

단일 보조 스위치를 이용한 새로운 ZVZCS PWM DC-DC 컨버터

論 文
49B-3-9

New ZVZCS PWM DC-DC Converters with One Auxiliary Switch

柳承喜* · 李東潤** · 庾相鳳*** · 玄東石§
(Seung-Hee Ryu · Dong-Yun Lee · Sang-Bong Yoo · Dong-Seok Hyun)

Abstract - This paper presents new Zero-Voltage-/Zero-Current-Switching (ZVZCS) PWM DC-DC converters. The proposed soft-switching technique achieves ZVS and ZCS simultaneously at both turn-on and turn-off of the main switch and diode by using only one auxiliary switch. Also, the proposed soft-switching technique is suitable for not only minority but also majority carrier semiconductor devices. The auxiliary circuit of the proposed topology is placed out the main power path and therefore, there are no voltage/current stresses on the main switch and diode. The operating principle of the proposed topology is illustrated by a detailed study with a boost converter as an example. Theoretical analysis, simulation and experimental results are presented to explain the proposed schemes.

Key Words : PWM DC-DC Converter, Soft-Switching Technique(ZVS, ZCS, ZVZCS), One Auxiliary Switch

1. 서 론

최근 고주파 전력용 반도체 소자의 급속한 발전과 실용화로 스위칭 주파수를 증가시킴으로써 전력변환 시스템의 소형, 경량화를 이룰 수 있게 되었다. 그러나, 일반적인 펄스 폭 변조(Pulse Width Modulation) 방식인 DC-DC 컨버터들은 스위칭 시 발생하는 스위칭 손실이 스위칭 주파수에 비례하게 되어 전체 시스템 효율을 저하시키는 요인으로 작용한다. 그러므로 스위칭 손실을 감소시키는 것은 필수적인 사항이며, 이를 위하여 많은 소프트 스위칭 기법의 연구가 활발히 이루어지고 있다 [1]-[10].

이러한 측면에서 공진형 컨버터는 주 스위치가 영전압(ZVS) 또는 영전류(ZCS)에서 스위칭되게 함으로써 턴-온 및 턴-오프시 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 그러나 공진 현상으로 인하여 주 스위치의 전압 및 전류 스트레스가 증가하게 되어 스위치이용률의 저하 및 도통 손실(Conduction Losses)이 증가하는 단점을 가지고 있다 [1]-[3]. 또한, 컨버터의 주 스위치가 ZVS 또는 ZCS중 어떤 소프트 스위칭 조건하에서 동작하는냐는 사용된 스위치 소자가 고려되어야 한다. 예를 들어, MOSFETs와 같은 다수 캐리어 소자는 기생 커패시터의 턴 온 손실의 존재로 ZVS 조건에서 동작시킬 때 훨씬 더 유리하며, IGBTs와 같은 소수 캐리어 소자는 latch-up과

Tail-current와 같은 소자특성으로 ZCS 조건에서 동작시킬 때 많은 장점을 얻을 수 있다[4, 10].

최근에는 주 스위치의 전압 및 전류 스트레스를 감소시키며 주 스위치의 소프트 스위칭을 이루는 ZVT(Zero-Voltage-Transition) 및 ZCT(Zero-Current-Transition)와 같은 새로운 기법들이 제안되고 있다 [5]-[8]. 이러한 기법들은 주 스위치를 넓은 부하범위에서 영전압 혹은 영전류 스위칭을 이루게 되며, 더불어 주 다이오드의 소프트 스위칭과 일정주파수에서 동작을 하는 장점을 가지게 된다. 하지만, 기존의 ZVT 회로는 주 스위치 턴-오프 시 스위칭 손실이 발생하게 되고 [5], ZCT 회로는 주 스위치의 턴-온 시 주 다이오드의 역 회복 전류에 의한 di/dt의 증가와 순환전류로 인한 전류 스트레스를 감당해야 하는 문제점을 안고 있다 [6]. 이런 기존의 ZCT 회로의 턴-온 시 발생하는 문제점을 극복하기 위해 새로운 ZCT 기법이 제안되었지만 여전히 주 스위치와 주 다이오드가 전류 스트레스 문제를 가지고 있다 [7]. 또한, 주 스위치가 영전압 그리고 영전류 스위칭을 모두 이루는 기법이 제안되었지만 두개의 보조 스위치가 사용되어 부가적인 비용이 발생하며 여전히 주 다이오드는 전류 스트레스 문제를 안고 있다 [8].

본 논문에서는 일반적인 PWM DC-DC 컨버터를 위한 새로운 영전압 및 영전류 스위칭 기법을 제안하고자 한다. 제안된 논문은 하나의 보조 스위치만을 이용해 주 스위치와 주 다이오드의 턴 온 및 턴 오프 시 영전압 스위칭과 영전류 스위칭을 동시에 이루는 최적의 소프트 스위칭 기법을 이룬다. 또한, 제안한 기법은 다수 캐리어 반도체 소자 및 소수 캐리어 반도체 소자에 모두 적용될 수 있으며, 제안된 ZVZCS PWM DC-DC 컨버터는 주 전력의 흐름과 무관하게 주 스위치와 병렬로 위치하고 있어 주 스위치와 주 다이오드에 어떤

