

보조 회로를 활용한 ZCZVT 소프트 스위칭 부스트-플라이백 컨버터

주현승¹, 최현철[†]

A Zero-Current-Zero-Voltage-Transition Boost-Flyback Converter Using Auxiliary Circuit

Hyeon-Seung Ju¹ and Hyun-Chil Choi[†]

Abstract

This study proposes a new zero-current - zero-voltage-transition (ZCZVT) boost - flyback converter using a soft switching auxiliary circuit. The proposed converter integrates the boost and flyback converters to increase the voltage with a low duty ratio. The main and auxiliary switches turn the ZCZVT conditions on and off. Thus, the proposed converter has high efficiency. The voltage gain at the steady state is derived, and the inductor volt - second balance and the design guidelines are presented. Finally, the performance of the proposed converter is validated by experimental results from a 200 W, 30 V DC input, 400 V DC output, and 200 kHz boost - flyback converter prototype.

Key words: ZCT(Zero-Current-Transition), ZCZVT(Zero-Current-Zero-Voltage-Transition), Soft-switching, Boost-flyback converter

1. 서 론

화석 연료의 고갈과 환경오염 문제를 해결하기 위하여 태양광 에너지 등 여러 가지 신재생 에너지가 각광 받고 있다. 신재생 에너지는 상대적으로 저전압을 출력하는 것이 특징이므로 현대 기기에 적용하려면 고전압으로 만드는 회로가 필수적이다. 때문에 다양한 부스트 회로가 연구 및 개발되고 있다.

최근 연구되고 있는 부스트-플라이백 컨버터(boost-flyback converter)는 부스트 컨버터의 장점과 플라이백 컨버터의 장점을 모두 가진 승압형 컨버터이며, 낮은 듀티비(duty-ratio)와 낮은 권선비(turn-ratio)를 가지고 높은 승압을 가능하게 한다. 위의 회로의 부스트 컨버터는

불연속 모드(DCM, discontinuous conduction mode) 로, 플라이백 컨버터는 연속 모드(CCM, continuous conduction mode)로 동작하도록 설계하였다^{[1]-[5]}.

부스트-플라이백 컨버터는 부스트 컨버터와 플라이백 컨버터의 단점을 가지고 있다. 플라이백의 단점으로 트랜스포머(transformer)의 누설 인덕턴스(leakage inductance)가 스위치의 높은 전압 스트레스를 유발시키며, 이러한 해결책으로 트랜스포머의 1차측에 RCD 스너버를 부착함으로써 위의 방법을 해결할 수 있다. 하지만 추가적인 소자들을 부착하는 것은 전력 손실을 증가시킨다는 단점이 있다. 또 다른 단점으로는 스위치의 턴-온(turn-on)과 턴-오프(turn-off)순간에 스위칭 손실이 발생한다. 위의 문제를 해결하기 위하여 여러 가지 방법이 연구되고 있다^{[6]-[9]}.

제안한 회로는 턴-온 순간의 스위칭 손실을 천이형(transition) 컨버터를 통하여 소프트 스위칭(soft-switching)을 하였다. 천이형 방법의 경우 기존의 컨버터와 동작은 비슷하지만, 스위칭 전의 짧은 주기에 보조 회로의 공진을 통하여 주 스위치의 전압이나 전류를 0으로 만들어서 소프트 스위칭을 이루어지도록 하는 방법이다. 위의 방식은 전압, 전류 중 어떤 것이 0이 되느냐에

Paper number: TKPE-2019-24-5-9

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: elecchc@inje.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering Eng., Inje University
Tel: +82-55-320-3552 Fax: +82-55-333-3261

¹ Dept. of Electronic & Telecommunication Engineering Eng., Inje University

Manuscript received Feb. 13, 2019; revised Mar. 14, 2019; accepted Apr. 2, 2019

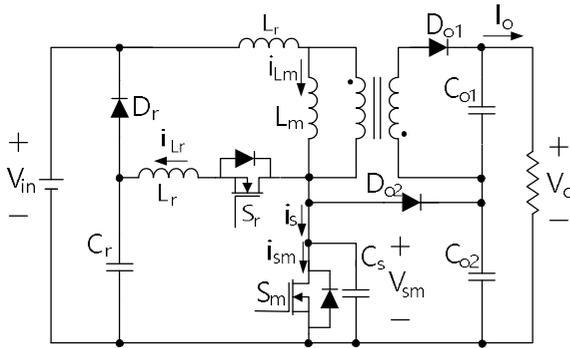


Fig. 1. Circuit of proposed ZCZVT boost-flyback converter.

따라 영전류 천이형(ZCT, Zero Current Transition), 영전압 천이형(ZVT, Zero Voltage transition), 영전류-영전압 천이형(ZCZVT, Zero Current Zero Voltage Transition) 컨버터로 나뉜다.

