

## 주 스위치의 전도손실을 최소화한 ZVT 부스터 컨버터

진기호, 강안중, 김태우, 김학성  
 금오공과대학교 전자제어공학과

### ZVT boost converter with minimizing conduction losses of the main switch

Gi-Ho Chin, Ahn-Jong Kang, Tae-Woo Kim, and Hack-Sung Kim  
 Dept. of Electronics & Control Eng., Kum-oh National Institute of Technology

#### ABSTRACT

A ZVT PWM Boost Converter is proposed to reduce current stresses and conduction losses of main switch in a conventional circuit. By attaching resonant inductor  $Lr1$  in parallel with capacitor  $Cr$ , the resonant circulating current is diverted to the additional component and then the main switch is subjected to minimum current stresses same as those in their PWM counter-parts. Moreover, the operation of the auxiliary switch in a half wave mode to prevent reverse resonant energy from freewheeling can be able to lessen the conduction losses. The operation principles of the proposed converters are analyzed using the PWM boost converter topology as an example. Theoretically analysis and experimental results verify the validity of the boost converter topology with the proposed circuit.

#### 1. 서 론

일반 산업용 전원 공급기로서 PWM 방식의 직류-직류 컨버터가 회로구조가 간단하고, 제어하기가 용이하여 널리 사용되고 있다. 따라서 PWM 방식의 직류-직류 컨버터는 소형화·경량화·고전력 밀도의 요구조건에 맞추기 위해서 고주파수 스위칭이 가능하고 소프트 스위칭 방식 컨버터의 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[1-6]</sup>. 공진회로와 임의의 보조 스위치를 적용해서 공진시간, 공진 에너지, 전도손실, 스위칭 손실을 줄일 수 있는 영전압 및 영전류 트랜지션 방식의 PWM 컨버터(ZVT/ZCT PWM Converter)<sup>[1-2]</sup>가 나왔다. 영전류 방식의 경우는 전류 스트레스가 기존의 PWM 방식에 비해 약간 증가하고, 영전압 방식의 경우는 전압과 전류 스트레

스가 거의 기존의 PWM 컨버터와 같다. 그러나 보조 스위치의 경우 두 가지 방식 모두 스위치가 턴-오프될 때 스위칭 손실과 EMI 잡음이 발생된다. 이 문제를 해결하기 위해서 공진 커패시터와 공진 인덕터를 직렬로 연결하여 보조 스위치가 영전류에서 스위칭 동작하는 새로운 ZVT 컨버터<sup>[3-4]</sup>가 제안되었지만 역공진시 발생하는 공진 순환 전류에 기인하여 주 스위치의 전류 스트레스와 도통손실을 초래하였다.

그러므로 본 논문에서는 주 스위치가 받는 전류 스트레스를 최소화한 ZVT 부스터 회로를 제안한다. 기존의 컨버터에 단지 공진 인덕터  $Lr1$ 을 공진 커패시터  $Cr$ 에 병렬로 추가하여 주 스위치로 흐르는 공진 순환 전류를 감소시켰다. 그리고 보조 스위치를 반파 모드에서 동작시켜 공진 시간을 최소화하였다. 위의 특징을 이론적으로 동작원리를 분석하고, 시뮬레이션과 실험 결과를 바탕으로 제안된 회로의 타당성을 입증한다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 제안된 컨버터

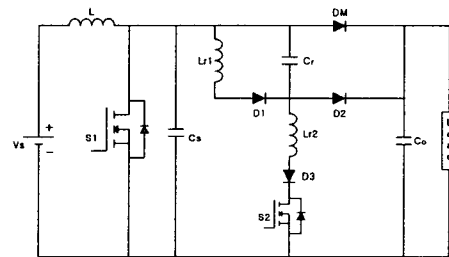


그림 1 제안된 부스터 컨버터

그림 1에서는 제안된 컨버터를 보여주고 있다. 기존의 컨버터<sup>[3]</sup>에 주스위치에 전류 스트레스와 도통손실(Conduction loss)을 줄이기 위해서 공진 커패시터  $Cr$ 에 병렬로 공진 인덕터와 다이오드를 추가시키고 보조 스위치를 반파형 모드에서 동작시켰다.

