

개선된 영전압 스위칭 액티브 클램프 포워드 컨버터

崔鮮浩*, 金恩洙†, 李賢官**

An Improved ZVS Active Clamp Forward Converter

Sun-Ho Choi, Eun-Soo Kim, and Hyun-Kwan Lee

요 약

본 논문에서는 액티브 클램프 포워드컨버터 2차 측에 탭-인덕터와 스너버 커패시터, 두 개의 다이오드로 구성된 무손실 스너버를 적용한 개선된 액티브클램프 포워드컨버터를 제안하였고, 종래의 컨버터와 비교하여 제안된 컨버터가 보다 적은 자화전류조건에서도 영전압 스위칭(ZVS)이 가능함을 보였다. 제안된 컨버터의 동작원리 및 모드를 분석하였고, 300W 출력용량의 컨버터 시제품을 제작 실험하여 제안된 컨버터의 효율특성이 개선됨을 보였다.

ABSTRACT

We propose an improved active forward converter by adding a non-dissipative snubber circuit to the secondary of the conventional active clamp forward converter in this paper. The snubber circuit is composed of a tapped inductor, a snubber capacitor, and two diodes. Comparing with the conventional one, the proposed one makes it possible ZVS to operate in a smaller magnetizing current condition. The operational principles and the equivalent mode analysis of an improved active forward converter are mentioned in this paper. In conclusion, we constructed the prototype of the modified active forward converter with 300W output capacity and verified higher efficiency compared to the conventional one.

Key Words : Active clamp forward converter, Non-dissipative snubber, ZVS, High efficiency

1. 서 론

액티브 클램프 포워드 컨버터는 보조 스위치와 클램프 커패시터를 적용하여 주 스위치와 보조 스위치 모두 영전압 스위칭을 구현하였다^[1~3]. 그러나 컨버터의 부하전류가 증가함에 따라 변압기 1차측 전류가 연속 모드로 동작하면서 주스위치에서 영전압 스위칭이 이

루어지지 않는 현상을 볼 수 있다. 이러한 문제를 보완하고자 변압기의 자화인덕턴스(Magnetizing Inductance, L_{mp})를 감소시키거나 변압기 2차측에 과포화 인덕터(Saturable Inductor)를 사용하는 방법이 제안되었다^[4]. 하지만, 자화인덕턴스의 감소는 자화전류(Magnetizing Current)의 증가로 인하여 도통손실과 EMI를 증가시키는 원인이 되었고, 변압기 2차측에 과포화 인덕터의 사용은 인덕터 자체 발열로 인해 효율 감소의 원인이 되었다. 따라서, 본 논문에서는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터의 변압기 2차측에 탭-인덕터와 커패시터 그리고 2개의 다이오드로 구성된 무손실 스너버 회로를 적용하여^[5,6] 자화인덕턴스를 감소시키지 않고도 보다 확실한 영전압 스위칭이 구현되는

†교신저자 : 정희원, 전주대 전기전자정보통신공학부 조교수
E-mail : eskim@jj.ac.kr

*정희원, 동아일렉콤(주) 연구원

**학생회원, 전주대 대학원 전기전자공학과 석사과정

접수일자 : 2005. 1. 28 1차 심사 : 2005. 3. 11

심사완료 : 2005. 5. 13

300W급 용량의 컨버터를 제안하였다.

2. 본 론

2.1 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터의 문제점

그림 1(a)의 기존 액티브 클램프 포워드 컨버터는 일반 포워드 컨버터에서 하드 스위칭으로 인한 손실을 줄이고자 제안된 컨버터로써, 특징은 일반 포워드 컨버터의 기본 구조에 보조 스위치 S_2 와 클램프 커패시터 C_{S1} 이 추가된 형상으로 클램프 커패시터 C_{S1} 에 의하여 변압기는 리셋(Demagnetizing)되며 주 스위치 S_1 과 보조 스위치 S_2 모두 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching, ZVS)이 가능하다.

그러나, 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터는 부하전류가 증가하면 역방향으로 흐르는 자화전류 (i_m)보다 1차측으로 유도된 전류 ($i_{Dr}(t)/n$)가 커서 주스위칭 소자 S_1 에 영전압 스위칭이 이루어지지 않는 현상이 발생한다. 이러한 문제를 해결하고자 변압기 2차측에 과포화 인덕터를 사용하거나 변압기의 자화인덕턴스(L_{mp})를 감소시켜서 보다 큰 자화전류를 이용하여 영전압 스위칭을 얻는 개선된 방법이 제안되었다.

하지만, 과포화 인덕터의 사용은 인덕터(Inductor) 자체발열에 의한 효율감소의 문제가 있고, 변압기의 자화인덕턴스를 줄이는 방법은 변압기의 공극(Air Gap) 크기 증가로 EMI 증가와, 큰 자화전류로 인한 도통손실 증가의 문제가 되었다^[3].

그림 1(b)는 이러한 액티브 클램프 포워드컨버터가 영전압 스위칭이 이루어지지 않는 현상을 해석하기 위하여 각 동작모드를 시간별로 구분하여 나타낸 그림이다.

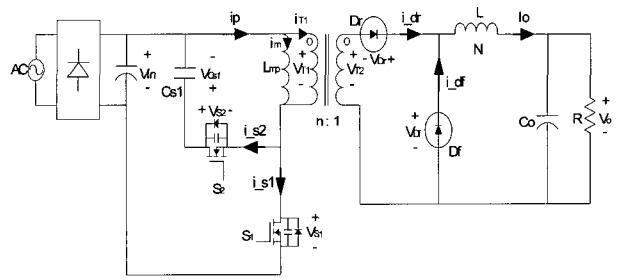
먼저 영전압 스위칭이 이루어지지 않는 t_1 에서 t_3 의 구간동안 동작모드를 설명하기에 앞서 t_1 시점 이전에서 S_1 은 턴-오프 되어 있는 상태이고, S_2 는 턴-온 되어 있어 변압기의 자화전류는 클램프 커패시터 C_{S1} 과 의 공진에 의해서 S_2 를 통하여 역의 방향으로 흐르고 있는 상태이다.

