

Dual 컨버터로 동작하는 새로운 ZCS PWM Boost Converter

김태우, 진기호, 김학성
금오공과대학교 전자제어공학과

A New ZCS PWM Boost Converter with operating Dual Converter

Tea-Woo Kim, Gi-Ho Chin, Hack-Sung Kim
Dept. of Electronics & control eng., Kum-oh National Univ. of Technology

ABSTRACT

A Novel Zero Current Switching(ZCS) Pulse Width Modulation(PWM) boost converter for reducing two rectifiers reverse recovery related losses is proposed. The switches of the proposed converter are operating to work alternatively turn-on and turn-off with soft switching(ZVS, ZCS) condition. The reverse recovery related switching losses and EMI problems of the proposed converter eliminates the reverse recovery current of the freewheeling diode(D, D1) by adding the resonant inductor Lr, in series with the switch S2. The voltage and current stresses of the components are similar to those in its conventional hard switching counterparts. As mentioned above, the characteristics are verified through experimental results.

1. 서 론

리액티브 부품의 크기와 무게를 줄이고, 동적 응답속도를 증가시키기 위해서는 전력용 반도체 소자의 고주파 수 스위칭 동작이 필요 불가결하다. 그러나, 일반적으로 PWM 방식의 컨버터는 고주파 동작시 다이오드 역회복 현상과 스위칭 손실은 전체 시스템의 효율을 저하시키고 EMI 노이즈가 발생하여 문제점으로 대두된다. 승압형 다이오드의 역 회복 특성은 다이오드 도통시 다이오드내에 저장된 전하가 턴-오프시에 제거 되도록 역 방향으로 전류가 흐르는 현상이다. 역 회복 시간은 다이오드 종류마다 다르지만 특히 정류용 스위칭 다이오드는 수십[ns]~수백[ns]까지 있고, 이 기간 동안에 스위칭 손실과 EMI 노이즈의 원인되는 폭이 매우 좁고 높은 스위치 전류가 발생된다. 기존의 PWM 승압형 컨버터에서는 위의 문제를 극복하기 위해 역 회복 시간이 느린 다이오드를 사용하거나 승압형 스위치의 턴-온 시간을 늦추는 방법과 수동 스누버를 사용하였다. 하지만 이러한 방법들은 스위칭 손실 외에 추가적인 손실을 가져오며 전체 시스

템의 효율을 감소시킨다. 그리고 컨버터의 스위칭 주파수를 제한하는 요소로 작용한다.^[1]

최근에는 소프트 스위칭 기법(ZVS, ZCS)을 이용하여 다이오드 역회복 현상과 스위칭 손실의 문제점을 개선하기 위해서 많은 승압형 컨버터가 제안되었다.^{[2]-[5]} 능동 스누버 회로를 이용하여 주 스위치가 영전압에서 턴-온하고 정류용 다이오드는 소프트하게 턴-오프된다. 그리고, 보조 스위치도 소프트 스위칭조건에서 동작한다. 더불어, 모든 반도체 소자들의 전압과 전류 스트레스가 기존의 PWM 컨버터와 비슷하다. 그러나, 능동 스누버 회로를 이용한 접근은 스위칭 소자와 공진형 부품수의 증가를 초래한다.^{[2]-[5]} 턴-온/턴-오프시 완전한 소프트 스위칭조건을 만들기 위해서 보조 스위치의 스위칭 주파수의 증가는 변환 시스템의 스위칭 주파수의 증가를 제한하고 제어 회로를 복잡하게 한다.^{[4]-[5]} 그러므로, 보조 회로의 추가 성분은 전체 시스템의 가격을 높이고 전력 밀도를 감소시킨다.

본 논문에서는 두 개의 스위치가 매 사이클마다 단지 하나의 스위치로만 스위칭 동작을 하는 ZCS PWM 승압형 컨버터를 제한한다. 제한된 회로에서 스위치 S1, S2는 소프트한 스위칭 조건에서 스위칭 동작을 하고, 다이오드 D, D1의 턴-오프시 역 회복 전류는 공진형 인덕터 Lr에 의해서 제한됨으로 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 최소화하였다. 각 스위치와 다이오드들의 전류와 전압 스트레스는 기존의 PWM 컨버터와 같고, 기존의 컨버터에 비해 부품수를 줄였다. 스위칭 동작이 한 사이클에 하나의 스위치에서만 일어나므로 구동회로의 전력손실이 절감된다. 다음 절에서 컨버터의 동작원리를 자세히 설명하고 그 다탕성을 실험을 통해서 증명을 하였다.

