

투 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터에 관한 연구

(A Study on the Two-switch Intereaved Active Clamp Forward Converter)

정재엽 · 배진용 · 권순도 · 이동현 · 김 용*

(Jae-Yeop Jung · Jin-Yong Bae · Soon-Do Kwon · Dong-Hyun Lee · Yong Kim)

요 약

본 논문에서는 2개의 액티브 클램프 포워드 컨버터로 구성된 투 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터를 제안하고자 한다. 제안된 컨버터는 단지 2개의 스위치만을 필요로 하며, 각 스위치는 상호 보조 스위치로서 동작하기 때문에 회로의 구성이 간단하고 저비용의 용이한 제어를 특징으로 한다. 아울러 부가적인 공진 인덕터로 인하여 데드타임 동안에 영전압 스위칭 동작이 가능하다. 제안된 컨버터는 인터리브 동작으로 인하여 출력 전압 및 전류 리플이 저감되므로 출력 필터의 크기를 줄일 수 있으며, 그로인하여 컨버터의 부피를 감소시킬 수 있다. 본 논문에서는 제안된 투 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터의 모드별 해석과 특성을 논의하였으며, 160[W]급 시작품을 제작하여 그 타당성을 검증하였다.

Abstract

This paper presents the two-switch interleaved active clamp forward converter, which is mainly composed of two active clamp forward converters. Only two switches are required, and each one is the auxiliary switch for the other. So, the circuit complexity and cost are reduced and control is more simple. An additional resonant inductance is employed to achieve ZVS(Zero-Voltage-Switching) during the dead times. Interleaved output inductor currents diminish the voltage and current ripple. Accordingly, the smaller output filter and capacitors lower the converter volume. This research proposed the Two-switch interleaved Active Clamp Forward Converter characteristic. The principle of operation, feature and design considerations is illustrated and the validity of verified through the experiment with a 160[W] based experimental circuit.

Key Words : Active Clamp, Interleaved Forward Converter

* 교신저자 : 동국대학교(서울) 전자전기공학부 교수

Tel : 02-2260-3720, Fax : 02-2275-0162

E-mail : kyee@dongguk.edu

접수일자 : 2010년 2월 3일

1차심사 : 2010년 2월 4일

심사완료 : 2010년 3월 22일

1. 서 론

포워드(Forward) 컨버터는 회로가 간단하면서도, 효율이 높아 산업체에서 전력변환 방식으로 널리 사용되고 있다. 하지만, 몇 가지 문제점을 안고 있기 때문에 높은 전력을 요구하는 응용분야에는 적합하지 못했다[1]. 이러한 문제점들을 해결하고자 액티브 클램프 포워드 컨버터[2-4]와 인터리브(Interleaved) 포워드 컨버터[5]가 제안되었다. 그러나 기존의 액티브 클램프 포워드 컨버터는 주 스위치가 영전압 스위칭되는 장점이 있지만, 변압기의 누설 인덕터(L_{lk})에 저장된 에너지를 회수하기 위하여 보조 스위치를 사용하기 때문에 보조 스위치 제어가 복잡해지고, 경부하시 보조 스위치에서 손실이 증가되어 효율이 감소하는 문제점이 있다[2-4]. 기존의 인터리브 포워드 컨버터는 출력 전압 및 전류 리플이 저감되는 장점이 있지만, 영전압 스위칭이 되지 않고, 스위치가 많아져 비용이 높아지는 문제점이 존재하였다[5].

따라서 본 논문에서는 출력 전압 및 전류 리플이 저감되는 인터리브 포워드 컨버터의 장점과 영전압 스위칭이 가능한 액티브 클램프 포워드 컨버터의 장점을 유지하면서 스위치의 개수가 2개만 요구되는 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터를 제안하고자 한다[6-7].

제안된 컨버터는 하나의 스위치가 주 스위치로 동작시 나머지 스위치가 보조 스위치로 동작하므로 추가적인 보조 스위치 없이 액티브 클램프 동작을 한다. 따라서 모든 스위치가 자연스럽게 영전압 스위칭 동작을 할 수 있으며, 인터리브 방식을 사용하므로 출력 전압 및 전류 리플이 감소되는 특징을 가지고 있다.

본 논문에서는 제안된 컨버터의 동작원리 및 특성해석에 대해서 논하였으며, MOSFET를 사용해 160[W]급 시작품을 제작, 100[kHz]에서 실험하였다.