(t_1 - t_2)구간 : t_1 시점에서 S_2 가 턴-오프 하게 되면 자화전류(i_m)는 마치 인덕터 전류처럼 계속 흐르려 하기 때문에 S_2 가 턴-오프를 하여도 변압기의 자화전류(i_m)는 스위칭 소자 S_2 의 출력커패시터(Output Capacitor)를 통하여 흐르면서 충전하고, 스위칭 소자 S_1 의 출력커패시터(Output Capacitor)를 통하여 방전을 하면서 흐르게 된다.

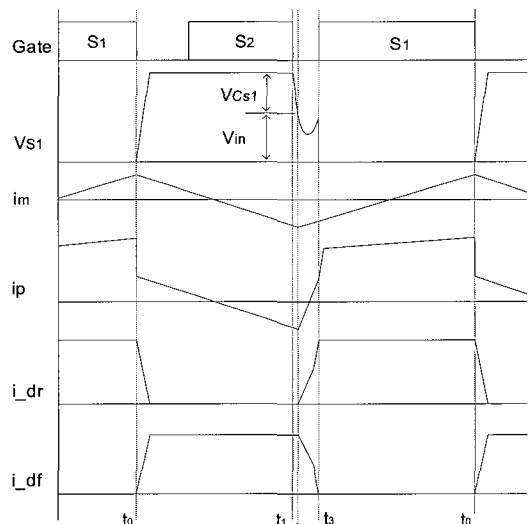
t_1 시점에서의 자화전류(i_m)는 식 (1)과 같다.

$$i_m(t_1) = \frac{di_m}{2} = \frac{V_m}{2 \cdot L_{mp}} \cdot D \cdot T_s \quad (1)$$

여기서, 자속평형조건에 의하여 $V_{CS1} = \frac{D}{1-D} \cdot V_m$



(a)



(b)

그림 1 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 동작파형 (a)기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터 (b)동작파형
Fig. 1 The conventional active clamp forward converter and its waveforms (a) The conventional active clamp forward converter (b)Operation waveforms

스위칭 소자(S_1, S_2) 각각의 출력커패시터의 전압변화는 t_1 시점에서의 자화전류의 크기와 시간변화(t_2-t_1)와 관계가 있으므로 식 (2)와 같다.

$$dV_{C_{oss}} = \frac{1}{2 \cdot C_{oss}} \cdot \frac{i_m}{2} \cdot dt \quad (2)$$

C_{oss} = Output capacitance of S_1 and S_2

그리고 t_2 시점에서 S_2 의 출력커패시터 전압 $V_{S2}(t)$ 이 V_{Cs1} 의 전압으로 충전되어지고 S_1 의 출력커패시터 전압 $V_{S1}(t)$ 이 V_{Cs1} 만큼 방전하게 되어 입력전압 V_{in} 의 크기만큼 남게 된다. 즉, t_2 시점에서는 입력전압 V_{in} 과 S_1 의 출력커패시터 전압 $V_{S1}(t)$ 이 같아지므로 두 전압의 차인 변압기 1차측 전압 $V_{T1}(t)$ 은 0V가 되고 이후 양의 극성전압이 인가되는 시점이 된다. 그러므로 t_1 에서 t_2 의 시간변화 동안 스위칭 소자 S_1 과 S_2 의 전압변화는 식 (3)과 같이 쓰여 질 수 있다.

$$\Delta V_{S1} = \Delta V_{S2} = V_{Cs1} = \frac{1}{2 \cdot C_{oss}} \cdot \frac{i_m}{2} \cdot (t_2 - t_1) \quad (3)$$

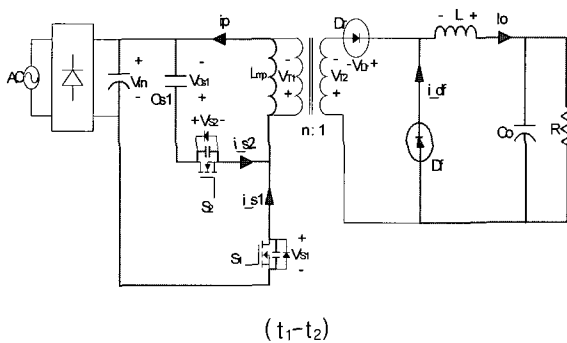
따라서, 주어진 스위칭 소자 S_2 의 출력커패시터 전압(S_2 의 턴-오프시 Drain-Source간의 전압) $V_{S2}(t)$ 이 자화전류 $i_m(t)$ 에 의하여 방전할 수 있는 시간은 다음과 같이 정의되어 진다.

$$t_2 - t_1 = 4 \cdot C_{oss} \cdot \frac{L_{mp}}{(1 - D) \cdot T_s} \quad (4)$$

단, $i_m(t_1) \cong i_m(t_2)$ 으로 가정.

t_2 시점에서 S_1 의 출력커패시터의 전압은 식 (5)와 같다.