2. 동작 원리

제안된 ZCS 승압형 컨버터는 그림1에 나타나있다.

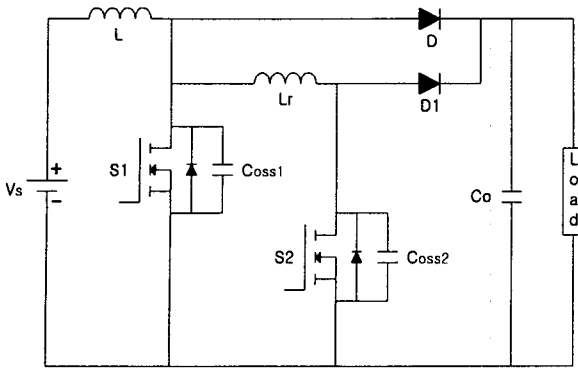


그림 1 제안된 컨버터

Fig. 1 Proposed Converter

그림에서 보는 것처럼 제안된 컨버터는 기존의 ZVT 승압형 컨버터와 같지만, 게이트 동작 신호와 스위칭 조건이 다르다. 한 사이클에 두 개의 스위칭 단지 하나만 스위칭 동작을 하고, 다이오드 D, D1의 턴-오프시 역 회복 전류를 공진형 인덕터 L_r 에 의해서 제한을 한다. 스위칭 사이클은 스위치 S2가 턴-온 되면서 시작한다. 사이클이 시작되기 전에는 일반적인 승압형 컨버터에서처럼 스위치 S1과 S2는 오프상태이고 따라서 정류용 다이오드 D에 정상상태 입력 전류 I_L 가 흐르고 출력 전압은 V_o 이다. 이때 각 스위치 양단의 출력 캐패시턴스 C_{oss1} , C_{oss2} 의 전압은 V_o 과 동일하다.

(1) MODE 1 [M1] : 스위치 S2가 영전류 조건에서 턴-온 되면 I_{Lr} 과 I_D 는 각각 선형적으로 증가와 감소를 한다.

$$I_{Lr} = -I_D = \frac{V_o}{L_r}(t-t_0) \quad (1)$$

(2) MODE 2 [M2] : 공진형 인덕터 전류 I_{Lr} 이 입력 전류 I_L 와 같아지면 L_r 과 C_{oss1} 이 공진한다. C_{oss1} 은 공진 전압이 영(zero)이 될 때까지 방전한다.

$$I_{Lr}(t) = I_L + \frac{V_o(0)}{Z_0} \sin(\omega_n(t-t_1)) \quad (2)$$

$$V_{Coss1}(t) = V_o \cos(\omega_n(t-t_1)) \quad (3)$$

여기서

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{oss1}}}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{oss1}}} \text{이다.}$$

(3) MODE 3 [M3] : V_{Coss1} 가 영(zero)이 되면 스위치 S1의 내부 다이오드가 턴-온되고, 스위치 S2를 통해서 입력 전류와 공진 전류는 환류(free-wheeling)를 한다.