## 2.2 동작 원리 및 회로 해석

제안된 컨버터의 전체적인 동작은 그림 3과 같이 9개의 동작 모드로 나눌 수 있다. 정상상태에서 작동파형(그림 2)을 해석함에 있어서, 모든 반도체 소자와 리액티브 요소는 이상적이며, 입력 인덕터는 충분히 커서 전류원(current source)으로, 출력 커패시터는 충분히 커서 전압원(voltage source)으로 등가화한다. 공진 커패시터 Cr의 전압과 공진 인덕터 Lr1, Lr2의 전류는 보조 스위치가 턴-온 하기 전에는 0이다. 초기 상태는 주 스위치 S1과 보조 스위치 S2가 모두 오프된 상태로 입력 전류 ILr1이 정류용 다이오드 DM를 통해 출력단으로 프리휠링(freewheeling)하는 상태이다. 이때 커패시터 Cs의 전압 VCs는 출력전압과 같다.

(1) MODE1[t0-t1] : 시점 t=t0에서, 보조 스위치가 영전류 조건에서 턴-온되면 Lr1과 Lr2 및 Cr이 공진을 시작하면서 ILr1과 ILr2가 증가하게 된다 반면에 정류용 다이오드의 전류 IDM은 0으로 감소한다.

$$C_r \frac{dv_{cr}(t)}{dt} = I_L - i_{Lr2}(t) \quad (1)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} = V_{Cr}(t) \quad (2)$$

$$L_{r2} \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} = V_0 - V_{Cr}(t) \quad (3)$$

(2) MODE2[t1-t2] : t=t1에서, 정류용 다이오드는 영전류에서 턴-오프 되고 출력전압 Vo 만큼 충전되어 있던 커패시터 Cs의 전압 VCs는 감소하게 된다. 계속해서 Lr1과 Lr2 및 Cr이 공진을 하며 ILr1과 ILr2, Vcr이 공진형태로 증가하게 되고 ILr2는 피크치가 된다.

$$C_r \frac{dv_{cr}(t)}{dt} = I_L - i_{Lr2}(t) \quad (4)$$

$$C_s \frac{dv_{cs}(t)}{dt} = I_L - i_{Lr2}(t) \quad (5)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} = V_{cr}(t) \quad (6)$$

$$L_{r2} \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} = V_{cs}(t) - V_{cr}(t) \quad (7)$$

(3) MODE3[t2-t3] : t=t2인 시점에서, 전압 VCs가 감소하여 0으로 떨어지게 되면, 보조 스위치 S2를 통해 커패시터 Cs를 방전시키던 공진 전류가 주 스위치의 내부 다이오드를 통해서 흐르게 되고 주 스위치는 영전압 조건에서 턴-온한다. 공진 인덕터 Lr2의 전류는 감소한다.

$$C_r \frac{dv_{cr}(t)}{dt} = I_L - i_{Lr2}(t) \quad (8)$$

$$L_{r1} \frac{dv_{cr}(t)}{dt} = V_{cr}(t) \quad (9)$$

$$L_{r2} \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} = -V_{cr}(t) \quad (10)$$

(4) MODE4[t3-t4] : 공진 인덕터 전류 ILr2가 감소하여 입력전류 IL보다 작아지면서 모드 4가 시작되고 주 스위치로 입력전류가 흐르기 시작한다. ILr2는 감소하여 0으로 떨어진다. 공진 커패시터 Cr의 전압 VCr도 피크점 이후에 감소한다.