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 石士卒業

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 龍仁松潭大 電氣工學科 助教授 · 工博

§ 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接手日子 : 1999年 4月 27日

最終完了 : 2000年 1月 25日

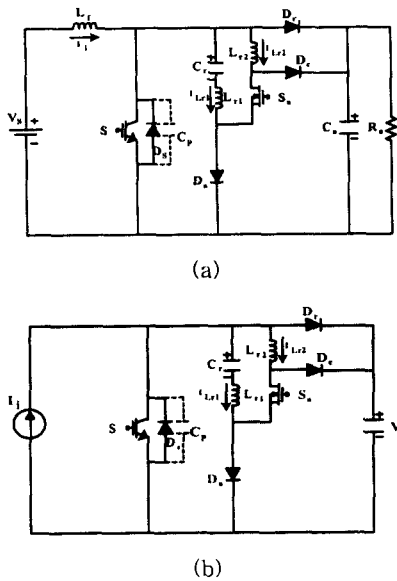


그림 1 제안한 ZVZCS PWM 부스트 컨버터
(a)제안한 ZVZCS PWM 부스트 컨버터(b)등가회로
Fig. 1 The proposed ZVZCS PWM boost converter

전압과 전류 스트레스도 존재하지 않는 특성을 지닌다. 제안한 컨버터 회로의 동작원리를 부스트 컨버터에 적용시켜 자세히 설명하며, 그 타당성을 시뮬레이션 및 실험 결과를 통하여 검증하고자 한다.

2. 제안한 ZVZCS PWM 부스트 컨버터

2-1. 새로운 ZVZCS PWM 부스트 컨버터

그림 1.(a)는 새롭게 제안한 ZVZCS PWM 부스트 컨버터 회로를 나타낸다. 기존의 부스트 컨버터 회로와는 다르게 두 개의 공진 인덕터 L_{r1} 과 L_{r2} , 공진 커패시터 C_r , 보조 다이오드 D_a , D_c 와 하나의 보조 스위치 S_a 로 이루어져 있다.

2-2. 제안한 ZVZCS PWM 컨버터의 동작원리

회로 분석의 편의성을 위해 입력 필터 인덕터 L_f 와 출력 필터 커패시터 C_o 가 충분히 커 스위칭 한 주기동안 입력 전류와 출력 전압은 일정하다고 가정한다. 또한 모든 파라미터 값들은 이상적이라고 가정한다. 제안된 컨버터의 등가회로 회로가 그림 1.(b)에서 보여지고, 그림 2와 그림 3은 14개의 동작 모드와 스위칭 한 주기동안의 중요한 이론적인 파형을 각각 보여준다.

모드 1(t_0, t_1) : 이 모드는 일반적인 PWM 부스트 컨버터의 턴 오프 상태와 동일하게 동작한다. 이 모드 동안에는 공진 커패시터 C_r 은 V_{Crmax} 로 충전되어 있다.

모드 2(t_1, t_2) : t_1 에서 보조 스위치 S_a 가 영전류 턴 온을 이루고, 이 때 공진 요소들인 C_r , L_{r1} , 그리고 L_{r2} 는 보조 스위치 S_a 를 통하여 공진을 시작하며, D_a 가 도통된다. t_2 에서 다이오드 D_a 전류가 입력전류 I_i 가 될 때까지 계속 증가한다. 이 때 공진 성분인 C_r 과 L_{r1} 사이의 전위차는 V_o 가 된다. 이

모드동안 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터의 전류식은 다음과 같이 나타내어진다.

$$v_{Cr}(t) = V_{Crmax} \cos \omega_1 t \quad (1)$$

$$i_{Lr1}(t) = -\frac{V_{Crmax}}{Z_1} \sin \omega_1 t \quad (2)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{V_{Crmax}}{Z_1} \sin \omega_1 t + \frac{V_o}{L_{r2}} t \quad (3)$$

모드 2의 시간간격은 다음과 같이 근사적으로 표현될 수 있다.

$$t_{2-1} \cong \frac{I_i + I_{2,Lr1}}{\left(\frac{\omega_1 \cdot V_{Crmax}}{Z_1} + \frac{V_o}{L_{r2}} \right)} \quad (4)$$

여기서, $Z_1 = \sqrt{(L_{r1} + L_{r2}) / C_r}$

과 $\omega_1 = 1 / \sqrt{(L_{r1} + L_{r2}) \cdot C_r}$ 은 각각 공진 요소들의 특성 임피던스와 각 주파수를 나타내며, $I_{2,Lr1}$ 은 t_2 에서 $i_{Lr1}(t)$ 의 값이다.

모드 3(t_2, t_3) : t_2 에서 D_a 전류가 I_i 가 될 때 주 다이오드 D_r 은 영전압 턴-오프를 이루게 되고, 이 때 주 스위치의 내부 커패시터 C_p 와 L_{r2} 의 공진에 의해 C_p 가 방전을 시작한다. 이 때의 공진 인덕터 L_{r2} 에 흐르는 전류식은 다음과 같으며,

$$i_{Lr2}(t) = \frac{V_o}{Z_2} \sin \omega_2 t + I_{2,Lr2} \quad (5)$$

여기서, $Z_2 = \sqrt{L_{r2} / C_p}$ 이고 $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_{r2} \cdot C_p}$ 이다. $I_{2,Lr2}$ 은 t_2 에서 $i_{Lr2}(t)$ 의 값이다. 이 모드 동안의 시간간격은 (6)식으로 주어진다.

$$t_{3-2} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{r2} \cdot C_p} \quad (6)$$