$$I_{S2} = I_L + I_{\text{resonant current}} (= \frac{V_o}{Z_0}) \quad (4)$$

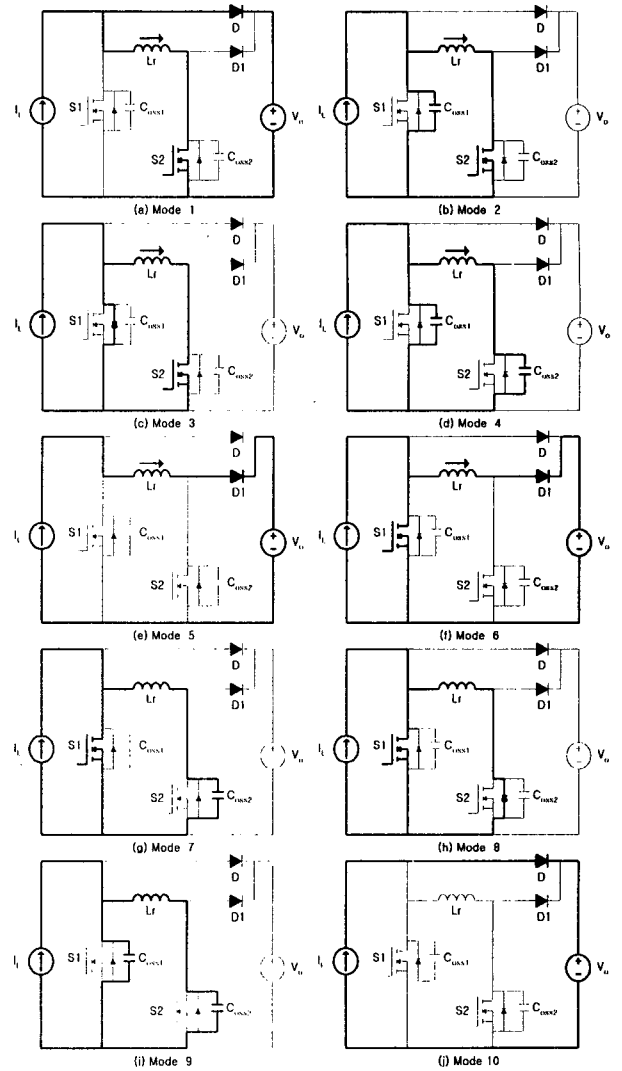


그림 2 동작모드

Fig. 2 stage of operation

(4) MODE 4 [M4] : 스위치 S2가 턴-오프되면 각 스위치(S1, S2)의 출력 캐패시턴스 (C_{oss1} , C_{oss2})는 입력 전류에 의해서 출력 전압 V_o 만큼 충전된다.

$$V_{Coss2}(t) = \frac{I_{Lr}}{C_{oss2}}(t-t_3) \quad (5)$$

(5) MODE 5 [M5] : 스위치 S2에 걸리는 전압이 출력 전압과 같아지면 다이오드 D1은 도통되고 입력전력이 출력단으로 전달된다.

(6) MODE 6 [M6] : 스위치 S1이 영전류 조건에서 턴-온 되면 I_{Lr} 과 I_{S1} 는 각각 선형적으로 감소와 증가를 한다.

$$I_{S1} = -I_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t-t_5) \quad (6)$$

(7) MODE 7 [M7] : I_{S1} 이 입력 전류 I_L 와 같아지면 L_r 과 C_{oss2} 이 공진한다. C_{oss2} 은 공진 전압이 영(zero)

이 될 때까지 방전한다.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_o}{Z_0} \sin(\omega_n(t-t_6)) \quad (7)$$

$$V_{C_{oss2}}(t) = V_o \cos(\omega_n(t-t_6)) \quad (8)$$

여기서

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{oss2}}}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{oss2}}} \text{ 이다.}$$

(8) MODE 8 [M8] : $V_{C_{oss2}}$ 가 영(zero)이 되면 스위치 S2의 내부 다이오드가 턴-온되고, 스위치 S1을 통해서 입력 전류와 공진 전류는 환류(free-wheeling)를 한다.

$$I_{S1} = I_L + I_{\text{resonant current}} (= \frac{V_o}{Z_0}) \quad (9)$$

(9) MODE 9 [M9] : 스위치 S1가 턴-오프되면 각 스위치(S1, S2)의 출력 커패시턴스(C_{oss1}, C_{oss2})는 입력 전류에 의해서 출력 전압 V_o 만큼 충전된다.

$$V_{C_{oss1}}(t) = \frac{I_L}{C_{oss1}}(t-t_8) \quad (10)$$

(10) MODE 10 [M10] : 스위치 S1에 걸리는 전압이 출력 전압과 같아지면 다이오드 D1은 도통되고 입력전력이 출력단으로 전달된다. 따라서, 스위칭 주기동안 컨버터의 PWM동작은 그림 2 및 3과 같이 MODE 1에서 MODE 10에 걸쳐 이루어진다. MODE1~MODE5까지와 MODE6~MODE10은 서로 같은 동작을 하는 구간이다.

3. 제한된 컨버터의 특징

3.1 소프트 스위칭 조건

동작 모드(Mode)분석으로부터 각 스위치와 주 다이오드의 스위칭 조건을 정리하면 표1과 같이 스위치 S1과 S2는 영전류에서 턴-온되고, 턴-오프시에는 스위치의 출력 커패시턴스(C_{oss1}, C_{oss2})에 의해서 급격한 전압을 제한한다. 주 다이오드 D와 D1은 영전압에서 턴-온되고, 영전류에서 턴-오프 된다.