$$C_r \frac{dv_{cr}(t)}{dt} = I_L - i_{Lr2}(t) \quad (11)$$

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} = V_{cr}(t) \quad (12)$$

$$L_{r2} \frac{di_{Lr2}(t)}{dt} = -V_{cr}(t) \quad (13)$$

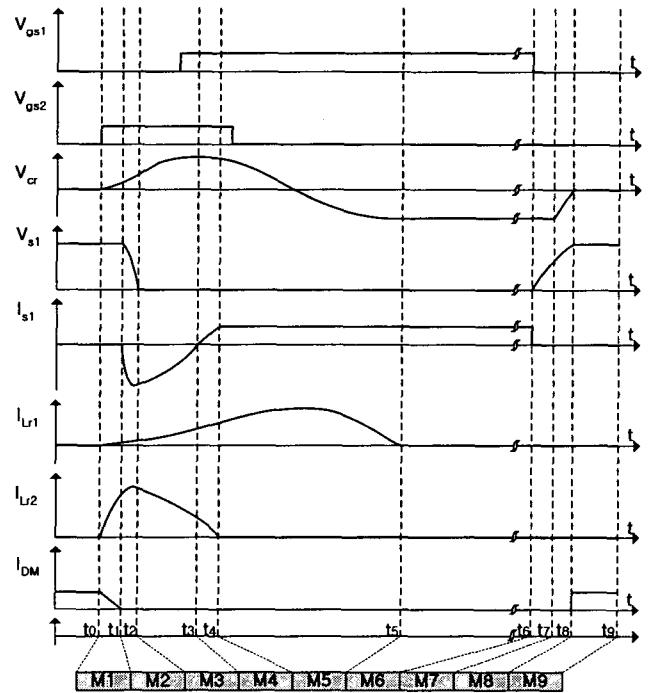


그림 2 부스터 컨버터의 동작 파형

(5) MODE5[t4-t5] : 시점 t=t4에서 ILr2가 0으로 떨어지게 되면 입력전류 IL은 모두 주 스위치로 흐르면서 선형적으로 증가한다. 공진요소 Lr1과 Cr은 계속해서 공진을 하며 VCr은 감소하여 0이 되었다가 역으로 충전한다. 또한 ILr1은 피크치까지 흐르다가 감소하여 0이 된다. ILr2가 0으로 떨어진 이후에 보조 스위치는 영전류 조건에서 턴-오프한다.

$$C_r \frac{dv_{cr}(t)}{dt} = -i_{Lr1}(t) \quad (14)$$

(6) MODE6[t5-t6] : t=t5에서, ILr1이 0이되면 Lr1과 Cr의 공진은 끝나고 주 스위치의 전류는 모드 5와 같이 선형적으로 증가한다.

(7) MODE7[t6-t7] : 시점 t=t6에서 주 스위치를 영전압 조건에서 턴-오프 시키면 입력전류는 Cs를

충전하게 되며  $V_{Cs}$ 가  $V_o - V_{Cr}$ 만큼 충전이 될 때까지 모드는 지속된다.

$$C_s \frac{dv_{Cs}(t)}{dt} = I_L \quad (15)$$

(8) MODE8[ $t_7 - t_8$ ] :  $t = t_7$ 에서  $V_{Cs}$ 가  $V_o - V_{Cr}$ 만큼 충전이 되면 입력전류는  $V_{Cr}$ 를 통해 다이오드 D2로 흐르게 되면서 역으로 충전되어 있는  $V_{Cr}$ 을 0까지 방전한다.

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = I_L \quad (16)$$

단, 여기서  $C = C_s + C_r$  이다.

(9) MODE9[ $t_8 - t_9$ ] : 시점  $t = t_8$ 에서  $V_{Cr}$ 이 0이 되면 정류다이오드가 영전압 조건에서 턴-온되며 입력전류는 정류용 다이오드를 통해서 부하쪽으로 흐르며 전력이 전달된다. 다시  $t_9$ 시점에서 보조 스위치가 턴-온되면 앞서 설명한 모드 1에서 모드 9까지 한 주기를 반복한다.

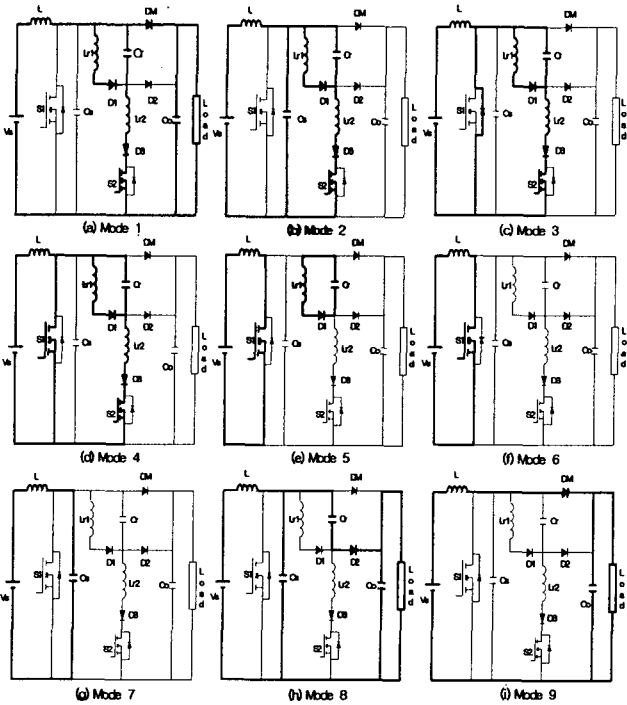


그림 3 부스터 컨버터의 동작 모드

### 3 소프트 스위칭 특성

보조 스위치 S2는 공진형 인덕터  $L_{r2}$ 에 전류가 흐르지 않는  $t_0$ 시점에서 영전류 하에서 턴-온하고, 모드 5에서  $L_{r2}$ 의 전류가 0이 되는 영전류 상태에서 턴-오프시킨다. 주 스위치 S1은 모드 3에서  $V_{DS1}$ 이 0이 되면 S1에 턴-온 신호를 인가하여 영전압 상태에서 턴-온시키고, 모드 6에서 영전압 상태에서 턴-오프시킨다. 정류용 다이오드는 모드 8이 끝나는 시점인  $t_8$ 에서 영전압 상태에서 턴-온하

