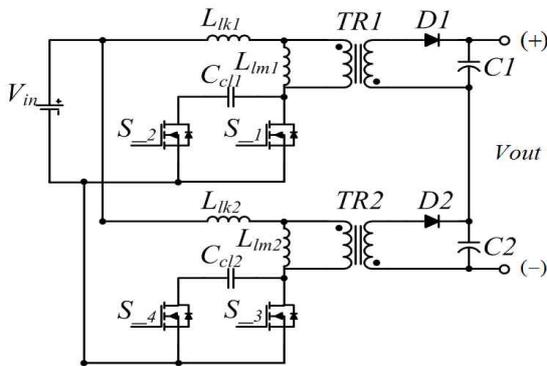


그림 3. 인터리브드 플라이 백 컨버터
Fig. 3. Interleaved fly back converter

그림 3은 제안된 제어형 클램프 스너버를 적용한 인터리브드 플라이 백 컨버터 회로도이며, 종래의 시스템에 의해 발생된 전압 스파이크를 클램프 커패시터에 충전시켜 감소시켰다. 또한 단일 플라이 백 컨버터를 병렬로 연결하여 인터리브 회로를 구성하여 출력 전압 및 전류의 리플을 감소시켰으며, 보조 스위치 S2, S4는 ZVS 시스템으로 동작하여 스위칭 손실을 감소시켰다.

3.1 인터리브드 제어 기법

인터리브드 제어는 병렬로 연결된 단일 컨버터의 개수(N)에 따라 $2\pi/N$ 만큼 위상지연을 가지고, 동일한 스위칭 주파수로 스위칭하는 기법이다. 따라서 입력 전류는 단일 컨버터 스테이지에 $1/N$ 만큼 분배되어 흐르기 때문에 소자의 정격 전류 및 전류 스트레스를 줄일 수 있다. 또한 입력 전류와 출력 전압은 중첩되어 나타나기 때문에 리플 주파수는 N배 만큼 증가하

여 리플을 저감할 수 있어 입출력 필터 설계가 용이하고, 소형화 가능한 장점이 있으며 50% 듀티 사이클 동작 시 최대로 전류 리플을 감소한다[6].

그림 4는 인터리브드 제어 기법을 부각시키기 위한 스위칭 패턴도이다.

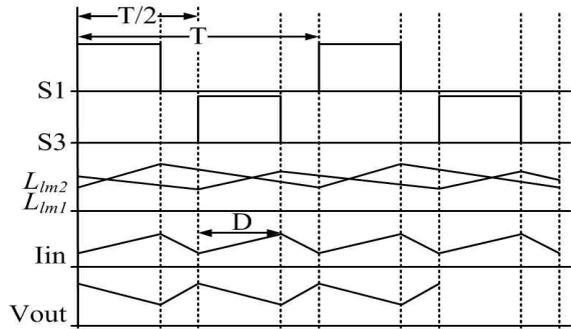


그림 4. 인터리브드 제어 기법의 스위칭 패턴도
Fig. 4. Switching pattern of interleaved control method

스위칭 신호 S1과 S3는 상보 동작을 하고 있으며, I_{lm1} 과 I_{lm2} 는 각각 L_{lm1} , L_{lm2} 에 흐르는 전류이다. 그리고 T는 스위칭 주기, D는 듀티비이다.

출력 전압 리플은 출력 전류 I_{out} 의 평균값을 이용하여 계산할 수 있고, 다음 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta Q = I_{out}DT \tag{2}$$

$$\Delta V_{ripple} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_{out}D}{RC} T$$

$$\Delta V_{ripple} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{V_{out}D}{RCf}$$

출력 전압의 리플 주파수는 컨버터 개수 N만큼 증가하기 때문에 식 (3)과 같이 계산된다.

$$\Delta V_{ripple} = \frac{V_{out}D}{RC} \frac{1}{f} \frac{1}{N} \tag{3}$$

3.2 제안된 제어형 클램프 스너버 분석

제안된 제어형 클램프 플라이 백 컨버터는 보조스위치가 턴 온되는 구간 동안 누설 인덕턴스와 클램프 커

패시터 사이에 공진이 발생하게 된다. 이때 발생한 공진 때문에 스위치 소자와 변압기에 온도 상승을 야기하고 손실이 발생한다. 그림 7은 제어형 클램프 플라이 백 컨버터의 스위칭 패턴도이다. 발생하는 공진 주파수는 식 (4)와 같다.

