

ZC-ZVS PWM 승압형 컨버터에 관한 연구

김태우, 정효근, 안희욱, 김학성
 금오공과대학교 전자제어공학과

A Study of ZC-ZVS PWM Boost Converter

Tea-Woo Kim, Hyo-Geun Jung, Hee-Wook Ahn, Hack-Sung Kim
 Department Electronics & control engineering
 Kum-oh National University of Technology

ABSTRACT

This paper introduces a ZC-ZVS PWM(Pulse-Width-Modulation) boost converter. The IGBT(main switch) of the proposed converter is always switched at ZCS and soft switching of MOSFET(auxiliary switch) as well. Therefore, the proposed converter minimized the turn on/turn off switching losses of switches and reduced conduction losses by using IGBT switch. Moreover, using paralleled IGBT-MOSFET switch overcame the switching frequency limitation. Therefore high power density system can be realized. As mentioned above, the characteristics are verified through experimental results.

1. 서 론

영전압 스위칭(zero-voltage-switching)와 영전류 스위칭(zero-current-switching)기법을 이용한 컨버터가 지금까지 많이 제안되어 왔다. 주 스위치(main switch)와 정류용 다이오드가 소프트 스위칭(soft switching)을 하고 다이오드의 전류변화율을 제어하기 위하여 공진형 인덕터(resonant inductor)와 공진형 캐패시터(resonant capacitor) 및 스위치로 구성된 능동스너버 회로(active snubber circuit)를 가진 형태이다.

최근에는 부분 공진형 스위칭 컨버터에 사용되는 스위칭 소자로 전압 강하가 낮고 전압 및 전류 정격이 높은 특성을 갖는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistors)가 많이 사용되고 있다.^{[1]~[5]} 그러나 IGBT는 MOSFET에 비해 스위칭 속도가 느리고, 특히 턴-오프 시에 테일(tail) 전류 때문에 심각한 스위칭 손실을 야기하므로 효율이 낮아지며 스위칭 주파수도 제한을 받는다. ZCS가 스위치 전압이 상승하기 전에 스위치 전류를 강제로 영으로 만들어 전압과 전류의 겹침을 제거하므로 이 손실을 줄이기 위해서 ZVS보다는 ZCS가 효과적이다.^[4] 그러

나 기존의 ZCS 기법^[2]은 고전력에 적용하기에는 과도한 스위치 전류 스트레스로 인하여 완전히 만족스럽지 못하다. 또 다른 방법으로 IGBT와 MOSFET 병렬 스위치를 사용하는 방법이 제시되었다.^[3] 이 방법은 MOSFET의 빠른 스위칭 특성의 도움으로 IGBT의 소프트 스위칭을 구현하는 방법으로서, IGBT가 도통시의 주 스위치로 동작하고 병렬 접속된 MOSFET에 의해 IGBT의 소프트 스위칭을 가능하게 하였다. 그러나 턴-온과 턴-오프 시에 MOSFET에 스위칭 손실이 발생하게되어 효율이 떨어진다.

본 논문에서는 IGBT와 MOSFET 병렬 스위치에 공진소자(인덕터, 캐패시터)와 다이오드를 추가하여 IGBT(주 스위치)는 ZCS/ZVS 조건에서 턴-온/턴-오프가 일어나고, MOSFET(보조 스위치)는 ZCS/ZVS 조건에서 턴-온/턴-오프가 일어나게 하였다. 따라서, 모든 스위칭 손실을 극소화시키고, IGBT를 사용한 도통손실 감소로 고주파 동작이 용이하게 하였다. 위 특징을 실험 결과를 통하여 증명하였다.

2. 동작 원리

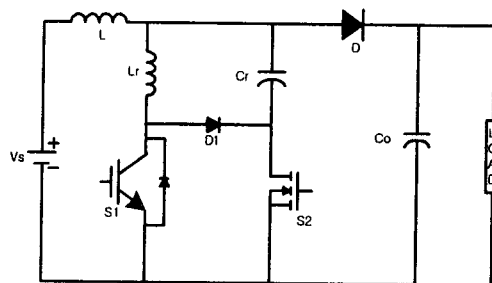


그림 1 ZC-ZVS 승압형 컨버터
 Fig. 1 ZC-ZVS Boost Converter

그림 1은 ZC-ZVS PWM 승압형 컨버터이다. 보이는 바와 같이 제안된 컨버터는 IGBT와 MOSFET 병렬 스위치에 다이오드(D1)와 공진소자(Lr, Cr)를 추가하였다.