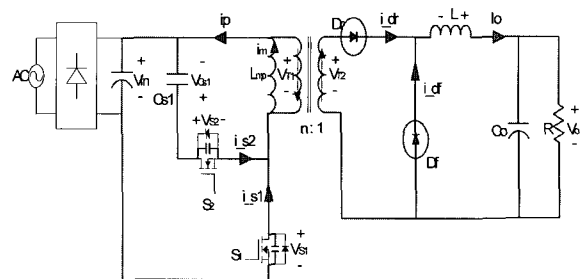
$$V_{S1}(t_2) = V_{in} \quad (5)$$



(t_1-t_2)

(t_2-t_3)구간 : 변압기의 자화전류(i_m)는 t_2 시점을 지나서도 S_1 과 S_2 의 출력커패시터를 통하여 충·방전하면서 계속해서 흐르게 된다. 그러므로 $V_{S2}(t)$ 의 전압이 V_{Cs1} 의 전압보다 높아지게 되고 $V_{S1}(t)$ 의 전압이 입력전압 V_{in} 보다 낮아지게 되어 변압기 1차측에 양(Positive)의 극성 전압이 인가되면서 변압기 2차측의 D_f 이 순방향전압이 인가되어 턴-온 되고, D_f 에는 역방향바이어스 전압으로 턴-오프 하게 되어 i_{Df} 의 전류는

급격히 감소하고 i_{Df} 의 전류는 급격히 상승한다. 이 구간에서 D_f 을 통하여 급격히 상승하는 i_{Df} 의 전류는 변압기 1차측에 유도되어 역의 방향으로 흐르던 자화전류(i_m)의 흐름을 방해한다. 따라서 스위칭 소자 S_1 의 출력커패시터에서 방전을 하고 있던 전압 $V_{S1}(t)$ 은 완전히 0V로 떨어지지 못하게 되고, 이 상태에서 S_1 이 턴-온을 하게 되어 결국, 영전압 스위칭을 이루지 못하는 현상이 발생한다. 이러한 문제를 극복하기 위해서는 역 방향으로 흐르는 자화전류(i_m)의 크기가 변압기 1차측에 유도된 전류 $i_{Df}(t)/n$ 보다 충분히 커야지만 스위칭 소자 S_1 의 영전압 스위칭이 가능하게 된다.



(t_2-t_3)

따라서, 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터에서 스위칭 소자 S_1 이 영전압 스위칭을 구현하기 위해서는 t_1 시점에서 자화전류(i_m)의 크기가 t_3 시점에서 변압기 1차측으로 유도된 부하전류(i_o/n)의 크기보다 커야지만 가능하기 때문에 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터에서는 변압기의 자화인덕턴스를 더욱 감소 시켜 자화전류(i_m)를 증가시켜야지만 S_1 이 영전압 스위칭을 하게 된다. 변압기의 자화인덕턴스를 감소시켜 자화전류(i_m)를 증가시키는 것은 컨버터의 도통손실을 증가 시켜 효율을 떨어지게 한다.

따라서 본 논문에서는 이러한 컨버터의 부하전류 증가 시 발생하는 문제점을 개선하고자 변압기 2차측에 무손실 스너버를 적용하여 변압기의 자화인덕턴스를 감소시키지 않고도 영전압 스위칭을 구현하였다.

2.2 제안된 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터

본 논문에서 제안한 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터의 변압기 2차측에 탭-인덕터, 스너버 커패시터 (C_{S2}) 그리고 2개의 다이오드(D_1, D_2)로 구성된 무손실 스너버 회로가 적용된 컨버터로써, 부하전류와 무관하

게 영전압 스위칭이 구현되며 또한 다이오드 D_f 에 서지전압이 발생하지 않는다는 특징을 가지고 있다.

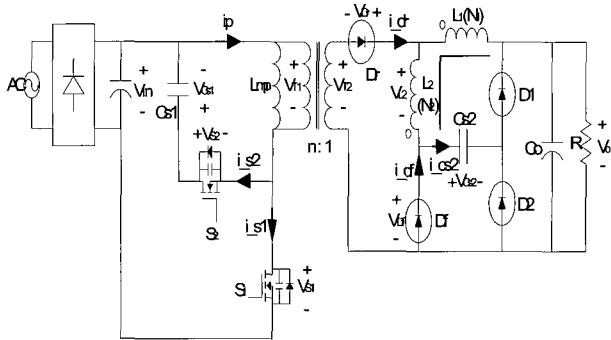


그림 2 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터
Fig. 2 The active clamp forward converter with a non-dissipative snubber

Mode 1(t_0-t_1) : 기존방식의 액티브 클램프 포워드 컨버터 (t_0-t_1) 구간에서처럼 변압기 1차측에서는 L_{mp} 와 C_{S1} 과 공진을 하고, 자화전류가 S_2 의 바디-다이오드를 통하여 흐르고 있는 구간 동안에 보조 스위치 S_2 가 턴-온을 하여 영전압 스위칭을 하는 구간이다. 변압기 2차측에서는 스너버 커패시터 C_{S2} 의 양단전압 $V_{CS2}(t)$ 는 0V로 방전된 상태이며 부하전류는 탭-인덕터 L_1 과 L_2 를 통하여 환류 하고 있는 구간이다. 이 Mode1동안에 V_{L2} 의 양단에 인가된 전압은 탭-인덕터가 직렬로 연결되어 환류전류가 흐르므로 출력전압 V_o 의 크기에서 탭-인덕터의 턴수비로 분압된 전압이 되고 식 (6)과 같이 표현 할 수 있다.