2. 본 론

2.1 제안된 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터

그림 1은 두 개의 모듈 A와 B가 결합된 구조의 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터를 나타낸다[6-7]. 모듈 A는 변압기 T_a , 클램프 커패시터 C_1 , 주 스위치 Q_1 , 보조 스위치 Q_2 , 정류 다이오드 D_1 , 환류 다이오드 D_2 , 출력 인덕터 Lo_1 으로 구성되어 있으며, 모듈 B는 변압기 T_b , 클램프 커패시터 C_2 , 주 스위치 Q_2 , 보조 스위치 Q_1 , 정류 다이오드 D_3 , 환류 다이오드 D_4 , 출력 인덕터 Lo_2 로 구성되어 있다.

제안된 컨버터의 공진 커패시터 C_r 의 크기는 스위치 Q_1 과 Q_2 의 기생 커패시터와 변압기 1차 권선의 기생 커패시터를 병렬 연결한 값을 기준으로 설계하였고, 변압기 T_a 와 T_b 의 1차측은 직렬로 연결되어 있고, 2차측은 병렬로 연결되어 있으며 출력 커패시터 C_o 는 공유되는 구조를 지니고 있다.

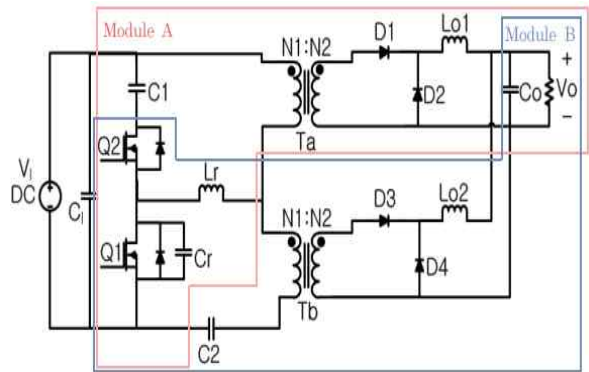


그림 1. 제안된 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터

Fig. 1. Proposed two-switch interleaved active clamp forward converter

2.2 제안된 컨버터의 모드별 동작해석

그림 2와 그림 3은 제안된 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가 회로를 나타낸다.

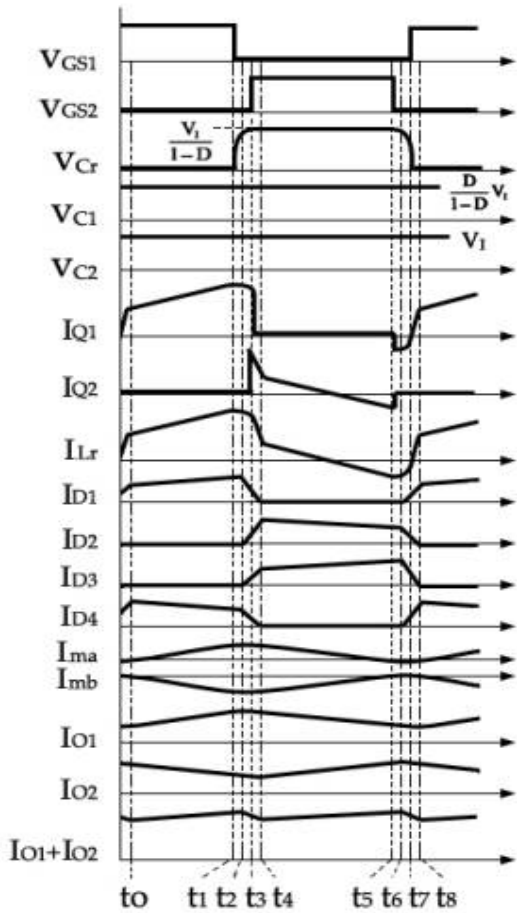


그림 2. 제안된 회로의 모드별 동작
Fig. 2. Operation mode of the proposed circuit

모드별 정상상태 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 1) 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 스위치 양단의 전압 리플은 무시한다.
- 3) 변압기 1, 2 차측의 누설 인덕터(L_{lk})는 무시한다.
- 4) 클램프 커패시터인 C1과 C2는 공진 커패시터인 C_r 보다 충분히 크다.
- 5) 출력 인덕터(L_{o1} , L_{o2})와 출력 커패시터(C_o)는 충분히 커서 스위칭 기간에 출력 전압은 일정하다.
- 6) 제안된 컨버터는 변압기와 인덕터에서 전류 연속 모드(CCM : Continuous Conduction Mode)로 동작한다.