표 1 스위칭소자의 스위칭 조건

Table 1 Switching conditions of switching devices

스위칭 소자	Turn on 조건	Turn off 조건
S1, S2	ZCS	Pseudo ZVS
D, D1	ZVS	ZCS

3.2 공진형 소자값 설계

공진형 인덕터 L_r 의 값은 정류용 다이오드의 역 회복 손실을 줄이기 위해서 가능하면 크게 선택한다. 다음 수식^[6]에 따라 큰 L_r 를 선택하면 역 회복 전류 I_{π} 은 결과적으로 작아진다.

$$I_{\pi} \propto \sqrt{I_L \frac{dI_L}{dt}} \propto \sqrt{\frac{I_L}{L_r}} \quad (11)$$

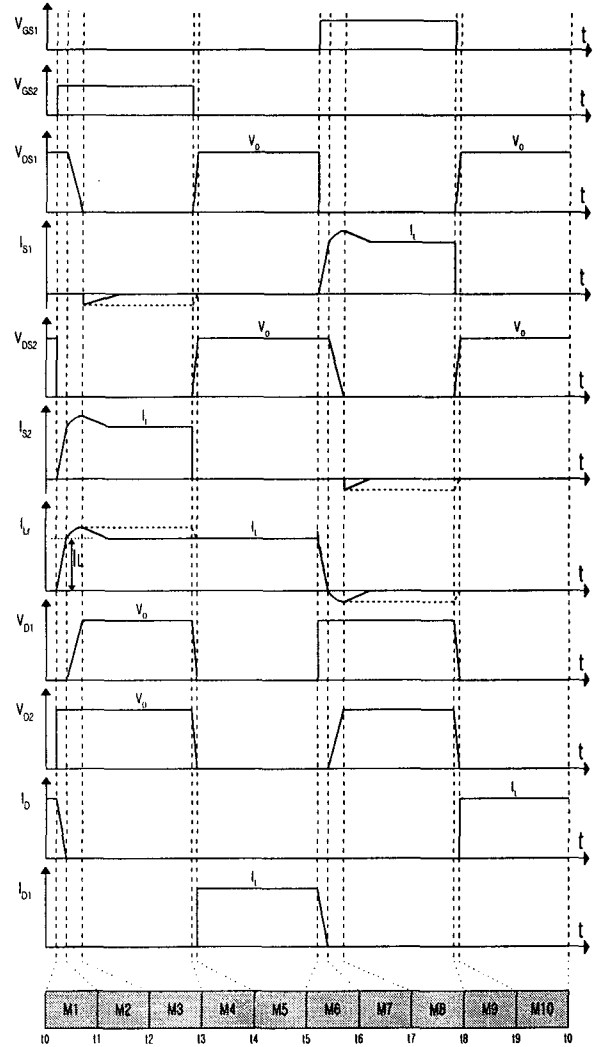


그림 3 스위칭 한 주기 동안의 동작 파형
Fig. 3 Typical waveform of proposed converter

스위치의 출력 커패시턴스는 대략 600[nF]이므로 추가로 공진형 커패시터를 달아서 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 하지만, MODE 3, 8에서 공진 순환 전류는 도통손실로 영(zero)으로 감소한다.

$$I_{Lr} = \frac{V_{(\text{switch on resistance})} + V_{(\text{switch internal diode})}}{L_r} t \quad (12)$$

공진형 커패시터의 값을 크게하면 스위칭 손실은 감소하고 도통손실은 증가하고, 반대로 값을 작게하면 스위칭 손실은 증가하고 도통손실은 감소한다. 그래서 스위칭 손실과 도통손실을 고려하여 적절한 값을 결정해야한다.

4. 실험 결과

제안된 회로의 유용성을 증명하기 위하여 스위칭 주파수 100KHz로 작동되는 승압형 컨버터를 시험용으로 제작하였다. 컨버터의 전력회로는 그림1과 같고 컨버터의 주요 부품은 표 2와 같다.

표 2 시험용 컨버터에 사용된 부품

Table 2 Components for prototype converter

Component	Value/Model
입력전압 V_s	50V
인덕터 L	200 μ H
공진형 인덕터 L_r	10 μ H
스위치 S1, S2 (MOSFET)	IRFP350
출력 캐패시터(C_o)	200 μ F
스위칭 주파수(f_s)	100kHz
다이오드(D,D1)	F6D

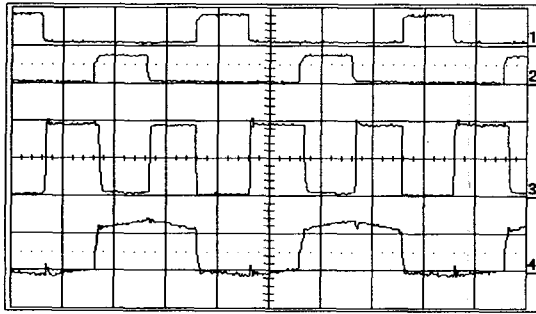


그림 4 제안된 컨버터의 동작 파형

Fig. 4 Operation waveforms of proposed converter

1: V_{gs1} (20V/div, 5 μ s) 2: V_{gs2} (20V/div, 5 μ s)
3: V_{Ds1} (50V/div, 5 μ s) 4: I_{Lr} (2A/div, 5 μ s)