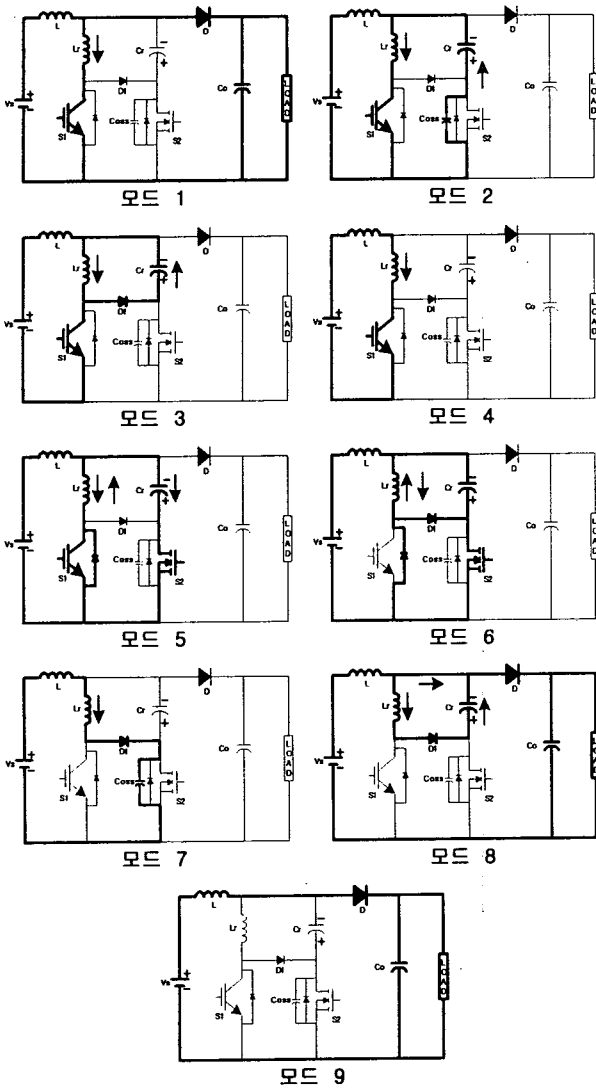


그림 2 동작모드
Fig. 2 stage of operation

스위칭 사이클은 주 스위치가 턴-온 되면서 시작한다. 사이클이 시작되기 전에는 일반적인 승압형 컨버터에서 처럼 S1과 S2는 오프상태이고 따라서 다이오드(D)에 정상상태 입력 전류 I_L 가 흐르고 출력 전압은 V_o 이다. 이때 캐패시터 C_{oss} 의 전압은 $V_o + V_{Cr}$ 과 동일하다.

(1) 모드 1 [M1] : 주 스위치가 영전류 조건에서 턴-온 되면 I_{Lr} 는 선형적으로 증가한다.

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

(2) 모드 2 [M2] : I_{Lr} 이 I_L 와 같아지면 L_r , C_r , C_{oss} 들이 공진 한다. C_{oss} 은 공진 전압이 0이 될 때까지 방전한다. 전압 V_C 과 전류 I_{Lr} 은 다음과 같이 유도된다.

$$V_C(t) = V_o(0) \cos \omega_n t \quad (2)$$

$$I_{Lr}(t) = I_L + \frac{V_o(0)}{Z_o} \sin \omega_n t \quad (3)$$

여기서 공진각 주파수 ω_n 및 특성 임피던스 Z_o , 직렬 캐패시턴스 C 은 다음과 같다.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_r * C}}, \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C}}, \quad C = C_r // C_{oss}$$

이다.

(3) 모드 3 [M3] : V_{Coss} 가 영(zero)이 되면 보조 스위치의 내부 역 병렬 다이오드가 ON이 된다. 동시에 다이오드(D1)이 턴-온되고, I_{Lr} 은 C_r 을 충전시킨다.

(4) 모드 4 [M4] : 주 스위치는 도통상태이고 다이오드(D)는 오프 상태로서 일반적인 승압형 PWM 컨버터와 동일하게 작동하는 기간에 해당한다.