$$V_{L2} = \frac{N_2}{N_1 + N_2} \cdot V_o \quad (6)$$

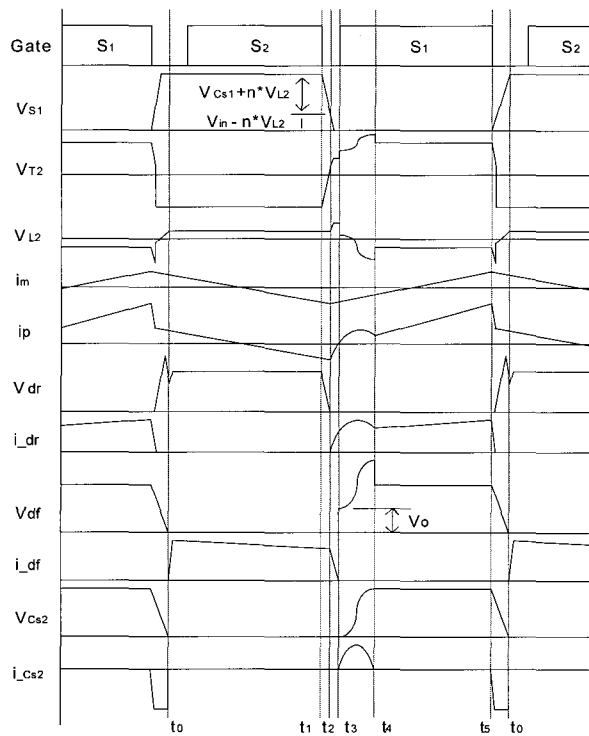
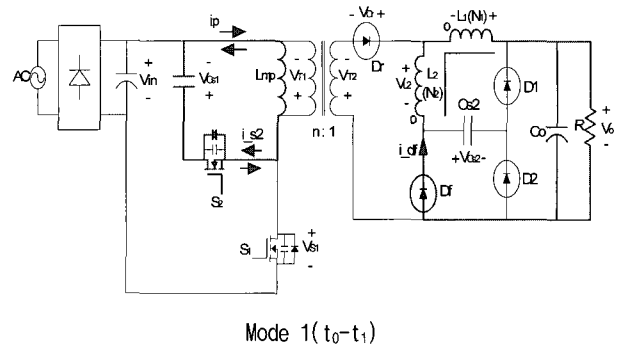


그림 3 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 동작파형
Fig. 3 Operation waveforms of the active clamp forward converter with a non-dissipative snubber



Mode 2(t_1-t_2) : t_1 시점에서 S_2 가 턴-오프 하게 되고, 변압기의 1차측에서는 역의 방향으로 흐르던 자화전류 (i_m)는 S_2 의 출력커패시터를 충전 시키고 동시에 입력 전압과 클램프 커패시터 전압의 합 전압($V_{in}+V_{CS1}$)으로 충전되어 있던 S_1 의 출력커패시터를 방전 시킨다.

t_1-t_2 구간에 S_1 의 출력커패시터 전압 $V_{S1}(t)$ 이 입력 전압 V_{in} 보다 낮게 방전되어 변압기 1차측에 양 (Positive)의 극성전압이 인가된다. 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터는 변압기의 1차측 전압 V_{T1} 이 0V보다 높아지는 순간 2차측 정류다이오드 D_f 이 도통을 하였으나, 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터에서는 변압기 1차측에 인가되는 전압 $V_{T1}(t)$ 이 변압기 1차측으로 역 바이어스로 유도된 전압(Reflect Voltage), 즉 $n \cdot V_{L2}$ 보다 더 높아져야지만 2차측 정류다이오드 D_f 이 도통을 한다. 즉, t_2 시점에서 변압기의 2차측 전압(V_{T2})이 V_{L2} 의 전압과 같아지는 시점에서 다이오드 D_r 이 도통하게 되고, 그때까지 부하전류는 D_f 를 통하여 여전히 환류 하고 있는 상태이다. 여

그림 2는 무손실 스너버를 적용하여 개선된 액티브 클램프 포워드 컨버터의 기본 회로이고, 동작파형은 그림 3에 나타내었다.

기서, t_2-t_1 의 시간은 식 (1)과 식 (2)에 의하여 구할 수 있다. 따라서 자화전류(i_m)에 의해서 스위칭 소자 (S_1, S_2)의 출력커패시터 전압변동을 표현한 관계식 (2)는 식 (7)과 같이 다시표현 할 수 있다.

$$\Delta V_{S1} = \Delta V_{S2} = V_{Cs1} + n \cdot V_{L2} = \frac{1}{2 \cdot C_{oss}} \cdot \frac{i_m}{2} \cdot (t_2 - t_1) \quad (7)$$

C_{oss} = Output capacitance of S_1 and S_2

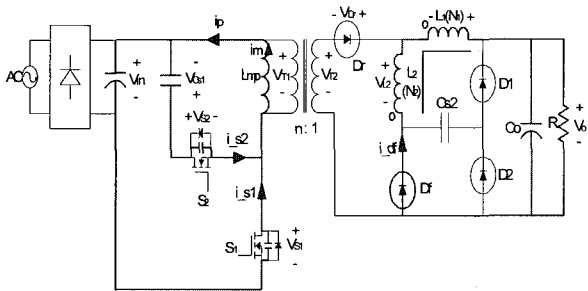
따라서 t_2-t_1 에 대한 식으로 전개하면 다음과 같다.

$$t_2 - t_1 = 4 \cdot C_{oss} \cdot \frac{L_{mp}}{(1-D) \cdot T_s} + \frac{4 \cdot C_{oss} \cdot L_{mp} \cdot n \cdot N_2 \cdot V_o}{V_{in} \cdot D \cdot T_s \cdot (N_1 + N_2)} \quad (8)$$

단, $i_m(t_1) \cong i_m(t_2)$ 으로 가정.

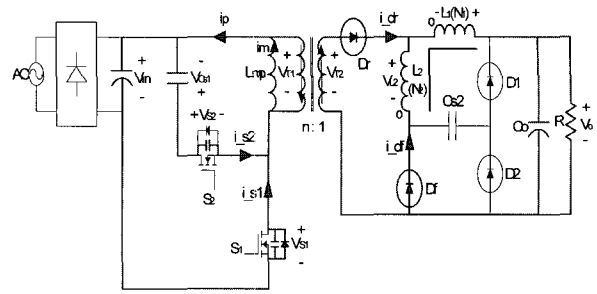
t_2 시점에서 S_1 의 출력커패시터의 전압은 식 (9)와 같다.

$$V_{S1}(t_2) = V_{in} - n \cdot V_{L2} \quad (9)$$



Mode 2 (t_1-t_2)