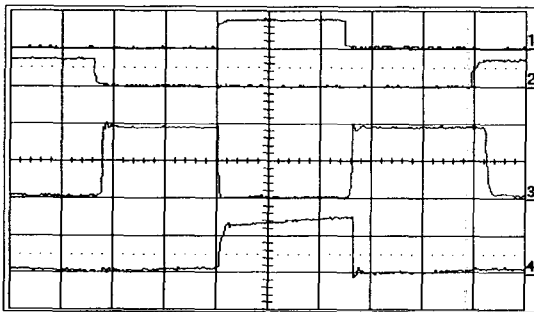


그림 5 스위치 S1의 전압과 전류 파형

Fig. 5 Current and voltage of main switch S1

1: V_{gs1} (20V/div, 2 μ s) 2: V_{gs2} (20V/div, 2 μ s)
3: V_{Ds1} (50V/div, 2 μ s) 4: I_{Ds1} (2A/div, 2 μ s)

실험결과 각 스위치(S1, S2)의 전압과 전류 그리고, 공진형 인덕터의 전류파형은 그림 4~6과 같다. 그림 4는 스위치 S1, S2 각각에 대한 게이트 제어 신호와 스위치 S1의 드레인-소스 양단간의 전압 및 공진형 인덕터 L_r 의 전류파형을 측정함으로써, 그림 3의 동작 해석 파형과 거의 유사하게 동작함을 알 수 있다. 그림 5와 그림 6은 스위치 S1, S2의 스위칭 특성을 확인하기 위하여 드레인-소스 전압과 드레인 전류를 각각 측정한 파형을 나타낸 것이다. 스위치 S1, S2는 턴-온/턴-오프 시 소프트 스위칭이 일어남을 확인할 수 있다.

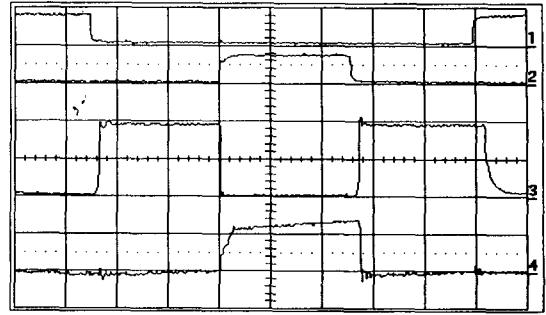


그림 6 스위치 S2의 전압과 전류

Fig. 6 Voltage and current of auxiliary switch

1: V_{gs1} (20V/div, 2 μ s) 2: V_{gs2} (20V/div, 2 μ s)
3: V_{Ds2} (50V/div, 2 μ s) 4: I_{Ds2} (2A/div, 2 μ s)

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 컨버터에 비해 부품수를 최소화한 ZCS PWM 승압형 컨버터를 제안하였다. 각 스위치 S1, S2는 소프트한 조건에서 턴-온/턴-오프하고, 다이오드 D, D1의 턴-오프시 역 회복 전류는 공진형 인덕터 L_r 에 의해서 제한함으로 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 최소화 하였다. 그리고 각 스위치와 다이오드들의 전류와 전압 스트레스는 기존의 PWM 컨버터와 같고, 스위칭 동작이 한 사이클에 하나의 스위치에서만 일어나므로 구동회로의 전력손실을 줄였다. 게다가, 다른 DC/DC PWM 컨버터에도 적용이 가능하다. 그래서 제안된 컨버터는 고주파 동작이 용이하고 고 전력 밀도 시스템을 구현하는데 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] J. Bazinet and J. O'Connor, "Analysis and design of a zero-voltage-transition power factor correction circuit," in IEEE Appl. Power Electronics Specialist Conference Rec., pp. 590-596, 1994.
- [2] G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters." in IEEE PESC Rec., pp. 707- 713, 1992.
- [3] R. L. Lin, F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition and zero-current-transition PWM converters," in IEEE PESC Rec., pp. 438-442, 1996.
- [4] S. H. Ryu, D. Y. Lee, S. B. Yoo, and D. S. Hyun, "New ZVZCS PWM DC-DC Converter With One Auxiliary Switch," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 445-450, 1999.
- [5] C. M. O. Stein, H. L. Hey, "A True commutation for PWM converter," in IEEE APEC Proc., pp. 1070-1076, 1998
- [6] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, Power Electronics : Converters, Applications and Design. New York : Wiley, 1989, pp. 462-467.