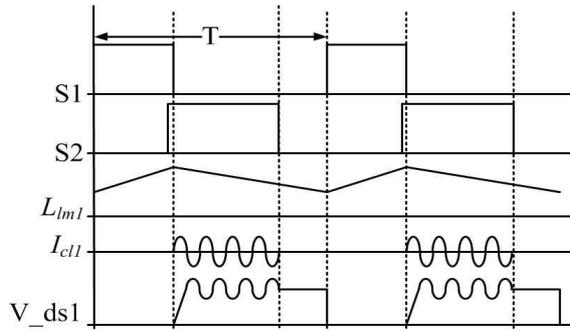


그림 5. 제어형 클램프 스위칭 패턴도
Fig. 5. Switching pattern of controllable clamp

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lk}C_d}} \quad (4)$$

공진을 최소화하기 위해 그림 8과 같이 스너버 커패시터에 발생하는 공진 첫 주기에서 전압이 충전 후 방전되는 2, 3사분면 사이에 보조 스위치를 턴 오프하면 공진을 줄일 수 있다. 따라서 최적의 보조 스위치 턴 온 듀티는 공진의 1/4주기에 메인 스위치와 보조 스위치가 동시에 켜지는 구간을 더한 식 (5)와 같다[11].

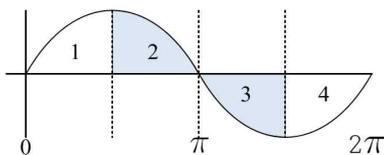


그림 6. L-C 공진 주파수 주기
Fig. 6. L-C resonance frequency period

$$S_{2,4on} = S_{overlapping} + \frac{\pi}{2}\sqrt{L_{lk}C_{cl}} \quad (5)$$

그림 7은 최적 보조 스위치 턴 온 듀티를 적용하여 클램프 커패시터와 변압기 누설 인덕턴스 간의 공진을 최소화시킨 스위칭 패턴도이다.

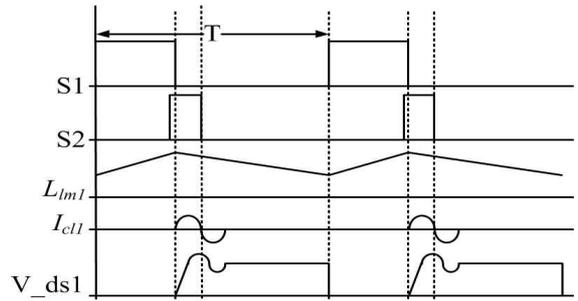


그림 7. 제안된 제어형 클램프 스위칭 패턴도
Fig. 7. Proposed switching pattern of controllable clamp

그림 8은 제안된 인터리브드 플라이 백 컨버터의 동작 모드이고, 사용되는 스위칭 패턴도는 그림 9와 같다.

MODE 1 [$t_0 \sim t_1$]: s_1 이 턴 온 된 상태를 지속하는 모드로써, I_{lm} , I_{lk} 을 선형적으로 증가시키는 모드이다. 이 때 s_1 을 제외한 모든 스위치는 턴 오프되고, s_1 이 턴 온되는 시간을 t_{on} 이라 한다면, 1차 전류는 다음 식 (6)과 같다.

$$I_{lm} = \frac{V_{in}}{L_{lm}}t_{on} \quad (6)$$

변압기 1차 권선의 인덕턴스에 저장되는 에너지는 다음과 같다.

$$p_{tr1} = \frac{1}{2}L_{lm}I_m^2 = \frac{V_{in}^2 t_{on}^2}{2L_{lm}} \quad (7)$$

여기서 단위 시간당 저장되는 에너지는 스위칭 주파수를 f_{sw} 라 할 때, 식 (8)과 같다.

$$p_{tr1} = \frac{1}{2}L_{lm}I_m^2 = \frac{V_{in}^2 t_{on}^2}{2L_{lm}}f_{sw} \quad (8)$$

이 모드 동안 D_1 는 역방향 바이어스되어 출력 측 부하에 에너지가 공급되지 않고, L_{lm2} 에 저장되어 있던 I_{lm2} 는 출력 측 부하에 에너지를 공급한다.