Mode 3(t_2-t_3) : $V_{T2}(t)$ 의 전압이 탭-인덕터 V_{L2} 의 전압보다 높아지게 되면 V_{dr} 이 순방향 바이어스 되고 $V_{T2}(t)$ 의 전압이 V_{L2} 에 인가된다. 그리고 i_{dr} 의 전류는 서서히 감소하게 되며 동시에 i_{dr} 의 전류는 서서히 증가하게 된다. 이때 i_{dr} 을 통하여 서서히 증가하는 전류는 변압기 1차측에 유도되지만, L_2 의 누설 인덕턴스 성분에 의하여 완만하게 전류가 상승하기 때문에 역의 방향으로 흐르던 자화전류(i_m)를 크게 감소시키지 못한다. 따라서 S_1 의 출력커패시터의 전압 $V_{S1}(t)$ 은 역의 방향으로 흐르는 자화전류(i_m)의 에너지에 의해서 0V로 완전하게 방전하며 이 모드는 끝이 난다.



Mode 3 (t_2-t_3)

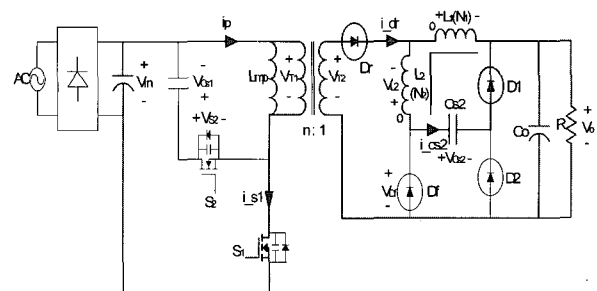
Mode 4(t_3-t_4) : t_3 시점에서 0V로 완전히 방전한 스위칭소자 S_1 은 영전압 턴-온 스위칭을 하게 되며, 이후 변압기 2차측에서는 변압기의 누설 인덕턴스 그리고 탭-인덕터의 누설 인덕턴스의 합과 C_{S2} 의 공진에 의하여 i_{dr} , L_2 , C_{S2} , D_1 그리고 C_o 를 통하여 공진 전류가 흐르게 된다. 이때 D_1 이 도통되면서 V_{dr} 에 출력전압 V_o 가 인가되고 탭-인덕터 양단($V_{L1}+V_{L2}$)에는 $V_{Cs2}(t)$ 전압이 인가된다.

$$V_{Df}(t_3) = V_o \quad (10)$$

$$V_{L2}(t) = \frac{N_2}{N_1 + N_2} \cdot V_{Cs2}(t) \quad (11)$$

$$V_{Cs2}(t_4) = 2 \cdot [V_{L1}(t_3) + V_{L2}(t_3)] \quad (12)$$

$$V_{Df}(t_4) = V_{Cs2}(t_4) + \frac{V_o}{2} \quad (13)$$



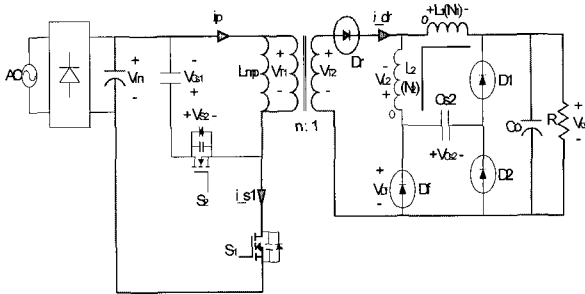
Mode 4 (t_3-t_4)

Mode 5(t_4-t_5) : t_4 시점을 지나면서 더 이상 공진전류가 흐르지 않으므로 다이오드 D_1 전류가 턴-오프 되고, D_1 과 D_2 는 각각 출력전압(V_o)이 분압 되어 인가된다. 따라서, $V_{Cs2}(t)$ 의 전압은 $V_{L1}+V_{L2}+V_o/2$ 의 전압으로 일

정하게 유지되며, V_{dr} 의 전압은 $V_{Cs2}(t)+V_o/2$ 의 전압으로 제한된다. 그리고 이때에 전류 i_{dr} 은 L_1 을 통하여 부하전류가 흐르고 있는 상태며, t_5 시점에서 S_1 이 턴-오프 하게 되고 이 모드는 끝이 난다.

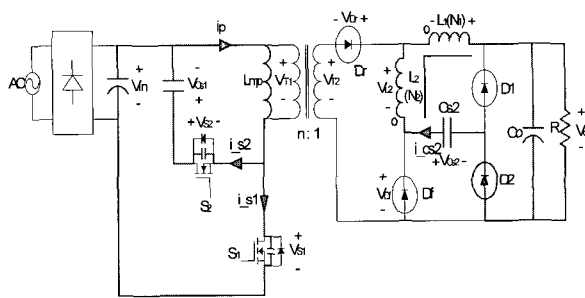
$$V_{L2} = \frac{N_2}{N_1} \cdot (V_{T2} - V_o) \quad (14)$$

$$V_{Cs2}(t) = V_{L1} + V_{L2} + \frac{V_o}{2} \quad (15)$$



Mode 5 (t_4-t_5)

Mode 6(t_5-t_0) : t_5 시점에서 S_1 이 턴-오프 하게 되고, V_{Cs2} 에 충전되었던 전압은 D_2 , $Cs2$, L_2 , L_1 그리고 C_o 를 통하여 부하로 방전하면서 이 모드는 끝이 난다.