턴-오프 시 순간의 경우 제안한 회로에서는 전류를 주 스위치로 흘려보내지 않고 스너버 커패시터로 흐르게 하여 주 스위치의 전압이 천천히 올라가게 만들었다. 또한 보조 커패시터로 인하여 주 스위치의 전압스파이크(voltage spikes)를 감소시켰다. 제안된 회로의 타당성을 위하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 이를 검증하였다.

2. 제안한 ZCZVT 부스트 플라이백 컨버터

2.1 제안한 회로의 구성

그림 1은 제안된 부스트 플라이백 회로도이다. 회로의 구조상으로 보아 부스트 컨버터와 플라이백 컨버터가 결합되어 있는 형태이며 두 개의 컨버터는 같은 전류원(L_m)을 가진다. 또한 소프트 스위칭을 하기 위하여 보조 인덕터 L_r , 보조 스위치 S_r , 보조 다이오드 D_r , 보조 커패시터 C_r 이 추가되었다. 스너버(snubber) 커패시터 C_s 는 주 스위치 S_m 의 출력 다이오드와 병렬로 연결된 스너버 커패시터의 합이다.

2.2 동작원리

제안된 회로의 동작은 플라이백 동작과 부스트 동작이 결합된 형태으로써, 에너지 전달은 스위치가 꺼졌을 때 발생한다. 제안된 회로의 동작은 다음과 같다. 보조 스위치 S_r 이 켜지면 보조 인덕터에 전류가 일정하게 상승하다가 자화 인덕턴스에 흐르는 전류 i_{Lm} 와 같아지는 순간 보조 인덕터와 보조 커패시터가 공진을 시작한다. 주 스위치에 걸리는 전압은 0으로 빠르게 감소하며 전압이 0이 되는 순간 전류는 주 스위치의 다이오드를 통하여 흐르게 된다. 보조 인덕터의 전류가 자화 인덕터의 전류보다 커졌다가 같아지는 순간 주 스위치에 흐르는 전류는 0이며 이때 주 스위치를 켜서 소프트 스위칭 한다. 주 스위치가 켜지면 입력 에너지를 트랜스포머의 자화

TABLE I
THE PROPOSED CONVERTER PARAMETERS

Parameter	Value
Main transformer, N1:N2	20uH, 5:25
Auxiliary inductor,	1.8uH
Snubber capacitor	470pF
Auxiliary capacitor	33nF

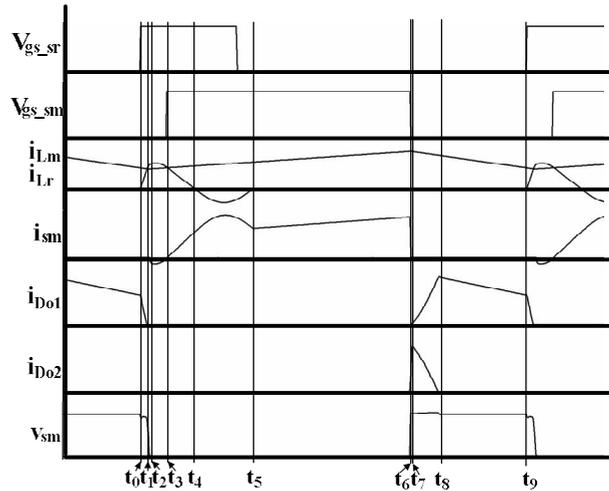


Fig. 2. Theoretical waveforms of proposed boost-flyback converter.

인덕터에 에너지를 저장한다. 스위치가 꺼졌을 때는 전류가 주 스위치로 흐르지 않고 주 스위치와 병렬로 연결된 커패시터 C_s 로 흐르게 되어 주 스위치의 전압이 일정한 기울기를 가지고 상승하게 된다. 이로써 턴-오프 순간에 손실을 최소화시켰다. 주 스위치의 전압이 올라가면 자화 인덕터에 저장해 두었던 에너지를 출력측으로 전달하게 된다. 위의 회로는 Boost는 DCM으로 Flyback은 CCM으로 설계하였으므로 Flyback출력의 전류는 일정하게 상승 후 감소, Boost 출력의 전류는 일정하게 감소한다. 위의 동작에 따라 출력 커패시터의 전압이 상승하여 전압 전달 비에 의한 전압이 출력측에 나타나게 된다.

2.3 동작모드

제안된 회로의 동작은 하나의 스위칭 동작에 9개의 동작 모드로 나누어진다. 각 동작별 전류의 흐름과 파형은 각각 그림 2와 그림 3에 나타내었다. 회로의 동작을 파악하기에 앞서 다음과 같은 조건을 가정한다.