MODE 2 [$t_1 \sim t_2$]: Falling time 구간으로써, s_2 를 턴 온시키고, I_{s1} 는 t_2 까지 0이 되지만 I_{lk1} 는 완전 방전

되지 못한다. 동시에 V_{ds1} 은 전류가 빠르게 변화하면서 생성된 I_{lk1} 에 의해 전압 스파이크로 식(9)와 같이 상승하지만, S_2 가 턴 온되어 있어 C_{d1} 으로 누설 인덕턴스에 의한 에너지가 충전된다. 하지만 L_{lk1} 의 에너지가 고갈될 때까지 공진을 하게 된다. $D_{1,2}$ 는 순방향 바이어스되어 출력 측 부하에 에너지가 공급 된다.

$$V_{ds1}(t) = \left\{ V_{in} + L_{lk1} \frac{di_{lk1}(t)}{dt} + \frac{N_1}{N_2} V_{out} \right\} - V_{d1} \quad (9)$$

MODE 3 [$t_2 \sim t_3$]: S_1 이 완전히 턴 오프되고, I_{lk1} 는 감소하여 0이 되고, V_{ds1} 은 전압을 유지한다. 이 때 S_1 과 S_3 는 데드타임 구간으로써 $L_{lm1,2}$ 에 저장되어 있던 $I_{lm1,2}$ 는 $D_{1,2}$ 를 통해 출력 측 부하에 에너지를 공급한다. TR 의 2차 권선에 흐르는 전류는 최댓값으로부터 V_{2out}/L_{lm2} 의 비율로 감소할 것이므로 다음과 같이 계산된다.

$$i_{2max} = i_{max} \frac{N_2}{N_1} \quad (10)$$

$$i_{2out} = i_{2max} - \frac{V_{2out}}{L_{lm2}} t_{off}$$

이 구간에서 TR 에 축적된 에너지는 2차 권선을 통해 방출되고 S_1 이 턴 오프되는 동안만 흐른다. 이 때 부하 전류의 평균값은 전류가 흐르는 한 주기의 평균을 취하면 다음 식 (11)과 같이 계산되어진다.

$$\begin{aligned} i_{2out} &= \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \int_0^{t_{off}} i_2 dt \quad (11) \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{off}} i_{2max} - \frac{V_{2out}}{L_{lm2}} t_{off} dt \\ &= \frac{1}{T} \left(i_{2max} t_{off} - \frac{V_{out} t_{off}^2}{2L_{lm2}} \right) = \frac{i_{2max} t_{off}}{2T} \end{aligned}$$

또한 2차 출력전압은 듀티비에 따라 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{out} = \frac{D}{1-D} \frac{N_1}{N_2} V_{in} \quad (12)$$

MODE 4, 5, 6은 하단 컨버터 스테이지가 차례로 MODE 1, 2, 3과 같이 동작한다. MODE 7이 되면 다시 MODE 1의 상단 컨버터 스테이지가 동작하면서 인터리브드 동작을 재수행한다.