Mode 6 (t_5-t_0)

기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터에서 S_1 이 영전압 스위칭을 하기 위한 조건은 식 (16)과 같다. 식 (16)은 S_1 이 턴-오프시에 인가되는 양단전압(V_{S1})보다 변압기의 자화전류 $i_m(t)$ 를 t_1 에서 t_3 까지의 시간변화만큼 적분한 값이 더 커지지만 영전압 스위칭 구현되는 조건을 의미한다. 그러므로, 식 (16)에서 우측항의 값이 더 크기 위해서는 t_1 시점에서의 자화전류(i_m)의 크기도 중요하지만, $i_m(t_1)$ 의 자화전류의 크기를 유지하

는 t_1 에서 t_2 의 지속시간 역시 길어야 한다. 따라서 t_1 에서 t_2 의 시간동안 방전한 각 컨버터의 스위칭 소자 S_1 의 출력커패시터 전압을 표현한 식 (5)와 식 (9)를 비교해 보면 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 t_1 에서 t_2 의 시간이 더 오랫동안 유지되기 때문에 스위칭 소자 S_1 의 양단 전압이 $n \cdot V_{L2}$ 크기만큼 더 낮은 전압으로 방전을 하였다. 또한 t_2 에서 t_3 구간까지 제안된 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터에서는 i_{dr} 의 전류가 탭-인덕터 L_2 에 의하여 완만하게 상승되고, 변압기의 1차측으로 유도된 전류 i_{dr}/n 은 완만한 기울기에 의하여 변압기의 자화전류(i_m)를 크게 감소 시키지 못한다. 결국, 제안된 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터 보다 작은 자화전류(i_m)로 S_1 의 영전압 스위칭을 가능하게 한다.

$$V_{S1} \leq \frac{1}{2 \cdot C_{oss}} \left(\int_{t_1}^{t_2} i_m(t) + \int_{t_2}^{t_3} i_m(t) \cdot dt \right) \\ = \frac{1}{2 \cdot C_{oss}} \left(\int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{in}}{2L_{mp}} DT_s \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} i_m(t) \cdot dt \right) \quad (16)$$

3. 실험 결과

본 논문에서는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 제안된 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터를 하나의 PCB보드에 동일한 출력 인덕터를 사용하였으며, 단 변압기와 회로 결선만 변경하여 두 종류의 컨버터를 각각 실험하였다.

표 1은 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터의 실험 조건이고, 표 2는 제안된 무손실 스너버를 적용한 액티브 클램프 포워드 컨버터의 실험조건이다. 본 실험에서의 입력전압(V_{in})은 상용주파수(60Hz)를 가지는 단상 교류전압을 사용하였으며, 이 교류전압을 정류한 직류전압이 311V가 되도록 설정하여 실험하였다. 또한 표 1과 표 2에서 변압기의 턴수비가 서로 다르게 적용되었는데, 이는 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터가 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 다르게 높은 DC이득 특성을 가짐으로써 풀 부하(300W)로 동작 시에 같은 Duty로 동작하게 하여 같은 자화전류(i_m)를 발생시켜서 같은 도통손실을 주어 같은 조건에서 비교하고자 턴수비를 조정하였다. 그리고 표 3은 각 컨버터에 사용 되어진 주요 소자들의 목록을 기록하였다.

표 1 액티브 클램프 포워드 컨버터의 실험 조건

Table 1 Experimental conditions of the active clamp forward converter

입력전압(V_{in})		311Vdc(220Vac)
출력전압/전류		50V / 6A
스위칭 주파수(f_s)		100kHz
변압기	N_p/N_s (n:1)	38/14
	L_{mp}/L_{ms}	624.6uH/85.4uH
인덕터	인덕터 턴수	19turn
	L	157.3uH

표 2 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 실험 조건

Table 2 Experimental conditions of the active clamp forward converter with a non-dissipative snubber

입력전압(V_{in})		311Vdc(220Vac)
출력용량(P_o)		50V / 6A
스위칭 주파수(f_s)		100kHz
변압기	N_p/N_s (n:1)	38/10
	L_{mp}/L_{ms}	626.7uH/43.7uH
탭-인덕터	N_1/N_2	19/18 turn
	L_1/L_2	157.3uH/141.3uH

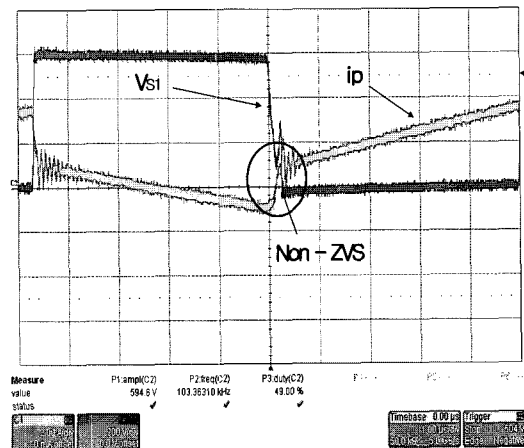
표 3 주요 소자 및 파라메타

Table 3 Main components and parameters

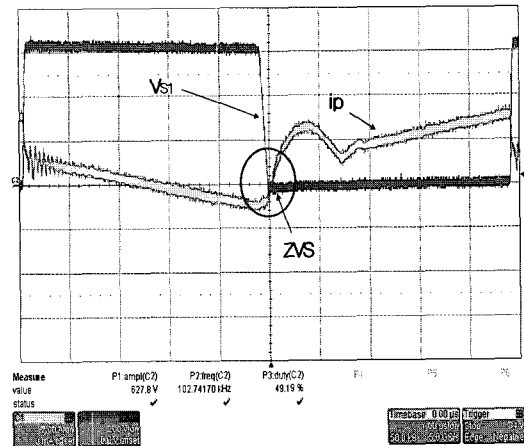
		사용소자 및 파라메타
공통 소자	S_1, S_2	900V 6.3A Power MOSFET (FQPF8N90C)
	D_r, D_f	300V 8A Diode (8ETH03)
	C_{s1}	220nF K HC400V PILKOR
	CORE	이수 PM11 EER 4042
무손실 스너버 소자	C_{s2}	30nF
	D_1, D_2	600V 3A Diode (UF5406)

그림 4는 300W 최대 출력용량에서 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 주 스위칭 소자 S_1 의 전압파형과 변압기 1차측에 흐르는 전류파형을 비교한 그림으로써 같은 크기의 자화인덕턴스($L_{mp}=625\mu H$)를 가

지는 변압기를 각 컨버터에 사용하였을 경우, 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터에서는 100W이상의 부하 조건에서 영전압 스위칭이 이루어지지 않는 현상이 발생하였으나, 무손실 스너버를 적용한 개선된 액티브 클램프 포워드 컨버터는 부하와 무관하게 영전압 스위칭이 구현됨을 실험과형에 나타냈다.