(5) 모드 5 [M5] : 보조 스위치가 턴-온되면 L_r , C_r 이 공진을 한다. C_r 에 충전된 에너지가 L_r 을 통해서 방전을 한다. I_{Lr} 은 공진형태로 감소해가고, 영(zero)이하로 감소하면 이때 주 스위치를 턴-오프 시킨다. 전압 V_{Cr} 과 전류 I_{Lr} 은 다음과 같이 유도된다.

$$V_{Cr}(t) = -V_{Cr} \cos \omega_n t \quad (4)$$

$$I_{Lr}(t) = I_L - \frac{V_{Cr}}{Z_o} \sin \omega_n t \quad (5)$$

여기서 공진각 주파수 ω_n 및 특성 임피던스 Z_o 은 다음과 같다.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_r * C_r}}, \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

이다.

(6) 모드 6 [M6] : 보조 스위치가 턴-온 상태이고, 전류 I_{Lr} 은 C_r 과 L_r 의 공진에 의해서 증가한다.

(7) 모드 7 [M7] : 보조 스위치가 영 전압에서 턴-오프 할 때, 스위치 양단의 캐패시터 C_{oss} 는 선형적으로 충전된다.

$$V_{Coss} = \frac{I_{Lr}}{C_{oss}} t \quad (6)$$

(8) 모드 8 [M8] : 캐패시터 C_{oss} 이 V_o 만큼 충전이 되면, I_{Lr} 은 C_r 을 충전시키면서 감소한다. 감소되는 만큼 다이오드(D)를 통해서 출력으로 에너지가 전달된다.

(9) 모드 9 [M9] : I_{Lr} 이 영(zero)이되고, 다이오드(D)를 통해서 에너지가 전달된다. 이 구간은 PWM 승압형 컨버터의 프리휠링(free-wheeling) 단계와 같다. 모드 1에서 보조 스위치가 턴-온되면 다음의 스위칭 사이클을 시작한다. 따라서, 스위칭 주기동안 컨버터의 PWM동작은 그림 2 및 3과 같이 모드 1에서 모드 9에 걸쳐 이루어진다.

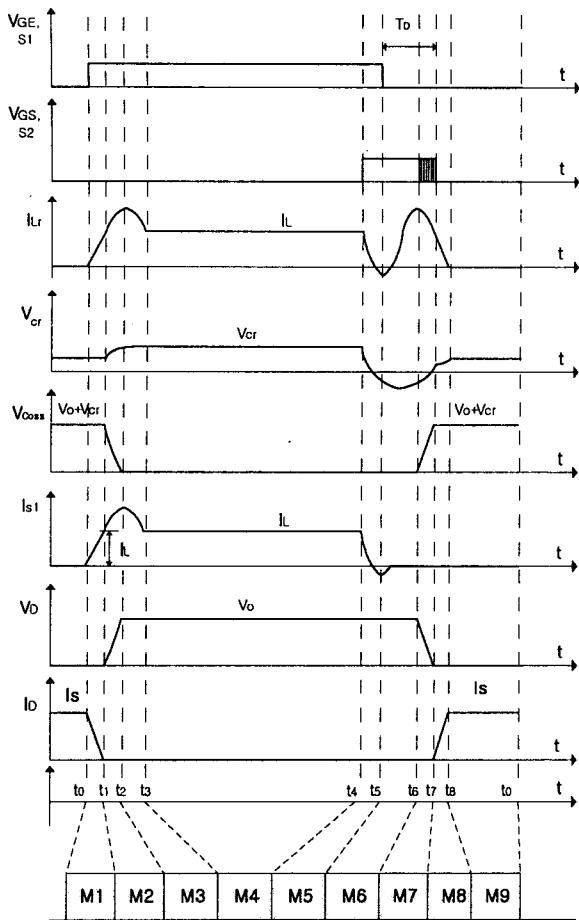


그림 3 스위칭 한 주기 동안의 동작 파형
Fig. 3 Typical waveform of proposed converter

3. 작동 특성

3.1 스위칭 소자들의 스위칭 조건

스위치 모드(Mode)분석으로부터 각 스위치의 스위칭 조건을 정리하면 표 1과 같이 주 스위치는 항상 소프트 스위칭 조건을 만족한다. 즉 주 스위치 영전류에서 턴-온이 된다. 턴-오프 시에는 주 스위치에 병렬로 달아준 보조 스위치에 의해서 소프트하게 스위칭이 일어난다. 그리고 보조 스위치는 영전류/영전압에서 턴-온하고 영전압에서 턴-오프 한다. 정류기 다이오드(D)는 영전압에서 턴-온 되고 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	ZCS	ZVS/ZCS
S2	ZVS/ZCS	ZVS
D	ZVS	ZCS