1) 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$

스위치 Q1이 턴온시 모듈 A에서, 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 는 입력전압 V_I 와 같아지므로, 자화전류 I_{ma} 는 선형적으로 증가하고, 입력 전력이 변압기 Ta를 통하여 출력측으로 전달된다. 모듈 B에서, 스위치 Q2는 턴오프 상태이며, 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 는 $-V_{C2}$ (또는 $-V_I$)와 같아지므로, 자화전류 I_{mb} 는 선형적으로 감소한다. 따라서 출력 인덕터 L_{o2} 에 저장되었던 에너지는 부하로 그 에너지를 방출하고, 환류 다이오드 D4를 통해 출력전류 I_{o2} 의 절반 정도의 크기로 흐른다. 이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 0이고, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_I}{L_r + \frac{L_m}{2}}(t-t_0) + I_{Lr}(t_0) \quad (1)$$

2) 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

스위치 Q1과 Q2가 모두 턴오프되면, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 공진 커패시터 C_r 을 0에서부터 V_I 로 충전하고, 모듈 A와 모듈 B의 2차측은 모드 I 과 동일한 동작을 유지한다.

이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 과 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (2), (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr}(t_1)}{\omega_{r1} C_r} \sin \omega_{r1}(t-t_1) + V_I [1 - \cos \omega_{r1}(t-t_1)] \quad (2)$$

$$I_{Lr}(t) = \omega_{r1} C_r V_I \sin \omega_{r1}(t-t_1) + I_{Lr}(t_1) \cos \omega_{r1}(t-t_1) \quad (3)$$

여기서, $\omega_{r1} = \sqrt{\frac{1}{\left(L_r + \frac{L_m}{2}\right) C_r}}$

공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $t=t_2$ 에서 입력 전압 V_I 와 같아지며, 식 (2)를 통하여 Δt_{12} 는 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{12} = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_{r1}} \tan^{-1} \left[\frac{\omega_{r1} C_r V_I}{I_{Lr}(t_1)} \right] \approx \frac{C_r V_I}{I_{Lr}(t_1)} \quad (4)$$