- 1) 제안된 회로의 동작은 정상상태 동작이며 플라이백 동작은 CCM(continuous conduction mode)으로 동작하며 부스트 동작은 DCM(discontinuous conduction mode)로 동작한다.

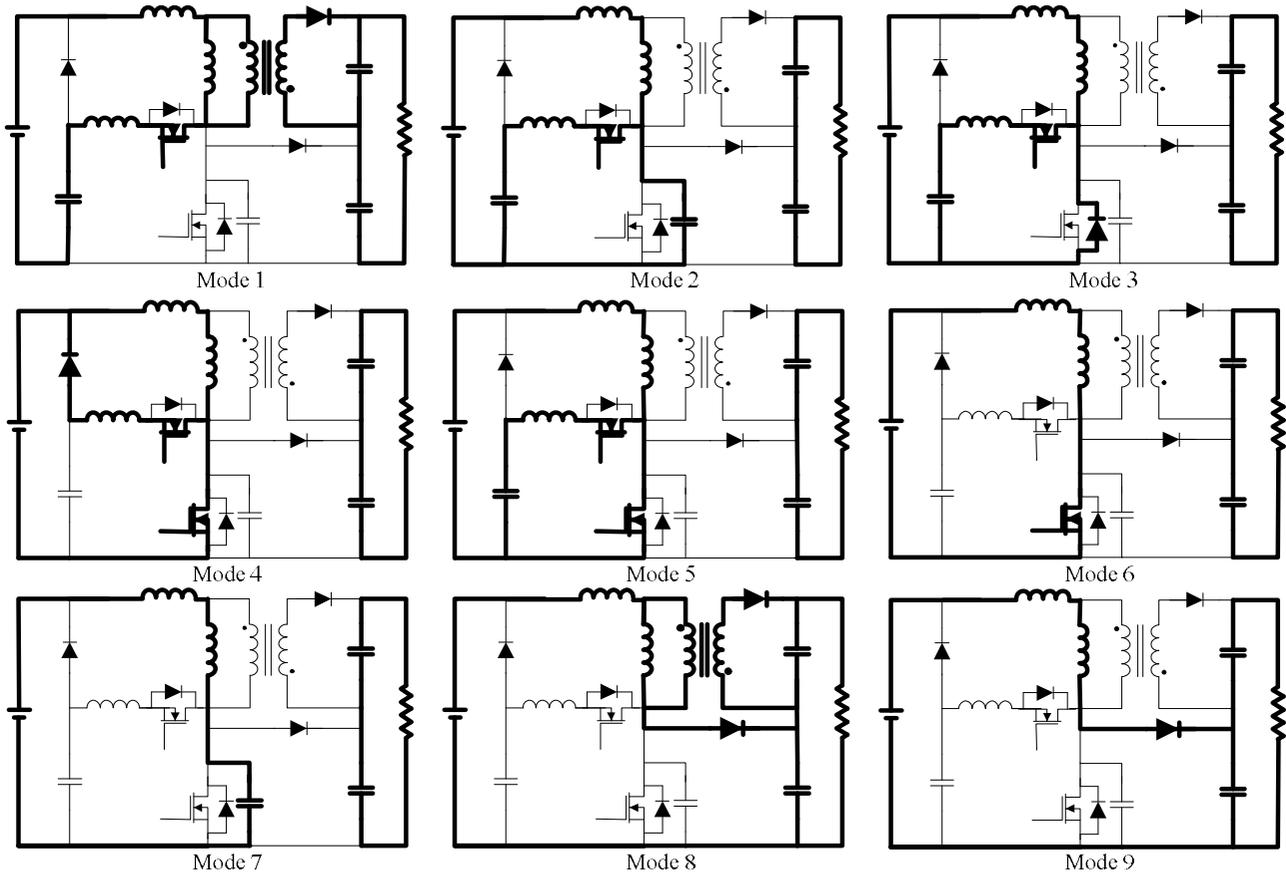


Fig. 3. Theoretical waveforms of proposed boost-flyback converter.

- 2) 모든 스위치와 다이오드는 이상적이며 스위칭 시간이나 역회복 시간은 고려하지 않는다.
- 3) 입력 V_i 와 출력 V_{Co1} , V_{Co2} , V_o 는 일정한 값을 가진다.
- 4) 트랜스포머 권선 비는 $n = N_2/N_1$ 으로 나타나며 자화인덕턴스 L_m 과 누설인덕턴스 L_k 을 포함한다.
- 5) 6개의 모드 중 모드 1, 2, 3에서 트랜스포머의 자화인덕터에 흐르는 전류는 최소값 근처에 있으므로 같은 전류 크기라고 가정한다.