모드 4(t_3, t_4) : 내부 커패시터 C_p 의 방전이 모두 끝나게 되면 L_{r2} 를 통하여 흐르는 전류는 최대가 된다. 이 때 주 스위치의 역병렬 다이오드 D_s 가 도통되기 시작하고, 역병렬 다이오드 D_s 가 도통되는 동안 주 스위치를 턴-온 시키면 영전압 및 영전류 스위칭을 동시에 이루게 된다. t_3 이후에는 L_{r2} 의 전류는 일정 전류 I_{Lr2max} 를 유지하여 C_r 과 L_{r1} 사이에 새로운 공진이 발생한다. 새로운 공진 시 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터 전류식은 (7)과 (8)식과 같이 주어진다. 이 때 $Z_3 = \sqrt{L_{r1} / C_r}$ 와 $\omega_3 = 1 / \sqrt{L_{r1} \cdot C_r}$ 은 각각 새로운 공진 요소인 L_{r1} , C_r 의 특성 임피던스와 각 주파수이다.

$$v_{Cr}(t) = -Z_3 I_{Lr1max} \sin \omega_3 t \quad (7)$$

$$i_{Lr1}(t) = -I_{Lr1max} \cos \omega_3 t \quad (8)$$

모드 4의 공진 시간은 다음과 같다.

$$t_{4-3} = \pi \sqrt{L_{r1} \cdot C_r} \quad (9)$$

모드 5(t_4, t_5) : C_r 과 L_{r1} 사이에서의 $T_r/2$ 공진이 일어난 후 보조 스위치 S_a 를 턴-오프 한다. 이때 보조 스위치는 V_o 로 클램핑 되며 공진 인덕터 L_{r2} 에 축적된 에너지는 클램핑

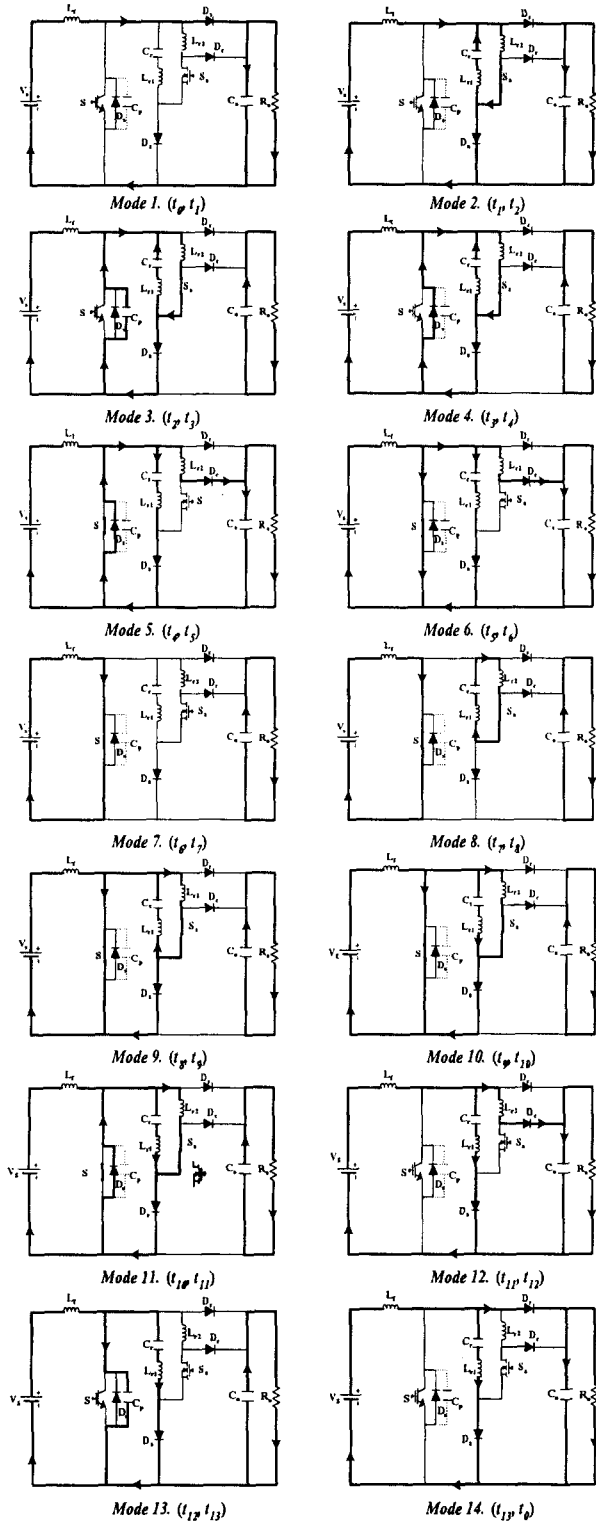


그림 2 동작 모드

Fig. 2 Operation modes

다이오드 D_c 를 통하여 부하측에 전달되고, 주 스위치의 역병렬 다이오드 D_s 는 계속 도통 되어 여전히 주 스위치 전압은 영전압 상태를 이루고 있다. 공진 인덕터 L_{r1}, L_{r2} 에 흐르는 전

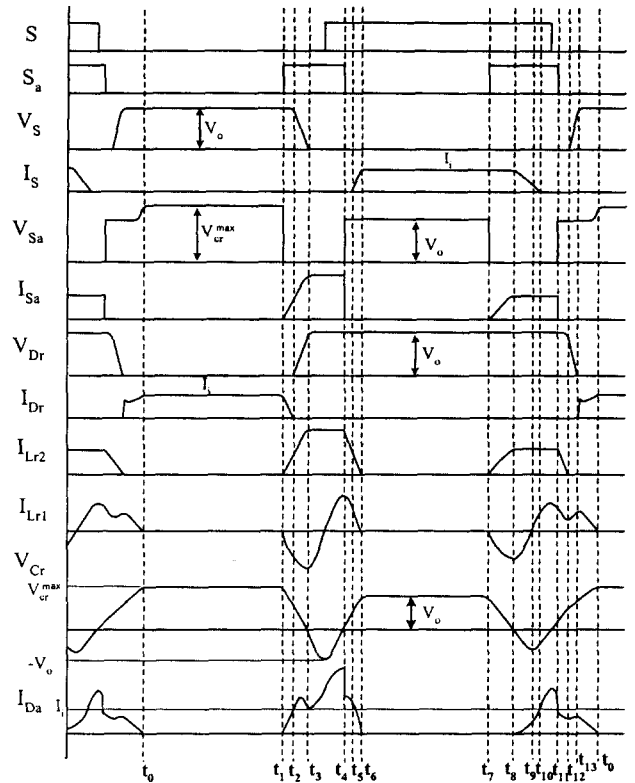


그림 3 이론적인 각부 파형

Fig. 3 Theoretical waveforms

류는 (10), (11)식으로 주어진다.