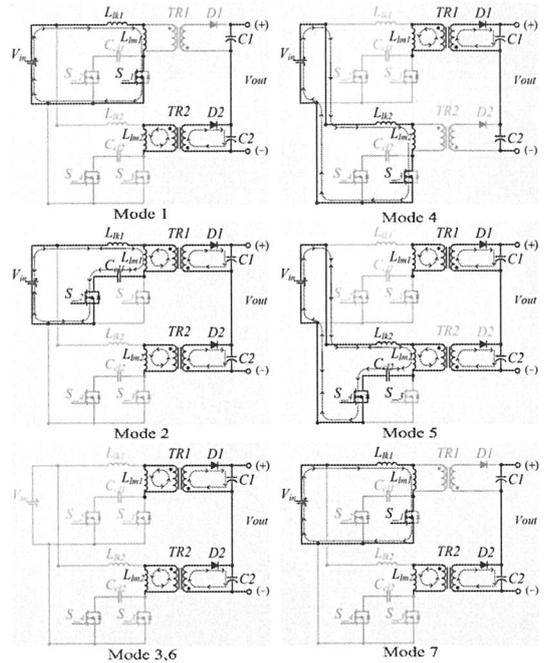


그림 8. 제안된 컨버터의 동작 모드
Fig. 8. Operation mode of proposed converter

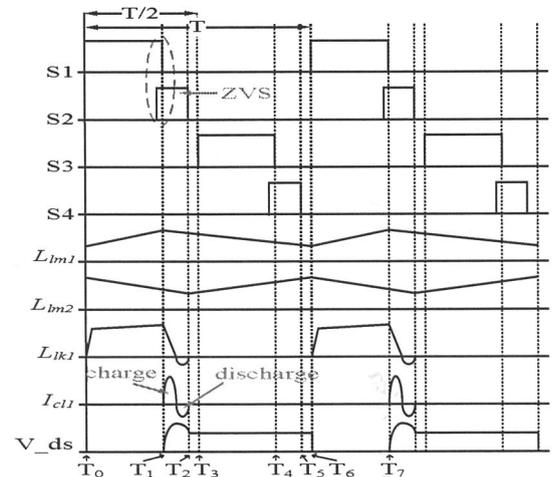


그림 9. 제안된 컨버터의 특성 파형
Fig. 9. Waveform characteristics of proposed converter

4. 시뮬레이션

그림 10은 시뮬레이션의 회로도를 나타낸다. 신재생 에너지용 입력 전원은 일반 직류전원으로 대체하였고, 입력 전압의 범위는 12~30V로 가정하여 사용하였다.

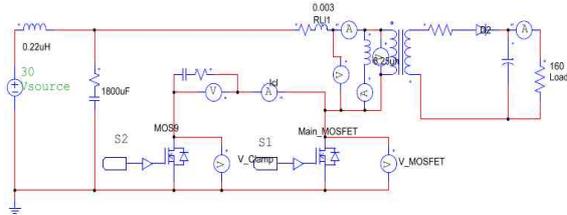


그림 10. 제안된 컨버터 시뮬레이션 회로도
Fig. 10. Proposed converter simulation circuit

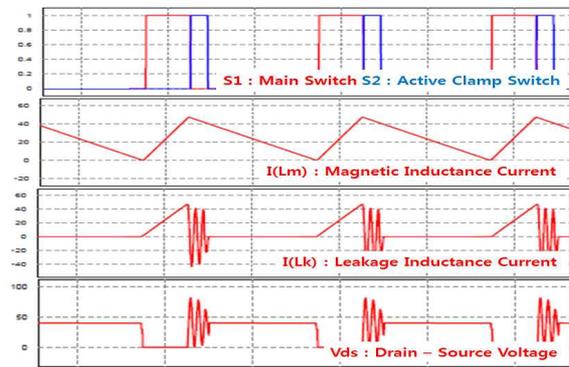


그림 11 (a). 제어형 플라이 백 컨버터 시뮬레이션
Fig. 11 (a). Controllable fly back converter simulation

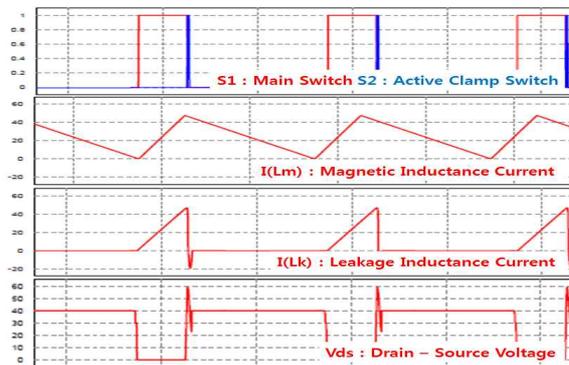


그림 11 (b). 개선된 제어형 플라이 백 컨버터 시뮬레이션
Fig. 11 (b). Improved controllable fly back converter simulation