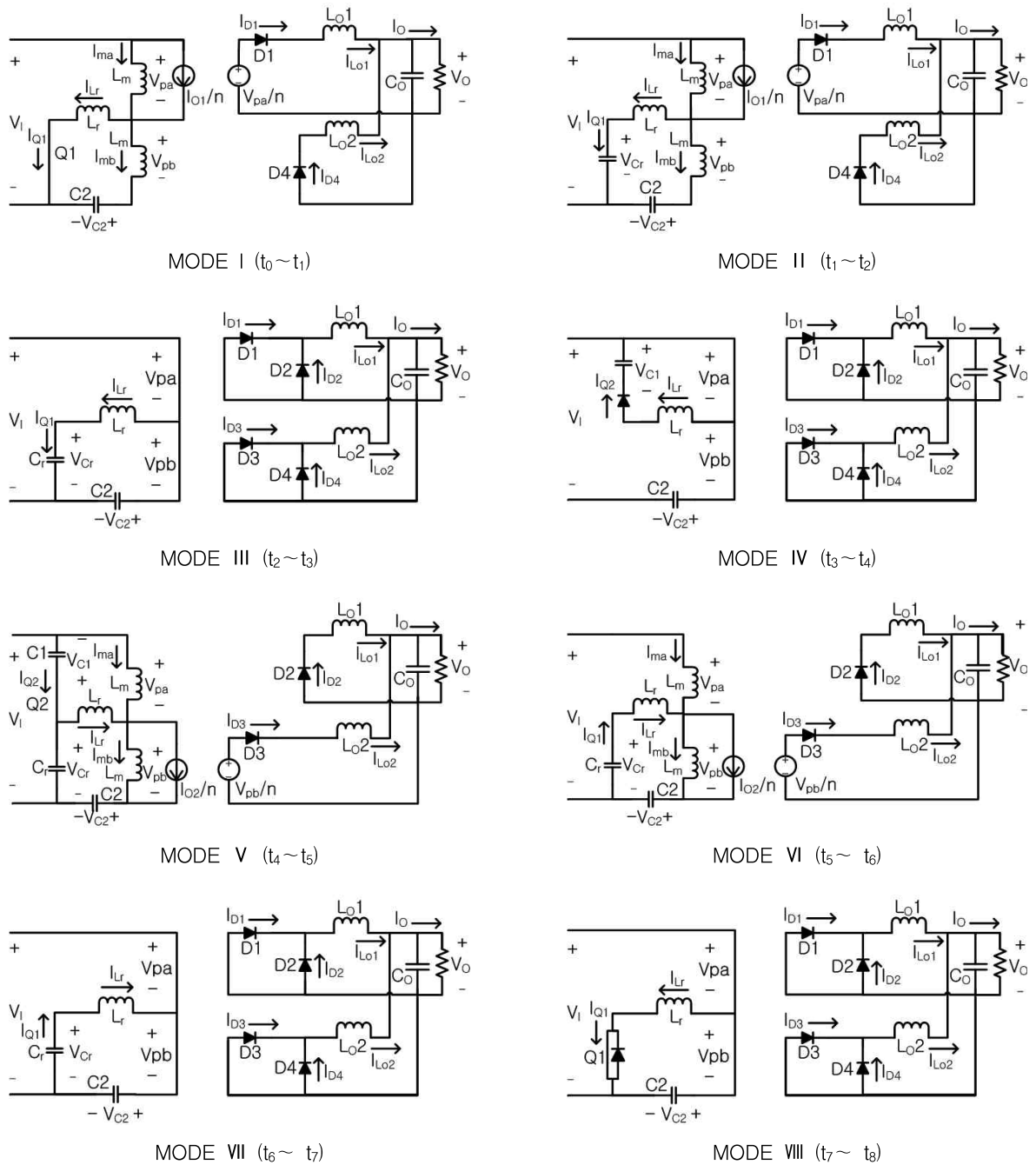


그림 3. 제안된 회로의 모드별 동작
Fig. 3. Operation mode of the proposed circuit

3) 모드 III : $t_2 \leq t \leq t_3$

모드 II와 마찬가지로 스위치 Q1과 Q2가 턴오프시 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 입력전압 V_i 와 같아지는

$t=t_2$ 에서 이 모드는 시작된다. 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 와 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 가 0으로 감소하므로, 정류 다이오드 D1과 환류 다이오드 D4를 통

해 흐르는 전류는 선형적으로 감소하고, 환류 다이오드 D2와 정류 다이오드 D3를 통해 흐르는 전류는 선형적으로 증가한다. 이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 과 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (5), (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr}(t_2)}{\omega_{r2} C_r} \sin \omega_{r2}(t-t_2) + V_I \quad (5)$$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2) \cos \omega_{r2}(t-t_2) \quad (6)$$

여기서, $\omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 입력 전압 V_I 와 클램프 커패시터 $C1$ 의 전압 V_{C1} 의 합과 같아지는 $t=t_3$ 에서 이 모드는 끝나며, 식 (6)을 통하여 Δt_{23} 은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{23} = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_{r2}} \sin^{-1} \left[\frac{\omega_{r2} C_r D V_I}{(1-D) I_{Lr}(t_2)} \right] \approx \frac{C_r D V_I}{(1-D) I_{Lr}(t_2)} \quad (9)$$

스위치 Q2가 영전압 스위칭 동작을 하기 위해서 공진 인덕터 L_r 에 저장된 초기 에너지가 공진 커패시터 C_r 에 충전되는 에너지는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며, 영전압 스위칭 조건을 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_2) \geq \frac{1}{2} C_r [(V_I + V_{C1})^2 - V_I^2] \quad (10)$$

$$L_r \geq \frac{D(2-D)C_r V_I^2}{(1-D)^2 I_{Lr}^2(t_2)} \quad (11)$$

4) 모드 IV : $t_3 \leq t \leq t_4$

스위치 Q2가 턴온시 이 모드는 시작되며, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $(V_I + V_{C1})$ 으로 유지된다. 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 스위치 Q2의 역(逆)병렬 다이오드를 통해 흐르며, 클램프 커패시터 $C1$ 을 충전시킨다. 공진 인덕