모드 1 [$t_0 \sim t_1$] : S_m off, S_r on

t_0 이전에는 S_m off, S_r off이며, 기존의 플라이백 컨버터 동작 중 출력 측으로 에너지를 전달하는 과정과 같다. 부스트 출력 전류는 흐르지 않고, 자화 인덕터의 전류 i_{Lm} 은 최소값($I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2$)에 도달해 있다. 또한 보조스위치에 흐르는 전류는 0이다.

t_0 이후 보조 인덕터 전류 i_{Lr} 은 0에서부터 선형적으로 증가하여 자화 인덕터 전류 i_{Lm} 와 같아졌을 때 종료된다. 전류 i_{Lr} 에 관한 수식과 모드 1의 시간은 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{Co1}/n}{L_r} t \quad (1)$$

$$t_1 - t_0 = L_r \frac{I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2}{V_{Co1}/n} \quad (2)$$

모드 2 [$t_1 \sim t_2$] : S_m off, S_r on

모드 1에서 보조 인덕터 전류 i_{Lr} 가 증가하여 자화 인덕터 전류 i_{Lm} 과 같아진 이후에 i_{Lr} 은 i_{Lm} 보다 커지기 시작한다. 그리고 보조 인덕터 L_r 과 보조 커패시터 C_r , C_s 가 공진을 시작한다. 이때 스위치의 전압은 보조 커패시터 C_r 과 C_s 의 병렬 연결한 전압과 같다. 보조 커패시터의 병렬연결한 값을 $C_{rs} (= C_s // C_r)$ 이라고 하자. i_{Lr} 전류가 i_{Lm} 전류보다 커진 만큼 C_{rs} 로 흐르면서 주 스위치의 전압 v_{sm} 을 감소시킨다. 위의 동작의 식은 다음과 같다.

$$V_i = V_{C_{rs}}(t) - L_r \frac{di_{Lr}}{dt} \quad (3)$$

$$i_{Lr}(t) = -C_{rs} \frac{dv_{C_{rs}}(t)}{dt} \quad (4)$$

$$C_{rs} = C_s // C_r, v_{C_{rs}} = v_{sm}$$

또한 $v_{C_{rs}}(t)$ 와 $i_{Lr}(t)$ 에 관한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(0)\cos\omega_r t - \frac{v_{C_{rs}}(0) - V_i}{Z_r} \sin\omega_r t \quad (5)$$

$$V_{C_{rs}}(t) = V_{C_{rs}}(0)\cos\omega_r t - Z_r i_{Lr}(0)\sin\omega_r t + V_i(1 - \cos\omega_r t) \quad (6)$$

$$i_{Lr}(0) = I_{Lm} - \frac{1}{2}\Delta i_{Lm}, \quad v_{C_{rs}}(0) = V_{C_{o1}}/n + V_i$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_r C_s}}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}}$$

주스위치의 전압이 감소하여 0이 될 때 모드 2는 종료된다. 이때 종료되는 시점은 대략 보조 인덕터의 전류가 최대치에 도달했을 때이다.

모드 2의 시간은 전류 i_{Lr} 이 최대치에 도달하는 지점이므로 다음과 같은 식이 도출된다.

$$t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_s} \quad (7)$$

모드 3 [$t_2 \sim t_3$]: S_m off, S_r on

주 스위치의 전압이 0이 될 때, 전류는 주 스위치의 기생 다이오드를 통하여 흐른다. 이 전류의 크기는 보조 인덕터의 전류에서 자화인덕턴스의 전류의 크기를 뺀 값이다. 보조 인덕터의 전압은 입력 전압이 반대로 걸리는 형태이므로 보조 인덕터의 전류는 다음과 같은 식으로 감소한다.

$$-L_r \frac{di_{Lr}(t)}{dt} = V_i \quad (8)$$

모드 3이 끝나는 시점은 보조 인덕터의 전류가 다시 자화인덕터의 전류를 만났을 때 종료된다. 설계 식에서 보조 인덕터의 전류의 크기가 자화 인덕터의 전류의 크기의 1.2배를 넘지 않도록 설계하므로 모드 3의 시간은 다음과 같다.

$$t_3 - t_2 = L_r \frac{0.2(I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2)}{V_i} \quad (9)$$

모드 4 [$t_3 \sim t_4$]: S_m off, S_r on

주 스위치가 소프트 스위칭되어 전류가 흐르기 시작되면 보조 인덕터에 흐르는 전류는 선형적으로 감소하여 0에 도달하게 된다. 보조 인덕터의 전류가 0이 된 이후에 보조 스위치를 끄면 보조 스위치가 소프트 스위칭(ZCS, Zero Current Switching)이 된다. 보조 인덕터에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = (I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2) - \frac{V_i}{L_r} t \quad (10)$$