그림 11 (a)는 제안된 제어형 클램프 방식을 적용한 시뮬레이션 결과이다. 전압 스파이크가 제거되는 것을 확인하였으나, 보조 스위치가 도통 구간 동안에 누설 인덕턴스와 스너버 커패시터간의 공진이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 11 (b)는 제안된 제어형 클램프 방식에 공진 첫 주기의 2, 3분면 사이에 보조 스위치를 턴 온하여 전압 스파이크와 공진 모두 감소하는 것을 확인할 수 있다.

5. 실험 결과

Table. 1은 본 논문에서 제시한 제어형 클램프 플라이 백 컨버터 실험에 사용된 파라미터이다.

표 1. 컨버터 시스템 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameter of converter system

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{in}	입력 전압	12~30	V_{dc}
V_{out}	출력 전압	360	V_{dc}
$L_{lm1,2}$	자기 인덕턴스	28	mH
N	변압기 턴 비	3 : 48	-
$C_{Link1,2}$	DC_Link 커패시터	470	μF
f_{dc}	스위칭 주파수	25	kH
P_{out}	정격 출력	400	W

그림 12는 일반적인 플라이 백 컨버터에 대한 실험 파형이며, MOSFET의 Drain-Source간 전압 스파이크 파형을 나타낸다. 스너버 회로가 없는 경우 전압 스파이크가 높게 나타남을 알 수 있다.

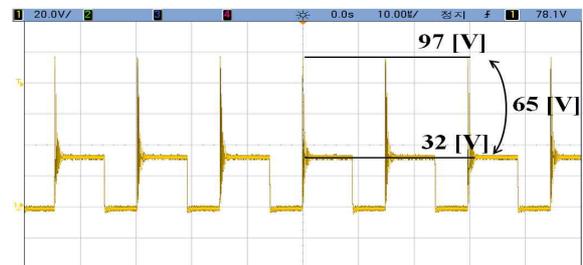


그림 12. MOSFET 전압 스파이크 파형
Fig. 12. MOSFET voltage spike wave form

그림 13은 제안된 스위칭 기법이 적용되어 MOSFET 양단에 발생된 전압 스파이크가 제거된 파형을 나타낸다. 전압 스파이크는 65V에서 약 35% 감소된 23V를 나타내고, 턴 오프 제어를 통해 L-C 공진 또한 최소화시켰다.



그림 13. 전압 스파이크가 제거된 MOSFET 전압 파형
Fig. 13. MOSFET voltage wave form removed voltage spike

그림 14는 기존 액티브 클램프 스너버를 사용한 플라이 백 컨버터와 제안한 기법을 적용한 플라이 백 컨버터의 출력 효율 특성을 나타내었다. 정격 출력 400W 부하에서 입력 전압을 가변하여 측정하였고, 그 결과 제안된 기법을 적용하였을 때 최대 4% 효율이 상승하였다.

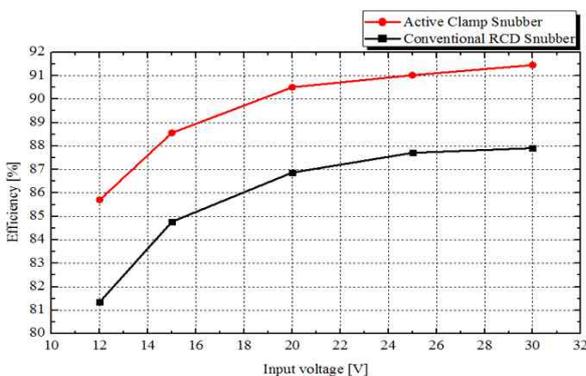


그림 14. RCD 스너버와 클램프 스너버의 효율 특성
Fig. 14. RCD snubber and clamp snubber efficiency characteristic