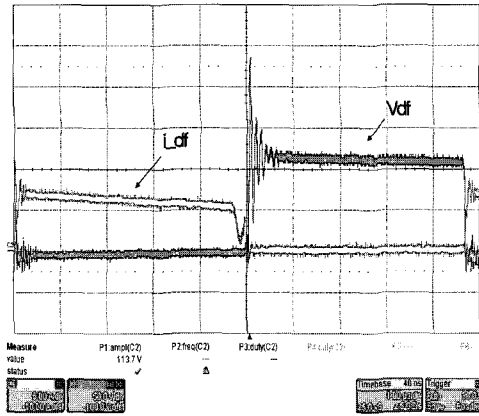
(a)



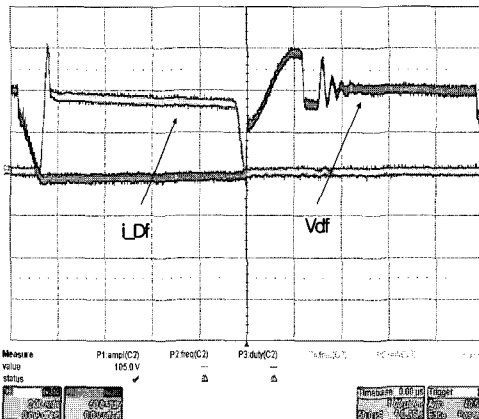
(b)

그림 4 주 스위칭 소자 S_1 의 전압 및 전류파형 비교 [50V/div, 2A/div] (a) 50V/6A에서 액티브 클램프 포워드 컨버터 S_1 의 전압 및 전류, (b) 50V/6A에서 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터 S_1 의 전압 및 전류

Fig. 4 Comparison of voltage and current waveforms of main switch S_1 [50V/div, 2A/div] (a) Voltage and current waveforms of S_1 at the active clamp forward converter, (b) Voltage and current waveforms of S_1 at the active clamp forward converter with a non-dissipative snubber



(a)



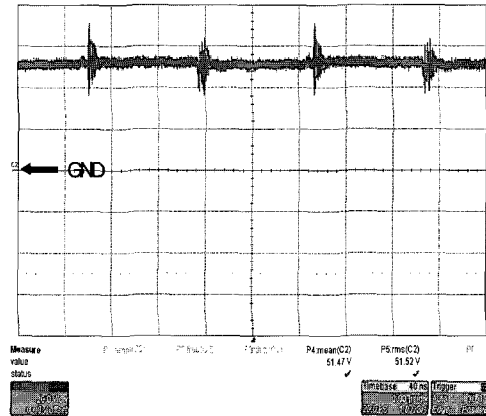
(b)

그림 5 환류 다이오드 D_f 의 전압 및 전류파형 비교 [50V/div, 2A/div] (a) 50V/6A에서 액티브 클램프 포워드 컨버터 D_f 의 전압 및 전류, (b) 50V/6A에서 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터 D_f 의 전압 및 전류

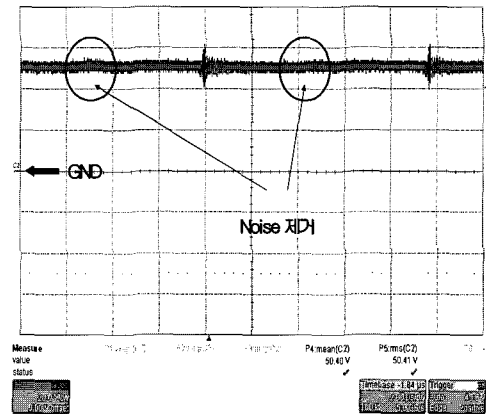
Fig. 5 Comparison of voltage and current waveforms of freewheeling diode D_f [50V/div, 2A/div] (a) Voltage and current waveforms of D_f at the active clamp forward converter, (b) Voltage and current waveforms of D_f at the active clamp forward converter with non-dissipative snubber

따라서, 본 논문에서 제안한 무손실 스너버 적용 개선된 액티브 클램프 포워드 컨버터가 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터 보다 뛰어난 영전압 스위칭 기능을 가지고 있음을 증명하였다.

그림 5는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 환



(a)



(b)

그림 6 출력전압 파형 비교 [50V/div] (a) 50V/6A에서 액티브 클램프 포워드 컨버터의 출력전압, (b) 50V/6A에서 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드

Fig. 6 Comparison of output voltage waveforms [50V/div] (a) Output voltage waveform of the active clamp forward converter at 50V/6A, (b) Output voltage waveform of the active clamp forward converter with a non-dissipative snubber at 50V/6A

류 다이오드 D_f 의 전압 및 전류파형으로 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터에서는 변압기 누설인덕턴스와 다이오드 집합커패시턴스와의 기생진동 및 스파이크 서지전압이 발생하였으나, 무손실 스너버를 적용한 액티브 클램프 포워드 컨버터에서는 급격한 서지전압 발생 없이 일정한 전압으로 클램프 되는 것을 볼 수 있었다. 이는 변압기 2차측에 무손실 스너버로 사용되어진 클램프 커패시터 C_{S2} 의 영향으로써 실제 출력전압에도 영향을 주어 그림 6과 같이 무손실스너버를 적