터 전류 I_{Lr} 은 선형적으로 감소한다. 모듈 A에서 정류 다이오드 D1에 흐르는 전류 I_{D1} 은 선형적으로 감소하고, 환류 다이오드 D2에 흐르는 전류 I_{D2} 는 선형적으로 증가하며, 모듈 B에서는 정류 다이오드 D3에 흐르는 전류 I_{D3} 은 선형적으로 증가하고, 환류 다이오드 D4에 흐르는 전류 I_{D4} 는 선형적으로 감소한다. 이 모드에서 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = -\frac{D V_I}{(1-D) L_r} (t-t_3) + I_{Lr}(t_3) \quad (12)$$

5) 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

모듈 A에서 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 는 $-V_{C1}$ 과 거의 같아지며, 자화 전류 I_{ma} 는 선형적으로 감소한다. 다이오드 D1을 통해 흐르는 전류 I_{D1} 은 0으로 감소하고, 출력 인덕터 전류 I_{Lo1} 은 환류 다이오드 D2를 통해 출력전류 I_o 의 절반 정도의 크기로 흐른다. 모듈 B에서, 환류 다이오드 D4에 흐르는 전류 I_{D4} 는 0으로 감소하며, 출력 인덕터 전류 I_{Lo2} 는 정류 다이오드 D3을 통해 출력전류 I_o 의 절반 정도의 크기로 흐른다. 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 는 V_{C1} 과 같아지며, 자화 전류 I_{mb} 는 선형적으로 증가한다. 입력 전력은 변압기 Tb를 통해 출력측으로 전달되며, 이 모드에서, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $(V_I + V_{C1})$ 을 유지하며, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = -\frac{D V_I}{\left(L_r + \frac{L_m}{2}\right)} (t-t_4) + I_{Lr}(t_4) \quad (13)$$

이 모드에서 공진 인덕터 전류의 극성이 변하며, 스위치 Q2는 영전압 스위칭 동작을 하게 된다.

6) 모드 VI : $t_5 \leq t \leq t_6$

스위치 Q1과 Q2가 모두 턴오프되면, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 $(V_I + V_{C1})$ 에서 V_I 로 저장된 에너지를 방출한다. 모듈 A에서, 변압기 Ta의 1차측 전압 V_{pa} 의 크기는 $(V_I - V_{Cr})$ 과 같고, 이때 변압기 2차측 전압은 음(-)이므로 정류 다이오드 D1은 역(逆)바이어스가 된

다. 출력 인덕터 전류 $I_{L_{o1}}$ 은 출력전류 I_o 의 절반 정도의 크기로, 환류 다이오드 D2를 통해 흐른다. 모듈 B에서, 변압기 Tb의 1차측 전압 V_{pb} 는 양(+)으로, 그 크기는 $(V_{Cr}-V_I)$ 과 같으며, 이때 환류 다이오드 D4는 역(逆)바이어스 된다. 출력 인덕터 전류 $I_{L_{o2}}$ 는 출력전류 I_o 의 절반 정도의 크기로, 정류 다이오드 D3을 통해 흐른다. 이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 과 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (14), (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr}(t_5)}{\omega_{r1} C_r} \sin \omega_{r1}(t-t_5) - \frac{(2-D)V_I}{1-D} \cos \omega_{r1}(t-t_5) + \frac{3-D}{1-D} V_I \quad (14)$$

$$I_{Lr}(t) = \frac{\omega_{r1} C_r (2-D) V_I}{1-D} \sin \omega_{r1}(t-t_5) + I_{Lr}(t_5) \cos \omega_{r1}(t-t_5) \quad (15)$$

공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 입력 전압 V_I 과 같아지는 $t=t_6$ 에서 이 모드는 끝나며, 식 (14)를 통하여 Δt_{56} 은 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{56} = t_6 - t_5 \approx \frac{-D C_r V_I}{(1-D) I_{Lr}(t_5)} \quad (16)$$

7) 모드 VII : $t_6 \leq t \leq t_7$

모드 VI와 마찬가지로 스위치 Q1과 Q2가 턴오프시 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 입력전압 V_I 와 같아지는 $t=t_6$ 에서 이 모드는 시작된다. 모듈 A와 B의 1차측 전압 V_{pa} 와 V_{pb} 는 0이므로, 정류 다이오드 D1과 환류 다이오드 D4를 통해 흐르는 전류는 선형적으로 증가하고, 환류 다이오드 D2와 정류 다이오드 D3을 통해 흐르는 전류는 선형적으로 감소한다.