고, 모드 1이 끝나는 시점인  $t_1$ 시점에서 영전류 조건에서 턴-오프된다. 스위칭 소자들의 스위칭 조건을 나타내면 표 1과 같다.

표 1. 스위칭 소자들의 스위칭 조건

Switching devices	ON	OFF
주 스위치 S1	ZVS&ZCS	ZVS
보조 스위치 S2	ZCS	ZVS&ZCS
정류용 다이오드 DM	ZVS	ZCS

### 4. 실험 및 결과 고찰

제시된 컨버터의 동작을 확인하기 위해 스위칭 주파수 100KHz로 동작하는 부스터를 제작하였다. 컨버터의 전력회로는 그림 1의 회로를 이용하여 구성하였고, 여기서 사용된 부품은 표 2와 같다.

표 2 시험용 컨버터에 사용된 부품

Component	Value/Model
입력 전압 ( $V_s$ )	30[V]
입력 인덕터 ( $L$ )	100[ $\mu$ H]
공진 인덕터 ( $L_{r1}, L_{r2}$ )	15[ $\mu$ H], 7[ $\mu$ H]
공진 캐패시터 ( $C_r$ )	20[nF]
출력 캐패시터 ( $C_o$ )	100[ $\mu$ F]
출력 전압 ( $V_o$ )	80[V]
주 스위치 ( $S_1$ )	IRFP240
보조 스위치 ( $S_2$ )	IRF740
다이오드(DM, D1, D2, D3)	FE6D

그림 4는 제안된 컨버터의 주 스위치와 보조 스위치의 전압/전류를 모의 실험한 결과 파형이다. 스위칭 소자들이 소프트 스위칭 조건에서 동작함을 확인할 수 있다.

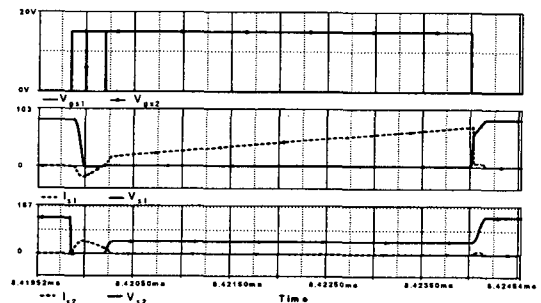


그림 4 제안된 컨버터의 주스위치/ 보조 스위치의 전압/전류 시뮬레이션 파형

기존의 컨버터의 실험결과 파형을 그림 5, 6에 나타내었다. 그림에서 주 스위치의 전류 스트레스와 전파모드로 동작하는 보조 스위치의 공진 순환 전류를 확인할 수 있다. 그림 7-9에서는 제시된 컨버터의 실험 결과를 나타내었다. 주 스위치의 전류 스트레스가 기존의 하드 스위칭(hard switching)

PWM 컨버터와 같고, 앞절에 언급한 이론적인 파형(그림3)과 일치하였다.

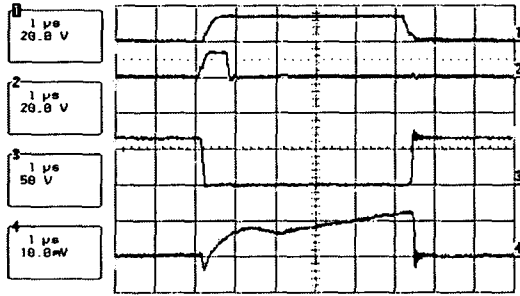


그림 5 기존 컨버터의 주 스위치 전압/전류  
1 : Vgs1, 2 : Vgs2, 3 : Vds1, 4 : Is1 (1A/div)