식 (10)을 통하여 모드 4의 시간을 구하면 다음과 같다.

$$t_4 - t_3 = \frac{L_r}{V_i} (I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2) \quad (11)$$

모드 5 [$t_4 \sim t_5$]: S_m on, S_r off

모드 5는 보조 인덕터 L_r 에 흐르는 전류가 0인 시점부터 시작한다. 이때 전류는 모드 4의 방향과 반대 방향으로 흐르며, C_r 로 부터 L_r 를 통하여 흐른다. 따라서 C_r 의 전압을 방전시킨다. 보조 인덕터 L_r 에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_i}{Z_r} \sin\omega_r t \quad (12)$$

$$v_{cr}(t) = -V_i \cos\omega_r t \quad (13)$$

위의 식을 통하여 모드 5의 시간을 구하면 다음과 같다.

$$t_5 - t_4 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (14)$$

모드 6 [$t_5 \sim t_6$]: S_m on, S_r off

모드 6에서 위의 회로는 입력 에너지를 주 인덕터 L_m 에 저장하는 모드로써, 기존의 플라이백 컨버터의 on-time 동작을 한다. 모드 6이 종료되는 시점은 주 스위치가 꺼지는 시점이며 스너버 커패시터에 의해서 턴-오프 동작이 완화된다. 따라서 턴-오프 순간에 주 스위치는 ZVT 조건을 만족하게 된다.

모드 7 [$t_6 \sim t_7$]: S_m off, S_r off

모드 7에서는 주 스위치가 ZVT 조건에서 턴-오프되는 시점부터 시작한다. 주 스위치에 흐르던 전류가 스너버 커패시터 C_s 로 지속적으로 흐르게 되어 주 스위치의 전압을 0부터 $V_{C_{o1}}/n + V_i$ 까지 선형적으로 상승시킨다. 모드 7의 식은 다음과 같다.

$$V_{C_s} = \frac{(I_{Lm} + \Delta i_{Lm}/2)}{C_s} t \quad (15)$$

$$t_8 - t_7 = C_s \frac{V_i + V_{C_{o1}}}{(I_{Lm} + \Delta i_{Lm}/2)} \quad (16)$$

모드 8 [$t_7 \sim t_8$]: S_m off, S_r off

모드 8에서 제안한 회로는 기존의 플라이백 컨버터와 부스트 컨버터의 에너지 전달 과정과 비슷하다. 부스트 회로에서 다이오드 D_{o2} 의 전류는 선형적으로 감소하고 플라이백 회로에서 다이오드 D_{o1} 의 전류는 선형적으로 증가한다. 모드 8이 종료되는 시점은 부스트 회로에서 다이오드 D_{o2} 의 전류가 0이 될 때, 종료된다.

모드 9 [$t_7 \sim t_8$]: S_m off, S_r off

모드 9에서 제안한 회로는 기존의 플라이백 동작과 비슷하다. 다이오드 D_{o1} 이 도통하여 출력측에 에너지를 전달한다. 이때 전류는 선형적으로 감소한다.

2.4 전압전달비

제안된 회로의 전압전달비는 voltage second balance 방식으로 유도할 수 있다. 트랜스포머의 자화인덕턴스에 대하여 이 방식을 적용하면 다음과 같다.

$$V_i(1+nD)T = (1-D)T \frac{V_o}{n} + \frac{1}{2}(V_{o1}/n + V_i)(t_{12} + t_{67}) \quad (17)$$

위의 식을 다시 정리하면 전압전달 비는 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(1+nD) - \frac{1}{2} \left(\pi \sqrt{L_r C_s} + C_s \frac{V_i + V_o/n}{I_{Lm} + \Delta i_{Lm}/2} \right)}{1-D + \frac{1}{2} \left(\pi \sqrt{L_r C_s} + C_s \frac{V_i + V_o/n}{I_{Lm} + \Delta i_{Lm}/2} \right)} \quad (18)$$

위의 결과로부터 모드 2와 6을 제외하면 기존의 부스트-플라이백 컨버터와 전압전달비가 같다는 것을 알 수 있다.