$$i_{Lr1}(t) = I_{Lr1max} \cos \omega_3 t \quad (10)$$

$$i_{Lr2}(t) = -\frac{V_o}{L_{r2}} t + I_{Lr2max} \quad (11)$$

$i_{Lr1}(t)$ 가 t_5 에서 입력 전류 I_i 가 되어, 이 모드동안의 시간 간격은 (12)식과 같다.

$$t_{5-4} = \frac{1}{\omega_3} \cos^{-1} \left(\frac{I_i}{I_{Lr1max}} \right) \quad (12)$$

모드 6(t_5, t_6): t_5 시점에서 L_{r1} 그리고 L_{r2} 전류의 합이 입력전류 I_i 보다 작게 되고, 이 때부터 주 스위치 전류는 t_6 에서 입력 전류 I_i 가 될 때까지 증가한다. 보조 스위치는 계속해서 V_o 로 클램핑 되어 있다. t_6 에서 C_r 과 L_{r1} 사이에 $3T/2$ 공진이 끝나면 공진 커패시터 C_r 의 전압은 V_o 까지 충전된다. 모드 6동안의 인덕터의 전류식은 모드 5와 같다. 이 모드의 시간 간격은 다음과 같다.

$$t_{6-5} = \frac{L_{r2} \cdot I_{Lr2max}}{V_o} - \frac{1}{\omega_3} \cos^{-1} \left(\frac{I_i}{I_{Lr1max}} \right) \quad (13)$$

모드 7(t_6, t_7): 일반적인 PWM 부스트 컨버터의 턴-온 상태와 동일하게 동작한다. 입력 전류는 L_f 와 S 를 통하여 흐른다.

모드 8(t_7, t_8): t_7 에서 보조 스위치 S_d 가 영전류 턴 온을 이루게 되고, 이 때 공진 성분들인 C_r, L_{r1} , 그리고 L_{r2} 는 보조 스위치를 통하여 공진을 시작한다. 그리고 공진 커패시터

C_r 의 전압이 영전압이 될 때까지 L_{r1} 과 L_{r2} 전류는 증가한다. 보조 다이오드 D_a 는 도통되지 않는다. 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터 전류식은 (14), (15)식과 같으며, 이 모드의 공진 시간은 (16)식으로 주어진다.

$$v_{Cr}(t) = V_o \cos \omega_1 t \quad (14)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{V_o}{Z_1} \sin \omega_1 t = -i_{Lr2}(t) \quad (15)$$

$$t_{8-7} = \frac{\pi}{2} \sqrt{(L_{r1} + L_{r2}) \cdot C_r} \quad (16)$$

모드 9(t_8, t_9) : t_8 에서 L_{r1} 과 L_{r2} 의 전류는 최대가 되고, 보조 다이오드 D_a 는 도통되어 주 스위치의 전류가 감소하기 시작한다. t_8 이후에는 L_{r2} 에는 일정 전류가 흐르게 되므로 C_r 과 L_{r1} 사이에 새로운 공진이 발생한다. 새로운 공진 시 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터 전류식은 (17)과 (18)식과 같이 주어진다.

$$v_{Cr}(t) = -Z_3 I_{8,Lr1} \sin \omega_3 t \quad (17)$$

$$i_{Lr1}(t) = -I_{8,Lr1} \cos \omega_3 t \quad (18)$$

여기서, $I_{8,Lr1}$ 은 t_8 에서의 $i_{Lr1}(t)$ 의 값이다. 이 모드의 시간 간격은 (19)식으로 주어진다.

$$t_{9-8} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{r1} \cdot C_r} \quad (19)$$

모드 10(t_9, t_{10}) : t_9 에서 공진 커패시터 C_r 전압이 음의 최대전압이 되고, 공진 인덕터 L_{r1} 전류의 방향이 바뀐다. t_{10} 에서 다이오드 D_a 전류가 입력 전류 I_i 가 될 때까지 계속해서 주 스위치의 전류는 감소한다. 공진 인덕터 L_{r1} 의 전류식은 다음과 같다.

$$i_{Lr1}(t) = I_{8,Lr1} \cos \omega_3 t \quad (20)$$

이 모드의 시간 간격은 (21)식으로 주어진다.

$$t_{10-9} = \frac{1}{\omega_3} \sin^{-1} \left(\frac{I_i}{I_{8,Lr1} - 1} \right) \quad (21)$$

모드 11(t_{10}, t_{11}) : t_{10} 이후 공진 인덕터 L_{r1} 전류에 의해 다이오드 D_a 전류가 I_i 보다 증가하여 주 스위치의 역병렬 다이오드 D_s 를 통하여 흐르게 된다. 다이오드 D_s 의 도통 동안 주 스위치를 턴-오프 하면 영전류 및 영전압 스위칭을 동시에 이룰 수 있다. 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터 전류식은 (22), (23)식과 같으며, 모드 11의 시간 간격은 (23)식처럼 근사화될 수 있다.

$$v_{Cr}(t) = -V_{10,Cr} \cos \omega_3 t + Z_3 (I_i - I_{8,Lr1}) \sin \omega_3 t \quad (22)$$

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_{10,Cr}}{Z_3} \sin \omega_3 t + (I_i - I_{8,Lr1}) \cos \omega_3 t \quad (23)$$

$$t_{11-10} \cong \frac{1}{\omega_3} \cdot \frac{V_{10,Cr} + V_{11,Cr}}{Z_3 \cdot (I_i - I_{8,Lr1})} \quad (24)$$

여기서, $V_{10,Cr}$ 과 $V_{11,Cr}$ 은 각각 t_{10}, t_{11} 에서의 $v_{Cr}(t)$ 의 값이다.