6. 결 론

본 논문에서는 신재생 에너지용 부스트 컨버터 시스

템의 효율 향상을 위한 인터리브드 제어형 클램프 스위칭 기법을 제안하였다. 컨버터를 병렬로 연결하여 인터리브드 제어를 통해 필터 설계가 용이하여 시스템을 소형 경량화하였고, 누설 인덕턴스에 의한 전압 스파이크를 제거하였다. 그 결과 전압 스파이크 성분을 최대 35% 감소시키는 결과를 보였고, 최대 4% 효율이 상승한 91%의 효율 특성을 보이며 제안된 논문의 타당성을 검증하였다. 본 논문에서 제안한 컨버터는 유사한 입·출력 사양을 갖는 여러 응용분야에서 유용하게 사용될 수 있을 것으로 사료된다.

이 논문은 2015년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임.
(NRF-2013R1A1A2010691)

References

- [1] Chang-Seok Park, June-Woo Jo, Tae-Uk Jung, "New Active clamp Technique for Switching Losses Reduction of MIC Systems" Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on, pp.1697-1701, Oct. 2013.
- [2] J. T. Bialasiewicz, "Renewable energy systems with photovoltaic power generators: operation and modeling," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 7, pp.2752-2758, Jul. 2008.
- [3] U. A. Miranda, M. Aredes, and L. G. B. Rolim, "A dq synchronous reference frame control for single-phase converters," in IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC), pp. 1377 - 1381, 2005.
- [4] N. Lakshminarasamma and V. Ramanarayanan, "A unified model for the ZVS DC-DC converters with active clamp," J. Indian Inst. Sci., vol. 86, pp. 99 - 112, Mar. 2006.
- [5] C. M. C. Duarte and I. Barbi, "An improved family of ZVS-PWM activeclamping DC-to-DCconverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 1, pp. 1 - 7, Jan. 2002.
- [6] Soo-Sheol Shin, Hee-Jun Lee, Suk-Jin Hong, Hak-Sung Kim, Chung-Yuen Won, "The Dual Design of Fuel Cell Hybrid Power System using Dual Converter PCS", J Korean Inst. Illum. Electr. Install. Eng., vol 27, no 7, pp. 67-75., Jul. 2013.
- [7] Min Chen and Jian Sun, "Reduce order averaged modeling of activeclamp converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 2, pp. 487-494, Mar. 2006.
- [8] N. D. Benavides and P. L. Chapman, "Modeling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic modules," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 7, pp. 2638-2643, Jul. 2008.

- [9] Xia Xintao, "Evaluation of Potential for Developing Renewable Sources of Energy to Facilitate Development Developing Countries," Power and Energy Engineering Conference., pp.1-3, Mar.2010.
- [10] Mac-Cheol Jo, Sang-Pil Mun, Chil-Ryong Kim, Ki-Young Suh, Soon-Kurl Kwon, "Characteristics Analysis of Soft Switching PWM Converter Using a New Active snubber", J Korean Inst. Illum. Electr. Install. Eng, vol21, no 3, pp. 44-49., Mar. 2007.
- [11] Myrzik, J.M.A., "Novel inverter topologies for single-phase stand-alone or grid-connected photovoltaic systems", Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on, vol. 1, pp. 103-108, Oct. 2001.

◇ 저자소개 ◇



박창석 (朴昶錫)

1987년 9월 3일생. 2012년 2월 경남대 전기공학과 졸업. 2014년 동 대학원 전기공학과 대학원 석사(졸업). 현재 동 대학원 박사과정.



정태욱 (鄭泰旭)

1970년 5월 16일생. 1993년 부산대공대 전기공학과 졸업. 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1996~2005년 LG전자(주) 책임연구원. 2006~2007년 한국생산기술연구원 선임연구원. 2007년~현재 경남대 전기공학과 부교수.