3. 각 소자 값 설계 방법

제안한 회로는 보조 스위치가 동작하는 구간을 제외하면 기존의 부스트-플라이백 컨버터와 같으므로 트랜스포머와 출력 커패시터는 기존의 설계 방식을 따르면 된다. 제안한 회로의 트랜스포머 설계 사양은 $N_1 : N_2 = 5 : 25$ 이며 자화 인덕턴스 $L_m = 20\mu H$ 이다. L_r 의 크기는 보조 스위치의 바디 다이오드에 대한 t_{rr} 로 결정되며 보조 인덕터 L_r 의 전류가 자화 인덕터 L_m 의 전류와 같아질 때까지의 시간(모드 1의 시간)이 보조 스위치의 t_{rr} 보다 2배 이상이 되도록 설계 하였다. 이를 설계 공식으로 나타내면 다음과 같다.

$$L_r = \frac{2t_{rr} \cdot V_{co1}/n}{I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2} \approx 1.8\mu H \quad (19)$$

C_r 의 설계 방법은 모드 5에서 C_r 과 L_r 의 공진 시간이 최소 듀티비(D_{min})보다 작아야한다. C_r 값이 클수록 주 스위치에 걸리는 전압이 낮아져 주 스위치의 전압 스트레스가 감소하지만, 공진 주기가 길어짐에 따라서 보조회로의 전도 손실이 증가한다. 위의 조건을 적절하게 고려하여 본 논문에서는 모드 5의 시간이 보조 스위치의

TABLE II
THE PROPOSED CONVERTER PARAMETERS

Parameter	Value
Main switch	IRF640N
Auxiliary switch	IRF610PBF
output diodes	VS-16CTU04PBF
Auxiliary diode	VSB3200-M3/54
Main transformer, N1:N2	20uH, 5:25
Auxiliary inductor,	1.8uH
Snubber capacitor	470pF
Auxiliary capacitor	33nF
Output capacitor	330uF

t_{rr} 보다 5배 정도의 시간에 공진이 일어나도록 설계하였다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$C_r = \frac{1}{L_r} \left(\frac{2 \cdot 5t_{rr}}{\pi} \right)^2 \approx 33nF \quad (20)$$

C_s 의 설계 방법은 모드 2에서 C_s 와 L_r 의 공진으로 인하여 주 스위치가 ZCZVT된다. C_s 값이 클수록 확실한 소프트 스위칭을 가능하게 하지만 너무 클 경우, 그만큼 보조회로의 전도 손실이 커진다. 위의 조건을 적절하게 고려하여 본 논문에서는 i_{Lr} 의 최대값이 i_{Lm} 의 1.2배가 넘지 않도록 설계한다. 모드 2에서 전류 i_{Lr} 의 최대 값은 $w_r = \pi/2$ 일 때 나타난다. 따라서 C_s 값은 다음의 공식에 의해 설계된다.

$$C_s = L_r \left(\frac{0.2 \cdot (I_{Lm} - \Delta i_{Lm}/2)}{V_{co1}/n} \right)^2 \approx 470pF \quad (21)$$

4. 실험 결과 및 분석

본 논문에서는 제안한 컨버터를 증명하기 위하여 200W 컨버터를 제작하여 실험하였다. 입력전압 30V와 스위칭 주파수 200kHz에 대하여 출력전압이 400V가 되도록 구성하였다. 실험에 쓰인 부품들의 파라미터를 표 2에 정리하였다.

그림 4는 제안한 회로에 대한 실제 파형이다. 그림 2와 비교하여 보면 제안된 회로의 동작이 시뮬레이션 파형과 일치함을 볼 수 있었다.

그림 5는 주 스위치가 턴-온 순간에 스위치에 걸리는 전압과 흐르는 전류 파형이다. 모드 1에서 주 스위치의 전압은 0으로 감소한다. 모드 2부터 모드 3까지 동작을 보면 보조 인덕터에 흐르는 전류가 트랜스포머의 자화 인덕터에 흐르는 전류보다 높아질 때, 주 스위치의 전압이 선형적으로 감소하고 동시에 흐르는 전류가 반대

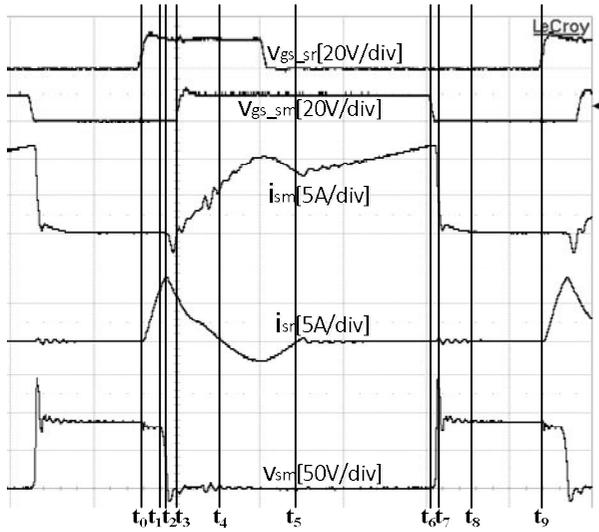


Fig. 4. Experimental results.