이 모드에서 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 과 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (17), (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{Cr}(t) = \frac{I_{Lr}(t_6)}{\omega_{r2} C_r} \sin \omega_{r2}(t-t_6) + V_I \quad (17)$$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_6) \cos \omega_{r2}(t-t_6) \quad (18)$$

공진 커패시터 전압 V_{Cr} 이 0으로 감소하는 $t=t_7$ 에서 이 모드는 끝나며, 식 (17)을 통하여 Δt_{67} 은 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta t_{67} = t_7 - t_6 = \frac{1}{\omega_{r2}} \sin^{-1} \left[\frac{-\omega_{r2} C_r V_I}{I_{Lr}(t_6)} \right] \approx \frac{-C_r V_I}{I_{Lr}(t_6)} \quad (19)$$

스위치 Q1이 영전압 스위칭 동작을 하기 위해서 공진 인덕터 L_r 에 저장된 초기 에너지가 공진 커패시터 C_r 에 충전되는 에너지는 식 (20)과 같이 나타낼 수 있으며, 영전압 스위칭 조건을 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{2} L_r I_{Lr}^2(t_6) \geq \frac{1}{2} C_r V_I^2 \quad (20)$$

$$L_r \geq \frac{C_r V_I^2}{I_{Lr}^2(t_6)} \quad (21)$$

7) 모드 VIII : $t_7 \leq t \leq t_8$

스위치 Q1이 턴온시 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 0으로 감소하며, 스위치 Q1의 역(逆)병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르고 영전압 스위칭 동작을 한다. 모듈 A에서, 정류 다이오드 D1을 통해 흐르는 전류 I_{D1} 은 선형적으로 증가하고, 환류 다이오드 D2를 통해 흐르는 전류 I_{D2} 는 선형적으로 감소한다. 모듈 B에서, 환류 다이오드 D4를 통해 흐르는 전류 I_{D4} 는 선형적으로 증가하고, 정류 다이오드 D3을 통해 흐르는 전류 I_{D3} 는 선형적으로 감소한다. 이 모드에서, 공진 커패시터 전압 V_{Cr} 은 0으로 유지하며, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 식 (22)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_I}{L_r}(t-t_8) + I_{Lr}(t_8) \quad (22)$$

3. 실험 결과 및 효율비교

제안된 인터리브 액티브 클램프 포워드 컨버터의 특성 파악을 위하여 입력전압 100[V], 출력전압 10[V], 최대 출력 160[W]급의 시작품을 제작하였고, 표 1은

하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표 1. 시제품 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터
Table 1. Specifications and parameters used in Converter

입력전압(V_{in})	DC 100[V]
출력전압(V_o)	DC 10[V]
최대출력(P_o)	160[W]
변압기(T_a, T_b)	TDK社 PQ 35/35 $N1 : N2 = 28 : 10$
스위치(Q1, Q2)	IXYS社 IXFH26N60Q
클램프 커패시터($C1, C2$)	1[μ F]
공진 커패시터(C_r)	1.5[nF]
공진 인덕터(L_r)	42[μ H]
다이오드(D1, D2, D3, D4)	SBL3045PT
입력 커패시터(C_D)	2000[μ F]
출력 인덕터(L_{o1}, L_{o2})	90.5[μ H]
출력 커패시터(C_o)	30000[μ F]
PWM IC	TI社 UC3844
스위칭 주파수(f)	100[kHz]

그림 4는 스위치 Q1과 Q2의 구동펄스 파형을 나타내며, 데드타임이 20[ns]임을 알 수 있다. 그림 5와 그림 6은 스위치 Q1과 Q2의 전압 및 전류 파형을 나타내며, 안정적으로 영전압 스위칭함을 확인할 수 있었다.

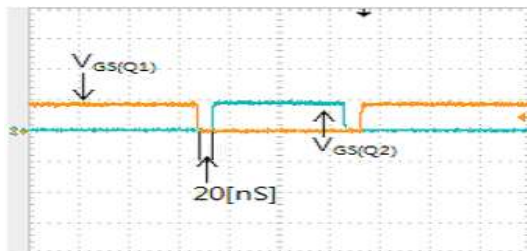


그림 4. 스위치 Q1과 Q2의 구동펄스 파형
(10[V/div], 1[μ s/div])
Fig. 4. Waveform of switch Q1 and Q2 driving signals