모드 12(t_{11}, t_{12}) : t_{11} 에서 보조 스위치를 턴 오프하면 L_{r2} 에 축적된 에너지가 클램핑 다이오드 D_c 를 통해 부하측으로 전달되며, 보조 스위치는 출력전압 V_o 로 클램핑된다. 공진 전류는 $C_r \rightarrow L_{r1} \rightarrow D_a$ 를 통해서 계속 흐른다. 그러므로 주 스위치 양단의 전압은 여전히 영전압을 유지한다. 공진 인덕터 L_{r2} 의 전류식은 (25)식으로 주어진다.

$$i_{Lr2}(t) = -\frac{V_o}{L_{r2}} t + I_{8,Lr2} \quad (25)$$

이 모드의 시간 간격은 다음과 같다.

$$t_{12-11} = \frac{I_{8,Lr2} \cdot L_{r2}}{V_o} \quad (26)$$

모드 13(t_{12}, t_{13}) : t_{12} 에서 L_{r2} 전류는 영전류가 되고, 주 스위치의 내부에 존재하는 커패시터 C_p 를 출력 전압 V_o 로 충전시킨다. 주목할만한 것은 공진 인덕터 L_{r1} 전류가 증가하여 공진 성분인 C_r 과 L_{r1} 에 전류가 흐르더라도 양단 전위차는 영전압을 이루지 않는다. 이 때의 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터 전류식은 (27), (28)식으로 주어진다.

$$v_{Cr}(t) = (V_{12,Cr} - V_o) \cos \omega_3 t + Z_3 I_{12,Lr1} \sin \omega_3 t + V_o \quad (27)$$

$$i_{Lr1}(t) = -\frac{(V_{12,Cr} - V_o)}{Z_3} \sin \omega_3 t + I_{12,Lr1} \cos \omega_3 t \quad (28)$$

여기서, $V_{12,Cr}$ 와 $I_{12,Lr1}$ 은 t_{12} 에서의 $v_{Cr}(t)$ 와 $i_{Lr1}(t)$ 의 값들이다. 이 모드의 시간 간격은 다음과 같이 근사적으로 나타낼 수 있다.

$$t_{13-12} \cong \frac{1}{\omega_3} \cdot \frac{V_o - V_{12,Cr}}{Z_3 \cdot I_{12,Lr1}} \quad (29)$$

모드 14(t_{13}, t_0) : t_{13} 에 주 스위치 내부 커패시터 C_p 가 V_o 로 충전되고 난 후 부스트 컨버터의 주 다이오드 D_r 이 영전류 턴-온 된다. 그리고, 공진 커패시터 C_r 의 충전전압과 공진 인덕터 L_{r1} 의 전압의 차이가 출력전압 V_o 가 된다. t_0 에서 주 다이오드 D_r 전류는 I_i 가 되고 공진 커패시터 C_r 전압은 $V_{C_{rmax}}$ 가 된다. 공진 커패시터 전압식과 공진 인덕터 전류식은 (30), (31)식으로 주어진다.

$$v_{Cr}(t) = Z_3 I_{13,Lr1} \sin \omega_3 t + V_o \quad (30)$$

$$i_{Lr1}(t) = I_{13,Lr1} \cos \omega_3 t \quad (31)$$

여기서, $I_{13,Lr1}$ 은 t_{13} 에서의 $i_{Lr1}(t)$ 의 값이다. 그리고

마지막 모드의 시간 간격은 다음과 같다.

$$t_{0-13} = \frac{1}{\omega_3} \sin^{-1} \left(\frac{V_{C_{rmax}} - V_o}{Z_3 \cdot I_{13,Lr1}} \right) \quad (32)$$

3. 토폴로지의 확장

제한한 새로운 ZVZCS PWM 소프트 스위칭 기법은 기존의 PWM boost 컨버터뿐만 아니라 다른 PWM 컨버터에도 적용될 수 있다. 그림 4는 6개의 기본적인 ZVZCS PWM DC-DC