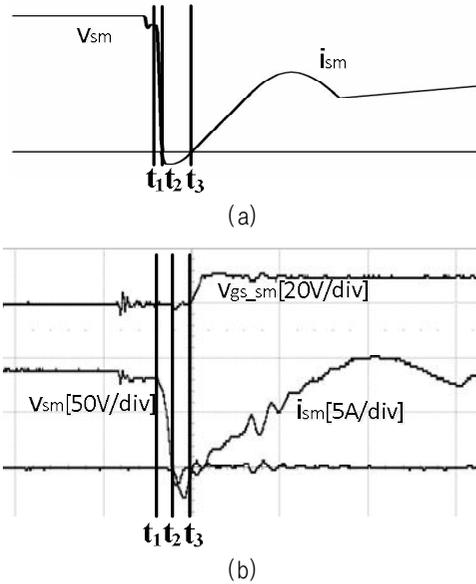


Fig. 5. Waveform of main switch S_m when main switch turn-on.

방향으로 흐르다가 다시 0에 도달한다. 시뮬레이션 파형과 실험파형이 동일하게 모드 1에서 전압이 0으로 내려가고 모드 2에서 주 스위치의 전류가 음의 방향에서 다시 0에 도달하는 순간 주 스위치를 턴-온시켰다. 시뮬레이션과 마찬가지로 스위칭 순간을 모드 3의 종료 지점에 두어 ZCZVT방식을 채택하였지만 실제로 모드 2의 종료시점에 전압이 0이 되므로 ZVT방식을 채택하는 경우 모드 3의 동작구간에 스위치를 턴-온 시키는 것도 소프트 스위칭을 가능하게 한다.

모드 4에서 보조 회로에 사용된 인덕터로 인하여 주 스위치와 보조 스위치에 흐르는 전류 기울기가 $11A/\mu\text{sec}$ 로 제한되므로 역회복 시간(t_{rr} , reverse recovery time)으로 인한 손실이 최소화되었다.

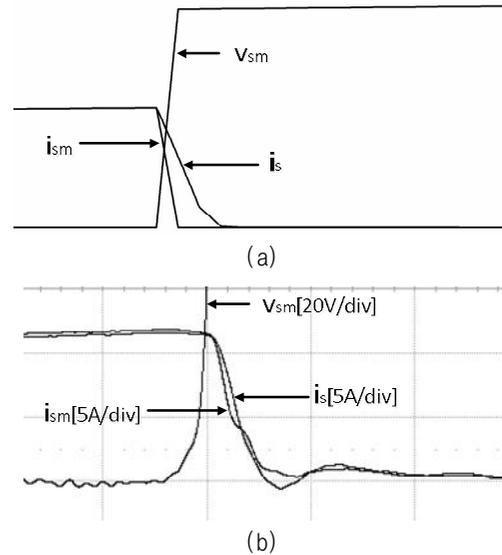


Fig. 6. Experimental results of main switch S_m when main switch turn-off.

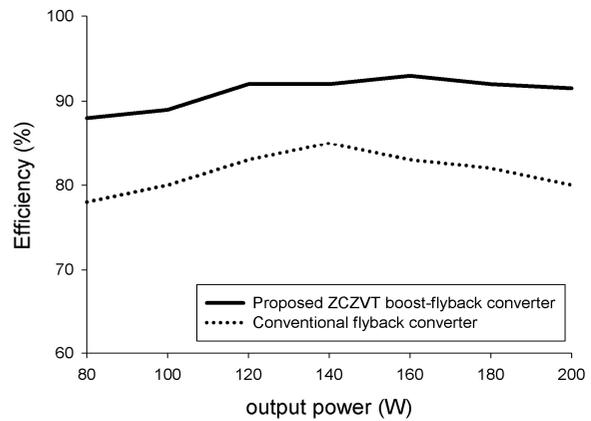


Fig. 7. The competition of proposed converter and conventional converter.

제안한 회로의 장점으로 주 스위치가 턴-오프 순간에도 소프트 스위칭 한다는 것이다. 그림 6에서는 주 스위치에 흐르는 전류와 트랜스포머에 흐르는 전류, 주스위치에 걸리는 전압의 실제 실험 파형이다. 스위치가 꺼지는 순간 전류는 스너버 커패시터로 흐르며 스위치의 전압을 천천히 상승시킨다. 실험 파형에서 주 스위치에 흐르는 전류 i_{sm} 과 i_s 의 크기 차이가 나타나는 것을 볼 수 있다. 때문에 턴-오프 순간에 스위칭 손실이 최소화되었다.