3.2 부하조건에 따른 스위칭조건

1) 경 부하(light load)(그림7)

보조 스위치가 턴-온되면 Lr, Cr은 공진을 한다. 그래서 ILr은 공진형태로 점점 감소하고 영(zero)이하로 떨어지면 주 스위치가 영전류/영전압 조건에서 턴-오프하게 된다. 이런 조건에서는 테일 전류도 빨리 사라진다. 보조 스위치는 주 스위치가 턴-오프되고 나서, 공진주파수의 $\pi/2 \sim 3\pi/2$ 사이에서 턴-오프하면 된다.

2) 중 부하(heavy load)(그림8)

Lr, Cr의 공진시 ILr은 영(zero)이하로 떨어지지 않는다. 그래서 주 스위치는 영전압에서만 턴-오프되고, 테일 전류가 서서히 사라짐으로 보조 스위치는 테일 전류가 영이 될 때까지 지연시간을 가져야만 한다. 테일 전류가 존재하는 동안에 ILr의 경로는 다이오드(D1)와 보조 스위치, Cr을 통해서 흐르게 된다. 이때 MOSFET과 다이오드(D1)에 의한 작은 스위칭손실이 발생하게 된다. 이때 발생하는 도통 손실은 다음과 같다.

$$P_{\text{switching losses}} = I_{\text{current tail}} \times [V_{D1} + (R_{DS2} \times I_{DS2})] \times t_{\text{on}} \times f_s$$

4. 실험 결과

ZC-ZVC PWM 승압형 컨버터의 동작을 확인하기 위하여 스위칭 주파수 100KHz로 작동되는 컨버터를 시험용으로 제작하였다. 컨버터의 전력회로는 그림 1과 같고 컨버터의 주요 부품은 표 2와 같다.

표 2 시험용 컨버터에 사용된 부품
Table 2 Components for prototype converter

Component	Value/Model
입력전압(Vs)	50V
인덕터(L, Lr)	400 μ H, 6 μ H
공진 캐패시터 Cr	5nF
주 스위치(S1)	GT8J101
보조 스위치(S2)	IRF740
출력 캐패시터(Co)	220 μ F
스위칭 주파수(fs)	100kHz
다이오드(D, D1)	F6D

실험결과 각 스위치(S1, S2)의 전압과 전류 그리고, 공진형 캐패시터의 전압과 공진형 인덕터의 전류파형을 그림 4~6과 같다.

그림 4와 그림 5는 주 스위치/보조 스위치의 스위칭 특성을 확인하기 위하여 콜렉터-에미터/드레인-소스 전압과 콜렉터/드레인 전류를 각각 측정한 파형을 나타낸 것이다. 주 스위치/보조 스위치는 턴-온/턴-오프 시 소프트 스위칭이 일어남을 확인할 수 있다.

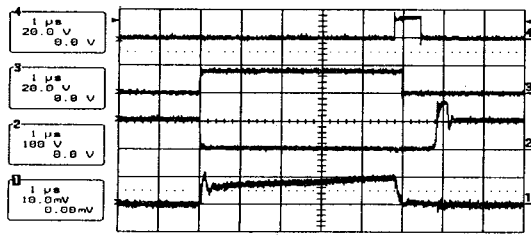


그림 4 주 스위치의 전압과 전류

Fig. 4 Current and voltage of main switch S1
4:Vgs1(20V/div) 3:Vge(20V/div)
2: Vce(100V/div) 1:I_{ds1}(1A/div)

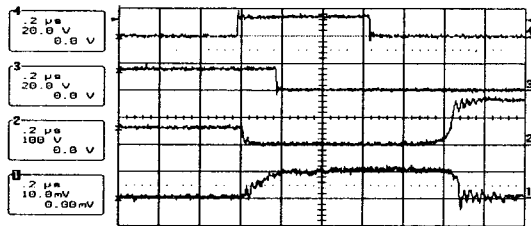


그림 5 보조 스위치의 전압과 전류

Fig. 5 Voltage and current of auxiliary switch
4:Vgs2(20V/div) 3:Vge(20V/div)
2:Vds2(100V/div) 1:I_{ds2}(1A/div)