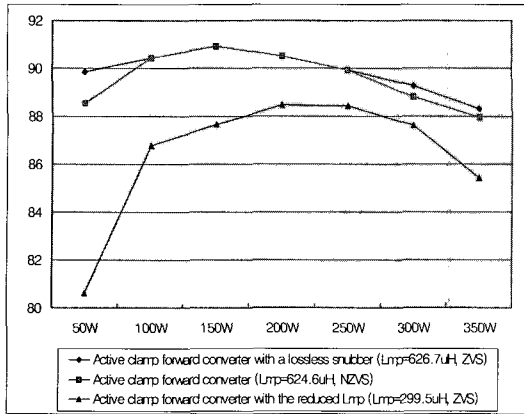


그림 7 기존 액티브 클램프 포워드 컨버터와 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 효율특성
 Fig. 7 Efficiency characteristics of the conventional active clamp forward converter and the active clamp forward converter with a non-dissipative snubber

용한 액티브 클램프 포워드 컨버터의 출력전압이 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터의 출력전압보다 잡음(Noise)이 감소되었다.

그림 7은 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터와 무손실 스너버 적용 액티브 클램프 포워드 컨버터의 효율을 비교한 것으로 효율측정 방법은 PM3000 파워메타를 이용하여 입력측은 교류전압 및 교류전류를 측정하였고, 출력측은 직류전압과 직류전류를 측정하여 효율을 기록하였다. 그래프에서 부하별로 효율특성을 살펴보면 100W까지는 무손실 스너버를 적용한 액티브 클램프 포워드 컨버터가 작은 자화전류(i_m)에 의하여 높은 효율특성을 보였으며, 250W 이상의 부하에서는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터가 영전압 스위칭이 이루어지지 않으면서 하드 스위칭에 의한 손실증가로 제안된 컨버터가 더 높은 효율특성을 보였다. 그리고 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터를 전부하에서 영전압 스위칭이 이루어 지도록 자화인덕턴스(L_{mp})를 299.5uH로 낮추어 효율을 측정해본 결과 큰 자화전류(i_m) 의한 도통손실 증가로 전부하에서 대체로 낮은 효율특성을 보였다.

4. 결 론

본 논문에서는 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터가 연속모드로 동작시에 영전압 스위칭이 이루어지지 않는 문제점을 개선하기 위하여 변압기 2차측에 탭-인

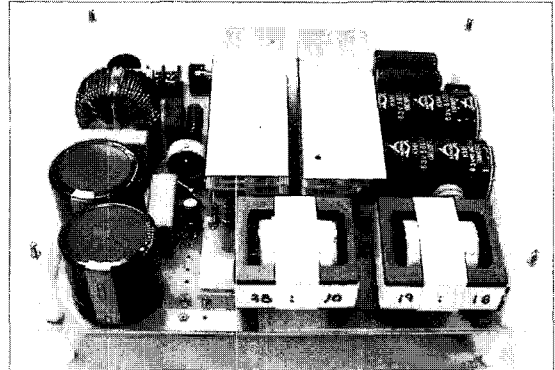


그림 8 개선된 영전압 스위칭 액티브 포워드 컨버터 사진
 Fig. 8 Photography of an improved ZVS active forward converter

덕터와 스너버 커패시터 그리고 다이오드로 구성된 무손실 스너버 회로를 사용하여 자화인덕턴스(Magnetizing Inductance)를 감소시키지 않고도 작은 자화전류로 영전압 스위칭을 구현시켰다. 따라서, 컨버터의 도통손실이 저감되어 효율이 증가하였고, 환류 다이오드에서 발생하는 서지전압을 일정한 전압으로 제한시켜서 출력전압의 노이즈를 근본적으로 제거시켰다

이 논문은 에너지관리공단 학술진흥사업 과제번호 (2003-E-EL03-P-02-0-000-2004, 전원장치의 효율개선 및 고직접화 기술개발)의 지원에 의하여 연구되었습

참 고 문 헌

- [1] Q. Li, F. C. Lee: "Design Consideration of the Active-Clamp Forward Converter with Current Mode Control during Large-Signal Transient", Applied Power Electronics Conference '2000, pp. 966-972.
- [2] Q. Li, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, "Design Consideration of Transformer DC Bias of Forward Converter with Active-Clamp Reset", IEEE APEC, pp.553-559, 1999.
- [3] D. H. Park, H. j. Kim, and Y. S. Sun, "A Development of the off-line Active Clamp ZVS Forward Converter for Telecommunication Applications", IEEE Intelec 1997, pp. 271-276.
- [4] G.C. Hua, W.A. Tabise, C.S. Leu, N. Dai, R. Watson, F.C. Lee: "Development of a DC Distributed Power System", Applied Power Electronics Conference '94,

pp. 763-769.

- [5] S. Hamada, M. Michihira, M. Nakaoka, "Using A Tapped Inductor for Reducing Conduction Losses in a Soft Switching PWM DC-DC converter", EPE, 1993, pp. 130-134.
- [6] E.S Kim, B.Y Byun, Y.H Kim, Y.G Hong, "A Three Level ZVZCS Phase-Shifted DC/DC Converter Using A Tapped Inductor And A Snubber Capacitor", APEC 2001. 3, pp. 980-985.
- [7] 최선호, 박진영, 김은수, "300W 평면변압기적용 파워드 컨버터", 전력전자학회논문지 제9권 6호, pp.560-567, 2004. 12.

저 자 소 개



최선호(崔鮮浩)

1977년 8월 6일생. 2003년 전주대 전기전자공학과 졸업. 2005년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2005년~현재 동아일렉콤(주) 연구원.



김은수(金恩洙)

1964년 3월 26일생. 1986년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1989년~2001년 한국전기연구원 전력전자 연구그룹 선임연구원(T/L). 2001년~현재 전주대 전기전자공학과 조교수. 당 학회 학술위원.



이현관(李賢官)

1979년 10월 26일생. 2005년 전주대 전기전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기전자공학과 석사과정.