제안한 회로의 효율을 기존의 부스트-플라이백 컨버터와 비교하기 위하여 동일한 동작 주파수와 동일한 입, 출력 전압으로 부하를 변화시켜 효율을 측정된 결과를 그림 7에 그래프로 나타내었다. 위의 그래프는 입력 30V와 출력 400V에 대하여 효율 측정을 실시하였다. 기존의 Boost-Flyback 컨버터는 출력 전력이 높아질수록 스위칭 손실이 급격하게 늘어 효율이 급감하게 된다. 제안한 회로의 효율 측정에서 보조 회로의 설계가 출력

전력이 180W의 값으로 설정 되어 있기 때문에 출력 전력이 낮은 시점에서 보조 회로의 소비 전력이 커져서 효율이 낮아지는 것을 볼 수 있다. 하지만 전체적으로 제안한 회로에서는 주 스위치의 스위칭 손실을 최소화시켜 효율을 향상시켰다.

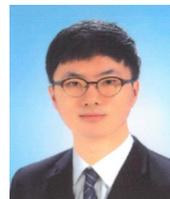
5. 결 론

제안한 회로는 ZCZVT 부스트 플라이백 컨버터를 설계하여 기존의 부스트 컨버터와 플라이백 컨버터의 장점을 활용하여 고 승압 컨버터를 제작하였다. 또한 보조 회로를 추가하여 기존의 컨버터에 대한 스위칭 손실 문제를 해결하였다. 부스트 회로와 플라이백 회로를 결합한 형태로써 트랜스포머의 권선비에 대한 부담을 줄이고 또한 높은 승압을 위하여 듀티비 또한 기존의 부스트 회로만 쓰는 것보다 상대적으로 상당히 낮게 설정할 수 있었다. 또한 주 스위치가 켜지기 직전의 짧은 순간에만 보조 회로가 동작하므로 보조 회로를 제외한 나머지 소자들의 설계 방식은 기존의 설계 방식과 동일하다. 보조 스위치의 동작은 턴-온과 턴-오프 시에 모두 전류가 0일 때 스위칭하므로 보조 회로의 스위칭 손실은 매우 작고 짧은 순간만 동작하기 때문에 전도 손실 또한 매우 적다. 이로써 제안된 회로는 스위칭 손실로 인한 효율 감소를 해결하고 스위칭 손실로 인한 효율 감소를 최소화시킬 수 있었다. 본 논문에서는 제안한 회로의 동작원리와 설계방식을 통하여 200W 소프트 스위칭 부스트-플라이백 컨버터를 제작하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 회로를 검증하였다.

References

- [1] J. Zhang, H. Wu, Y. Xing, K. Sun, and X. Ma, "A variable frequency soft switching boost-flyback converter for high step-up applications," *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3968-3973, 2011.
- [2] T. J. Liang, S. M. Chen, L. S. Yang, J. F. Chen, and A. Ioinovici, "A single switch boost-flyback DC-DC converter integrated with switched-capacitor cell," in *8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia*, pp. 2872-2877, 2011.
- [3] S. U. Seo, K. J. Lee, R. Y. Kim, and D. S. Hyun, "Improved modeling and control of boost-flyback converter with high step-up voltage ratio," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 67-76, Feb. 2012.

- [4] T. F. Wu, Y. D. Chang, C. H. Chang, and J. G. Yang, "Soft-switching boost converter with a flyback snubber for high power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1108-1119, Vol. 27, No. 3, 2012.
- [5] X. Ding, D. Yu, Y. Song, and B. Xue, "Integrated switched coupled-inductor boost-flyback converter," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 211-216, 2017.
- [6] V. S. Atul and S. Simon, "Fuzzy logic controlled high step-up boost-flyback converter for an efficient photovoltaic system," *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, pp. 3342-3351, 2017.
- [7] H. W. Seong, H. S. Kim, K. B. Park, G. W. Moon, and M. J. Youn, "Zero-voltage switching flyback-boost converter with voltage-doubler rectifier," in *2009 Power Electronics Annual Conference*, pp. 414-416, Jul. 2009.
- [8] M. Veerachary and R. Sekhar, "Voltage-mode controller design for soft-switching high gain boost converter," *India International Conference on Power Electronics 2010 (IICPE2010)*, pp. 1-5, 2011.
- [9] A. B. Shitole, S. Sathyan, H. M. Suryawanshi, and G. G. Talapur, "Soft-switched high voltage gain boost-integrated flyback converter interfaced single-phase grid-tied inverter for SPV integration," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 54, No. 3, pp. 482-493, 2018.



주현승(朱賢勝)

1992년 8월 27일생. 2017년 인제대 전자공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 정보통신공학과 석사과정.



최현철(崔鉉七)

1964년 5월 25일생. 1989년 경희대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1994년 한국과학기술원 정보전자연구소 연구원. 1995년~1996년 대우전자 모니터 연구소 선임연구원. 1997년~현재 인제대 전자공학과 부교수.