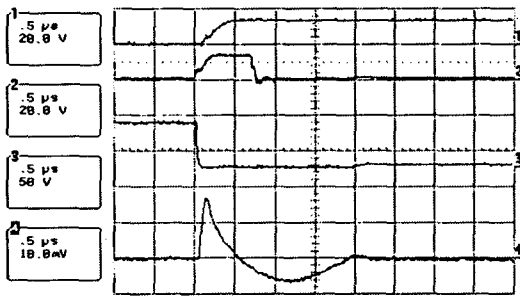


그림 6 기존 컨버터의 보조 스위치 전압/전류  
1 : Vgs1, 2 : Vgs2, 3 : Vds2, 4 : Is2 (0.5A/div)

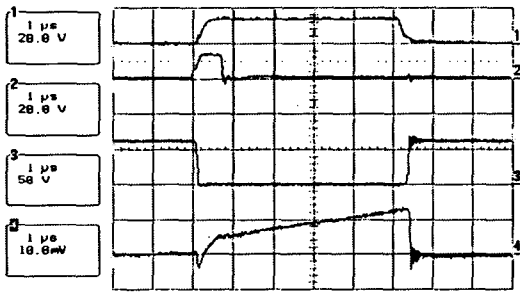


그림 7 제안된 컨버터의 주 스위치 전압/전류  
1 : Vgs1, 2 : Vgs2, 3 : Vds1, 4 : Is1 (1A/div)

### 5. 결 론

제안된 부스터 컨버터는 기존 컨버터의 주 스위치에서 발생되었던 전류 스트레스와 도통손실을 줄이기 위해서 공진 커패시터 Cr에 병렬로 공진 인덕터 Lr1을 추가했다. 공진 모드에서 공진 인덕터 Lr의 역공진시 발생하는 공진 순환전류가 주 스위치로 흐르면서 주 스위치의 전류 스트레스와 도통손실을 가중시키던 것을 추가한 공진 인덕터 Lr1과 보조 스위치를 반파형 모드(half wave mode)에서 동작시켜 주 스위치로 흐르던 공진 순환전류(circulating current)를 감소시키므로써 전류 스트레스(current stress)와 도통손실(conduction losses)이 최소화함을 실험을 통하여 확인하였다.

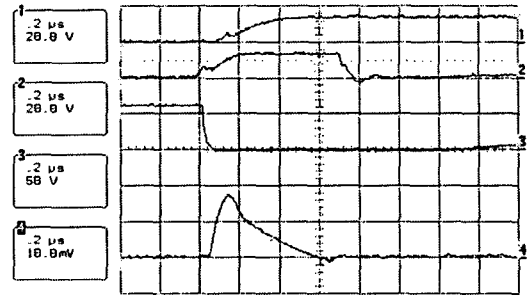


그림 8 제안된 컨버터의 보조 스위치 전압/전류  
1 : Vgs1, 2 : Vgs2, 3 : Vds2, 4 : Is2 (0.5A/div)

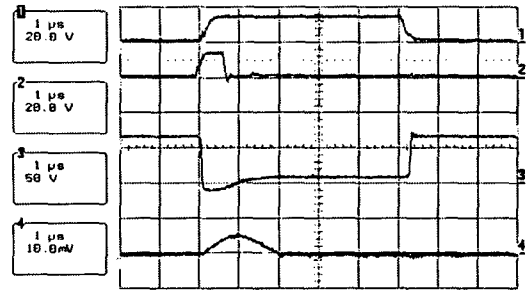


그림 9 Lr1과 Cr의 전압/전류  
1 : Vgs1, 2 : Vgs2, 3 : Vcr, 4 : Lr1 (0.5A/div)

### 참 고 문 헌

- [1] G. Hua, G. H. Leu, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, No. 2, pp. 213~219, 1994.
- [2] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel-Zero-Current Transition PWM Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1993, pp. 538~544
- [3] C. J. Tseng, C. L. Chen, "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, No. 5, pp. 861~869, 1998, Sept.
- [4] K. M. Smith, Jr. and K. M. Smedley, "A comparison of volt mode soft switching methods for PWM converters," IEEE Trans. Power Electron, vol. 12, no. 2, pp. 376~386, 1997.
- [5] D. R. Jang, Y. M. Seo, S. C. Hong, D. Y. Yoon, Y. H. Hwang, "A High Efficiency DC-DC Converter Using IGBT- MOSFET Parallel Switches," KIPE Transactions of the korean institute of power electronics, vol. 4, No. 2, pp. 152~158, 1999, April.
- [6] T. W. Kim, H. W. Ahn, H. S. Kim, " Full Wave Mode ZVT-PWM DC-DC Converters," KIPE Transactions of the korean institute of power electronics, vol. 6, No. 3, pp. 243~249, 2001, Jun.