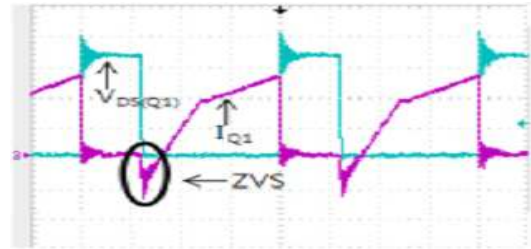


그림 5. 스위치 Q1의 전압·전류 파형
(100[%]부하, 100[V/div], 2[A/div],
2.5[μ s/div])
Fig. 5. Voltage · Current waveform of switch Q1

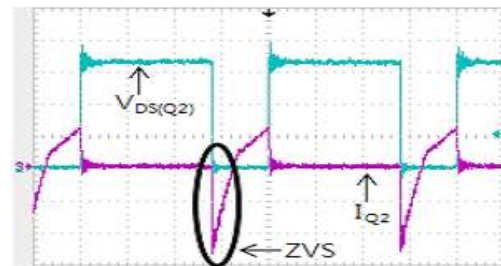


그림 6. 스위치 Q2의 전압·전류 파형
(100[%]부하, 100[V/div], 2[A/div],
2.5[μ s/div])
Fig. 6. Voltage · Current waveform of switch Q2

그림 7과 그림 8은 변압기 T_a 와 T_b 의 전압 및 전류 파형을 나타내며, 변압기를 통하여 전력이 전달됨을 알 수 있다. 그림 9, 10은 출력 인덕터 L_{o1} 과 L_{o2} 의 전류 파형으로 출력 인덕터 L_{o1} 과 L_{o2} 는 180[°]의 위상차로 동작하여 출력 전류 리플이 감소됨을 확인할 수 있었다.

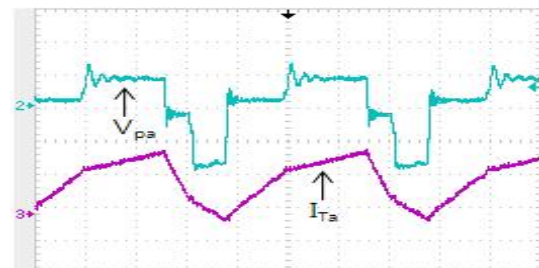


그림 7. 변압기 T_a 의 전압·전류 파형
(100[%]부하, 100[V/div], 2[A/div],
2.5[μ s/div])
Fig. 7. Voltage · Current waveform of Transformer T_a

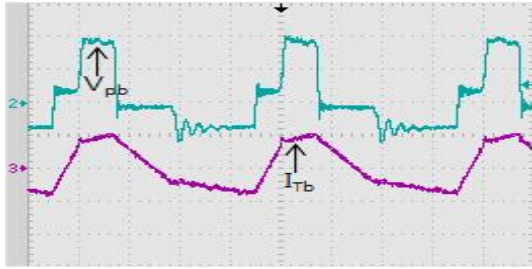


그림 8. 변압기 Tb의 전압·전류 파형
(100[%]부하, 100[V/div], 2[A/div],
2.5[μs/div])

Fig. 8. Voltage · Current waveform of Transformer Tb

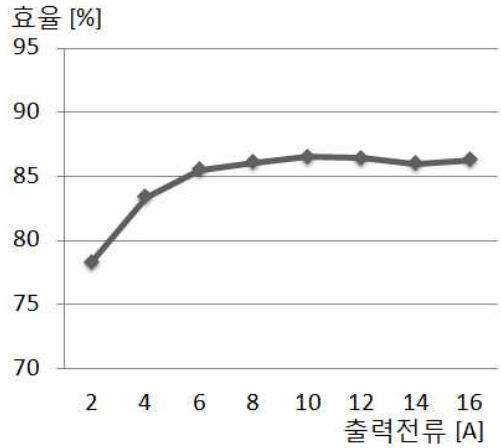


그림 11. 제안된 컨버터의 효율

Fig. 11. Efficiency of the proposed converter

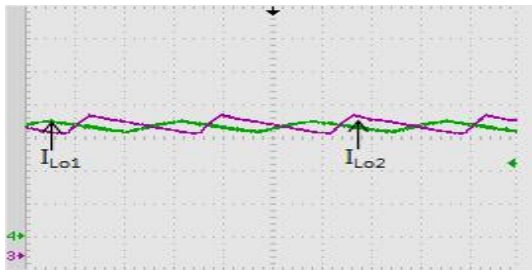


그림 9. 출력 인덕터 Lo1과 Lo2의 전류
파형(100[%]부하, I_{Lo1} : 2.5[A/div], I_{Lo2} :
2[A/div], 10.0[ms/div])

Fig. 9. Current waveform of Output Inductor Lo1 and Lo2



그림 10. $I_{Lo1} + I_{Lo2}$ 파형
(100[%]부하, 2.5[A/div], 10[ms/div])

Fig. 10. Waveform of $I_{Lo1} + I_{Lo2}$

그림 11는 Voltech사 전력 분석계 PM3000[A]로 입·출력 전압 및 전류를 실측하여 계산한 효율 결과로서 출력전류가 8[A] 이상에서는 86[%] 이상의 효율이 나타남을 알 수 있었다.