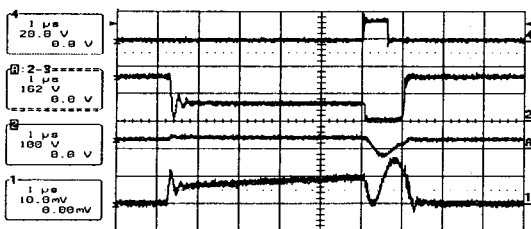


그림 6 Cr 전압과 Lr의 전류

Fig. 6 Voltage of Cr and current of Lr
4:Vgs2(20V/div) 3:V_{ds2}(100V/div)
2:Vcr(100V/div) 1:I_{Lr}(1A/div)

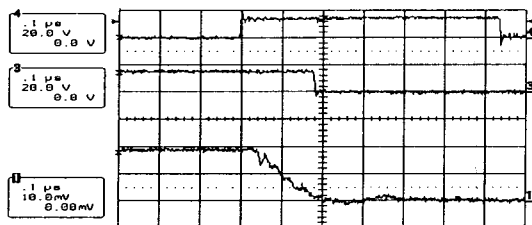


그림 7 경부하시 주 스위치의 전류

Fig. 7 Current of main switch S1 in light load
4:Vce(20V/div) 3:Vgs2(20V/div) 1:I_{ce}(0.5A/div)

그림 6는 공진형 인덕터(Lr)와 공진형 캐패시터(Cr)의 전류 및 전압 파형을 보여주고 있다.

그림 7과 그림 8은 부하의 조건에 따른 주 스위치에 흐르는 전류의 파형이다. 경 부하(light load)시, I_{Lr}이

영(zero)이하로 내려가면 주 스위치가 턴-오프되고 테일 전류도 빨리 사라진다. 중 부하(heavy load)시, I_{Lr}은 영(zero)이하로 내려가지 않은 상태에서 주 스위치가 턴-오프되어 테일 전류도 서서히 감소한다. 경부하(light load)에서의 효율을 95~96[%]정도를 보였고, 중부하(heavy load)에서는 92~95[%]의 효율을 나타냈다.

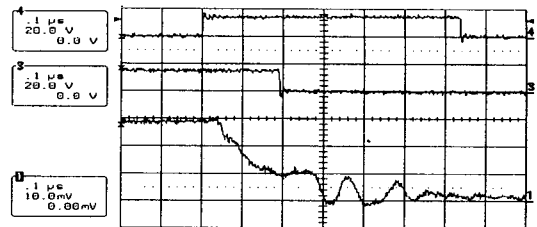


그림 8 중부하시 주 스위치의 전류

Fig. 8 Current of main switch S1 in heavy load
4:Vgs1(20V/div) 3:Vge(20V/div) 1:I_{ce}(2A/div)

5. 결 론

본 논문에서는 IGBT와 MOSFET 병렬 스위치에 공진 소자와 다이오드를 추가한 ZC-ZVS PWM 승압형 컨버터를 제안하였다. 주 스위치(IGBT)는 영전류에서 턴-오프되고 영전압/영전류에서 턴-오프하고, 병렬로 달린 보조 스위치(MOSFET)는 영전류/영전압에서 턴-오프/턴-오프하므로 스위칭 손실을 최소화하였다. 그리고 IGBT를 사용하여 동손실을 줄였고, IGBT의 스위칭 주파수 제한을 MOSFET으로 극복하여 고주파에 동작이 가능하게 하였다. 그래서 제안된 컨버터는 고주파 동작이 용이하고 고 전력 밀도 시스템을 구현하는데 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] B. T. Lin, K. W. Siu, Y. S. Lee, "Actively Clamped Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Converters using IGBT's", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, NO. 1, February 1999, pp. 75~81.
- [2] F. C. Lee, "High-frequency quasi-resonant converter topologies", Proc. IEEE, vol. 76, pp. 377~390, Apr. 1988.
- [3] Y. M. Jiang, G. C. Hua, E. Yang, and F. C. Lee, "Soft-switching of IGBTs with the help of MOSFETs", IEEE PESC Rec., pp. 151~157, 1993.
- [4] J. Kolar et al., "Analysis of turn-off behavior and switching losses of a 1200 V/50 A zero-voltage or zero-current switched IGBT", in Conf. Rec. IEEE APEC'91, 1991, pp. 1508~1514.
- [5] Y. T. Jang, M. M. Jovanovic, "A new technique for reducing switching losses in pulse-width-modulation boost converter", IEEE PESC Rec., pp. 993~998, 1999.