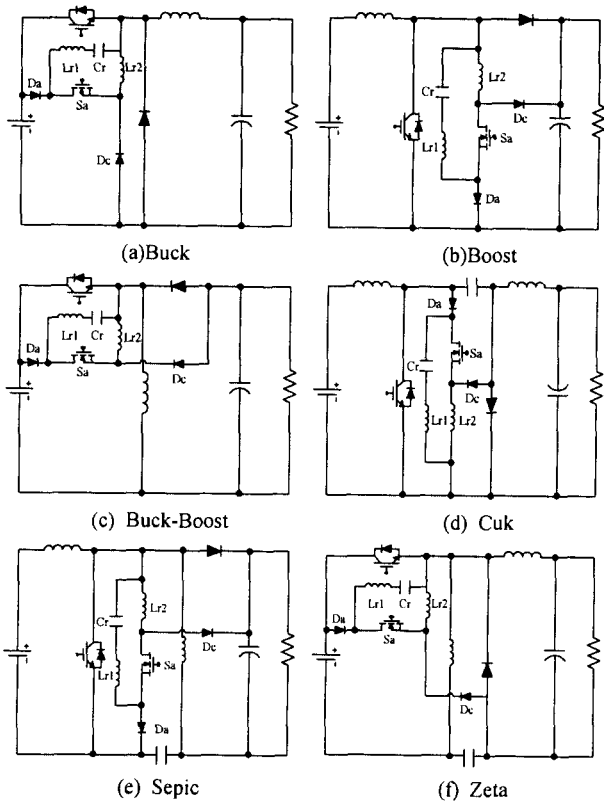


그림 4 제안한 ZVZCS PWM 기법을 적용한 6개의 기본적인 컨버터
 Fig. 4 Six basic topologies including the ZVZCS-PWM technique

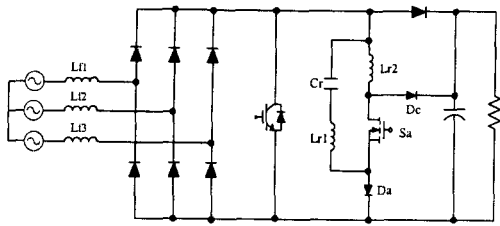


그림 5 3상 ZVZCS PWM boost 컨버터
 Fig. 5 A simple 3-phase ZVZCS PWM boost converter

컨버터 토폴로지들을 보이며, 그림 5는 3상 다이오드 정류기에 적용한 간단한 3상 ZVZCS PWM boost 컨버터이다.

4. 설계 방법

이 장에서는 제안한 ZVZCS PWM 컨버터의 파라미터 값들을 설정하는 설계 과정이 소개된다. 설계 조건은 다음과 같다.

- 입력 전압 (Input Voltage) : $V_s = 100 \text{ V}$;
- 출력 전압 (Output Voltage) : $V_o = 200 \text{ V}$;
- 출력 전력 (Output Power) : $P_o = 500 \text{ W}$;
- 근사 효율 (Approximate Efficiency) : $\eta \geq 96 \%$;
- 입력 전류 리플치 (Ripple of the Input Current) : $\Delta I_i = 22.6 \%$;

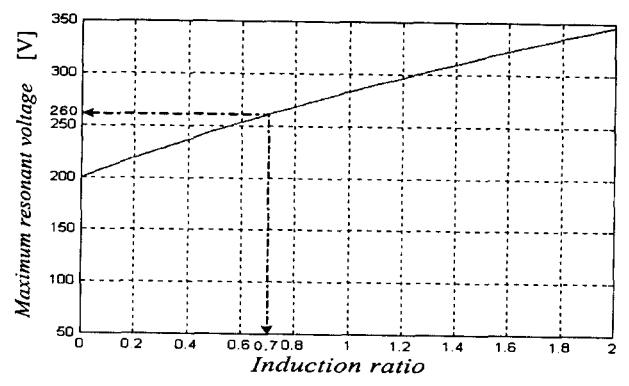


그림 6 최대 공진 전압 대 인덕턴스 비
 Fig. 6 Maximum resonant voltage ver inductance ratio

- 스위칭 주파수 (Switching Frequency) : $f_s = 50 \text{ kHz}$.
- 1) 첫번째 과정은 L_{r2} 대 L_{r1} 의 비를 구한다. Mode 4의 끝 시점에서 공진 커패시터의 최대 전압인 V_{Crmax} 가 (33)식에 의해서 구해지고, 그림 6은 최대 공진 전압과 L_{r2} 대 L_{r1} 의 비와의 상관 관계를 그래프로 나타낸다.

$$V_{Crmax} = \frac{V_o}{\sqrt{1/(1+\alpha)}} \tag{33}$$

여기서, $\alpha = \frac{L_{r2}}{L_{r1}}$: 인덕턴스 비 (inductance ratio).

V_{Crmax} 은 정격 전압을 고려하여 보조 스위치를 선택하는데 중요한 요소가 된다.

실험적으로, $\alpha = 0.7$ 일 때, $V_{Crmax} \cong 260 \text{ V}$.

- 2) 초기 조건에서 주어진 출력 전력, 입력 전압, 그리고 근사 효율을 가지고 입력 전력 P_i 와 최대 입력 전류 I_{imax} 을 구할 수 있다.

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = 520.8 \text{ W} \quad ; \quad I_{imax} = 1.115 \frac{P_i}{V_s} = 5.8 \text{ A}$$

- 3) ZCS 동작을 보장하기 위하여 Mode 9와 Mode 10 동안 흐르는 피크 대 피크 공진 전류 $I_{res,p-p}$ 가 최대 입력 전류

I_{imax} 보다 커야 한다. $\frac{I_{res,p-p}}{2} = I_{Crpeak}^{ZCS} = 6 \text{ A}$ 로 선택하면 L_{r1} , L_{r2} 그리고 C_r 의 특성 임피던스 Z_l 이 다음과 같이 얻어진다.

$$I_{Crpeak}^{ZCS} > \frac{I_{imax}}{2} ; \quad Z_l = \frac{V_o}{I_{Crpeak}^{ZCS}} = \sqrt{\frac{(1+\alpha)L_{r1}}{C_r}} = 33.33$$

또한, 참고 문헌[10]에서 제안되었듯이, 첫번째 공진 주파수 f_1 은 스위칭 주파수 f_s 의 6배를 갖도록 정의했다.

$$f_1 = 6f_s = 300 \text{ kHz}$$

- 4) 위 과정에서 구한 Z_l , f_1 , 그리고 α 를 가지고 최종적으로 구하고자 하는 공진 파라미터 (L_{r1} , L_{r2} , C_r) 값들을 구할 수 있다.

$$L_{r1} = 10.4 \mu\text{H}, \quad L_{r2} = 7.3 \mu\text{H}, \quad C_r = 16 \text{ nF}$$

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안한 ZVZCS PWM 부스트 컨버터 토폴로지의 타당성을 검증하기 위해서 시뮬레이션 및 실험이 수행되었다. 시뮬레이션 프로그램은 PSPICE를 이용하였고, 50 kHz, 500 W prototype이 구현되었으며, 실험을 위한 전체 하드웨어 시스템 구성도가 그림 7에서 보여진다. 시스템의 구성 요소와 파라미터 값들을 표 1에 나타내었다.