그림 12는 제작된 컨버터 및 실험장치를 나타낸다.



그림 12. 제작된 컨버터

Fig. 12. Manufactured converter

4. 결 론

본 논문에서는 기존의 액티브 클램프 파워드 컨버터와 인터리브 파워드 컨버터의 장점을 결합한 두 스위치 인터리브 액티브 클램프 파워드 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 인터리브 파워드 컨버터의 장점을 유지하면서 하나의 스위치가 주 스위치로 동작 시 나머지 스위치가 보조 스위치로 동작하므로 추가적인 보조 스위치 없이 액티브 클램프 동작을 하여 모든 스위치가 영전압 스위칭이 가능한 장점이 있다. 제안된 방식은 출력전류가 8[A] 이상에서는 86[%] 이상

의 효율을 보이며, 저전압·대전류 출력이 요구되는 전원공급 장치에 적용이 가능하리라 판단된다.

References

- [1] F. Dong Tan, "The Forward Converter : from the Classic to the Contemporary," Proceedings of The Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'02, Vol. 2, pp. 857-863, Mar. 2002.
- [2] A. Acik and I. Cadirci, "Active Clamp ZVS Forward Converter with Soft-Switched Synchronous Rectifier for Maximum Efficiency Operation," Proceedings of The Power Electronics Specialists Conference PESC'02, Vol. 2, pp. 1237-1242, May 1998.
- [3] Qiong M. Li, Fred. C. Lee, and Milian M. Jovanovic, "Large-Signal Transient Analysis of Forward Converter with Active-Clamp Reset," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 1, pp. 15-24. Jan. 2002.
- [4] Bill. Andreyckak, "Active Clamp and Reset Technique Enhances Forward Converter Performance," Unitrode Power Supply Design Seminar SEM-1000, Oct. 1994.
- [5] Michael T. Zhang, Milan M. Jovanović, and Fred C. Y. Lee, "Analysis and Evaluation of Interleaving Techniques in Forward Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, pp. 690-698, Jul. 1998.
- [6] Jae-Yeop Jung, Yong Kim, Soon-Do Kwon, Jin-Yong Bae, and Dong-Hyun Lee, "A Study on The Interleaved Active-Clamping Forward Converter," Proceedings of the KIEE Spring Conference, pp.156-160, Apr. 2009.
- [7] Jae-Yeop Jung, Yong Kim, Jin-Yong Bae, Soon-Do Kwon, and Geun-Soo Choi, "A Study on the output ripple reduction of Active-Clamp Forward Converter," Proceedings of the KIEE Summer Conference, pp.254-255, Jul. 2009.

◇ 저자소개 ◇



정재엽 (鄭載燁)

1982년 1월 7일생. 2008년 동국대 전기공학과 졸업. 2010년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년 1월~현재 (주)디지털아이 기술연구소 연구원.



배진용 (裴辰容)

1975년 8월 17일생. 1998년 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2008년 2월 충남대 특허법무학과 졸업(법학석사). 2005년 8월~현재 특허청 사무관.



권순도 (權純道)

1954년 11월 5일생. 1978년 광운대 응용전자공학과 졸업. 1980년 건국대 대학원 전기전자학과 졸업(석사). 2008년 2월 동국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1983~1986년 (주)삼성정밀 연구소 자동화 연구실 근무. 1996년 3월~현재 대림대 디지털전자과 교수.



이동현 (李東炫)

1977년 2월 15일생. 2002년 동국대 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 10월~2007년 8월 (주)메디슨 연구소 전임 연구원. 2008년 3월~현재 동국대 대학원 전기공학과 박사과정. (주)티엠에스아이엔씨 연구소 선임연구원.



김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 2월 동국대 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~현재 동국대(서울) 전자전기공학부 교수.