그림 7에서 주 스위치 S 는 SEC 사의 IGBT SGH30N60RUF를 사용하였으며, 보조 스위치 S_a 는 FUSI사의 MOSFET 2SK1020을 사용하였다. 주 스위치로 사용된 IGBT는 내부에 역병렬 다이오드가 존재하지 않기 때문에 두개의 부가적인 다이오드 D_1 과 D_2 과 하드웨어 시스템 구성 시 포함되었으며, 보조 회로의 공진 인덕터 L_{r2} 와 보조 스위치 S_a 의 내부 커패시터와의 rining 현상을 막기 위해 다이오드 D_3 가 추가되었다. 보조 다이오드 (D_a, D_c, D_{1-3})를 포함한 주 다이오드 D_r 은 fast recovery epitaxial diode (FRED) DSEI30-10A (1000V, 30A)를 사용하였다.

그림 8은 시뮬레이션 및 실험 파형들을 나타낸다. 시뮬레이션 파형을 보면 앞에서 논의했던 이론적인 해석과 일치함을 알 수 있으며, 실험 결과는 그 타당성을 입증한다.

그림 8.(a)는 주 스위치의 턴 온과 턴 오프 시 ZVS 및 ZCS를 동시에 이루는 것을 보여준다. 또한, 주 스위치가 턴 온 동안 어떤 전류 스트레스도 갖지 않는다는 것을 확인 할

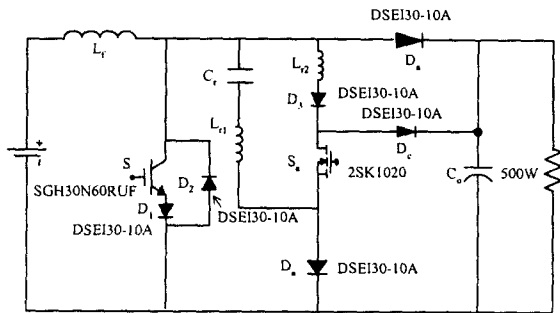


그림 7 전체 하드웨어 시스템 구성도

Fig. 7 Power circuit configuration

표 1 실험 파라미터 및 구성 요소

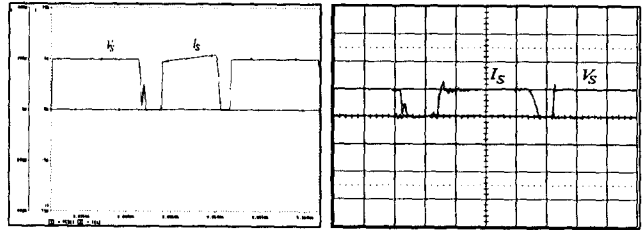
Table 1 Components and parameters for a experiment

Prameters	Value & Device
L_f (Input filter)	880 μ H (TDK ferrite core-EI70/55)
L_{r1}	10.4 μ H (Tokin ferrite core-EI40/35)
L_{r2}	7.3 μ H (Tokin ferrite core-EI40/35)
C_r	16 nF
C_o (Output filter)	660 μ F
V_s (Input voltage)	100 V
V_o (Output voltage)	200 V
P_o (Output power)	500 W
f_s (Switching frequency)	50 kHz

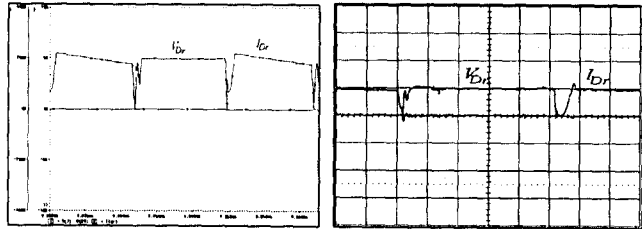
수 있다. 이것은 제안한 소프트 스위칭 기법의 가장 큰 특징이다.

그림 8.(b)는 주 다이오드가 턴 온과 턴 오프 시 ZVS 및 ZCS 조건하에서 동작하고, 주 다이오드의 턴 온 시 전류 스트레스에 대한 문제점이 없다는 것을 보여준다.

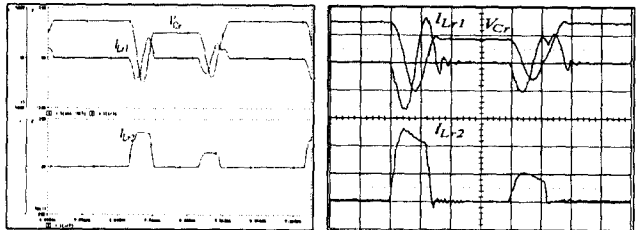
그림 8.(c)는 공진 커패시터 C_r 양단에 걸리는 전압 파형과 공진 인덕터 L_{r1} 과 L_{r2} 에 흐르는 전류 파형을 나타낸다.



(a) V_S, I_S (the main switch)



(b) V_{Dr}, I_{Dr} (the main diode)



(c) V_{Cr}, I_{Lr1}, I_{Lr2} (공진 성분들)

그림 8 시뮬레이션 및 실험 파형

Fig. 8 Simulation and experimental waveforms

(200V/div.; 5A/div.; 2 μ s/div.)

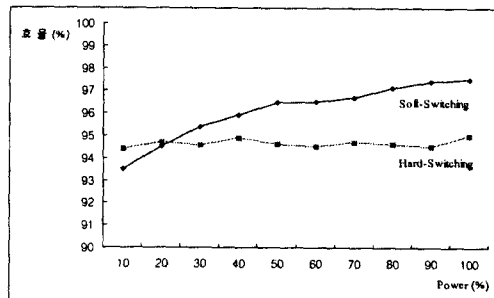


그림 9 일반적인 PWM 컨버터와 제안된 ZVZCS 컨버터의 효율비교

Fig. 9 The efficiency comparision of the conventional PWM converter and proposed ZVZCS PWM converter

그림 9는 동일한 실험 조건하에서 기존의 PWM 컨버터와 본 논문에서 제안한 새로운 ZVZCS 부스트 컨버터의 부하 가변에 따른 효율 비교를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 약 20%이하의 부하에서는 제안한 보조 회로의 손실 대 전체 전력의 비가 저 전력인 경우에 크게 나타남을 알 수 있다. 하지만 전력이 증가할수록 제안한 회로의 효율이 스위칭 손실의 감소로 인하여 기존의 하드 스위칭 컨버터 보다 높게 나타남을 알 수 있다. 그리고 제안한 컨버터의 전 부하(full load)에서 측정된 효율은 약 97.4 %로 기존의 PWM 컨버터 보다 약 2.2% 높게 나타났다.

6. 결 론

본 논문에서는 새로운 소프트 스위칭 기법이 제안되어 기존의 PWM DC-DC boost 컨버터 외에도 다른 PWM DC-DC 컨버터도 적용됨을 보였으며, 시뮬레이션 및 실험을 통해서 제안된 기법의 타당성을 확인 할 수 있었다.

본 논문에서 제안한 주 스위치의 ZVZCS를 동시에 이루는 소프트 스위칭 기법의 특징들을 요약하면 다음과 같다.

- 주 스위치와 주 다이오드 모두 하나의 보조 스위치만을 이용하여 동시에 영전압 및 영전류 스위칭이 가능하다.
- 턴 온 시 주 스위치의 전류 그리고 턴 오프 시 주 다이오드의 전류는 전류스트레스를 갖지 않는다.
- 제안된 소프트 스위칭 기법은 다수 캐리어 소자 및 소수 캐리어 소자 모두 적용 가능하다.
- 넓은 부하 범위에서 주 스위치의 영전압 및 영전류 스위칭이 가능하다.
- 일정 스위칭 주파수로 제어한다.

참 고 문 헌

- [1] K. H.Liu and F. C. Lee, "Zero-Voltage-Switching Technique in DC-DC converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 58-70, 1986.
- [2] W. a. Tabisz, P. Gradzki, and F. C. Lee, "Zero-Voltage-Switched Quasi-resonant Buck and Flyback Converter - Experimental Results at 10 MHz," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 194-204, Apr. 1989.
- [3] C. P. Henze, H. C. Martin, and D. W. Parsley, "Zero-Voltage-Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation," in *IEEE Applied Power Electronics Conf. Proc.*, pp. 33-40, 1988.
- [4] R. Rangan, D. Y. Chen, J. Yang, and J. Lee, "Application of Insulated Gate Bipolar Transistor to Zero-Current Switching Converters," *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 2-7, January 1989.
- [5] G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," *IEEE PESC Rec.*, pp. 55-61, 1992.
- [6] G. Hua, X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel Zero-Current-Transition PWM Converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec.*, pp. 538-544, 1993.
- [7] H. Mao, F. C. Lee, X. Zhou, and Dushan Boroyevich,

"Improved ZCT Converters for High Power Application," *Proceeding of IEEE IAS*, pp.1145-1152, 1996

- [8] R. L. Lin, F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition PWM Converters," *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, pp. 438-442, 1996.
- [9] C. M. O. Stein, H. L. Hey, "A True ZVZCT Commutation for PWM Converter," in *IEEE Applied Power Electronics Conf. Proc.*, pp. 1070-1076, 1998.
- [10] R. C. Fuents and H. L. Hey, "An Improved ZCS-PWM Commutation Cell for IGBT's Applications," *IEEE Applied Power Electronics Conf.*, pp. 805-810, 1997.

저 자 소 개



유 승 희 (柳 承 喜)

1972년 4월 9일생. 1989년 숭실대 전기공학과 졸업(학사). 2000년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 재직
Tel : 02-2290-0341
E-mail : rokmc@hymail.hanyang.ac.kr



이 동 윤 (李 東 潤)

1968년 8월 19일생. 1998년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1998년~현재 한국과학기술연구원 학생연구원
Tel : 02-2290-0341
E-mail : dongylee@hymail.hanyang.ac.kr



유 상 봉 (庾 相 鳳)

1954년 10월 26일생. 1986년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 졸업(공학). 1976년~1998년 쌍용엔지니어링(주) 근무. 1998년~현재 용인송담대 전기설비과 조교수
Tel : 0335-330-9333.
E-mail : sbyoo@dragon.ysc.ac.kr



현 동 석 (玄 東 石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원현 공과대학 교환교수. 현재 한양대 공대 전기전자공학과 교수.
Tel : 02-2290-0345.
E-mail : dshyun@email.hanyang.ac.kr-