

ZVT PWM AC-DC Boost Converter with Active Snubber

金春杉[†] · 成源基^{*} · 李廷紋^{**} · 崔燦石^{***} · 金洙弘[§]
 (Choon-Sam Kim · Won-Ki Sung · Jung-Moon Lee · Chan-Sok Choi · Soo-Hong Kim)

Abstract - Most of converter system could obtain almost unity power factor and make input current sinusoidal waveform, but they have many problems, such as electromagnetic interference and switching losses caused by switching noise in main switch. To solve these problems in hard switching PFC converter, soft switching converter using a resonant between capacitor and inductor is invented

In this paper, advantages and disadvantages of conventional ZVT(Zero-Voltage-Transition) soft switching converter using a auxiliary resonant circuit is discussed. Then Improved ZVT soft switching converter proposed. This improved ZVT converter's operation principal, specific property, design scheme of main are described. From Simulation and experiment results of conventional ZVT soft switching and improved ZVT soft switching converter with active snubber, characteristics of the converter are confirmed.

Key Words : ZVT, PWM, Boost converter, Active snubber

1. 서 론

오늘날에는 전력변환장치의 고성능, 고집적화로 인해 다른 주변 장치에 전파장해나 오동작을 일으키는 EMI노이즈를 발생하게 된다. 기존의 전력변환 장치에서 정류회로는 일반적으로 커패시터 입력형 정류회로가 많이 사용되어져 왔다[1]. 커패시터 입력형 정류회로의 입력전류는 입력전압의 피크부분에서 펄스형태로 되어 전류의 고조파 성분이 증가된다. 이로 인해 입력역률이 낮으며 효율이 감소되고, 또한 많은 고조파 성분이 포함되어 있으므로 전원계통에 악영향을 주는 등의 심각한 문제를 야기한다. 따라서 정류회로의 역률 개선과 고조파 제어 등의 과제 개선이 중요한 과제로 대두되었다. 정류회로에서 발생하는 이러한 문제를 해결하기 위해 입력단 정류회로에 승압컨버터를 사용하여 입력전류를 정현파 형태로 제어하여 파형을 개선시키고, 입력역률을 단위역률로 개선하는 PFC컨버터가 개발되었으며, 무손실 스너버를 사용한 PFC컨버터[3], 단상 병렬 PFC컨버터를 이용한 역률보상컨버터[4], 다이오드를 추가하여 보조스위치의 손실을 감소시키기 위한 PFC컨버터[5-8]들이 주로 연구되어지고 있다. 이들 컨버터는 ZVS동작을 위해 주스위치(Q_1)에

병렬로 보조스위치(Q_2)를 사용하여 주스위치(Q_1)의 ZVS동작을 돕고, 스너버 커패시터(C_n)를 이용하여 스위치들이 ZVS로 턴-오프 되도록 하였다. 그러나 그림 1에 나타낸 기존의 ZVT컨버터는 보조스위치(Q_2)가 하드스위칭으로 턴-오프 되므로 보조회로를 통하여 흐르는 전류가 입력전류의 크기와 같게 되어 도통손실과 기생성분으로 인해 시스템의 효율을 감소시킨다[9][10].

본 논문에서 기존의 ZVT 승압컨버터의 보조스위치(Q_2)가 턴-오프 시 스너버 커패시터(C_n)로 초기 보조스위치(Q_2)의 드레인 전압을 0V로 제어하여 ZVS로 턴-오프 되도록 하였다. 또한 주스위치(Q_1)가 턴-오프 할 때 전압 스파이크를 감소시킬 수 있는 시스템을 제안하였다. 제안된 회로는 Pspice시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 입증하였다.

2. ZVT 승압컨버터의 회로 구성 및 동작원리

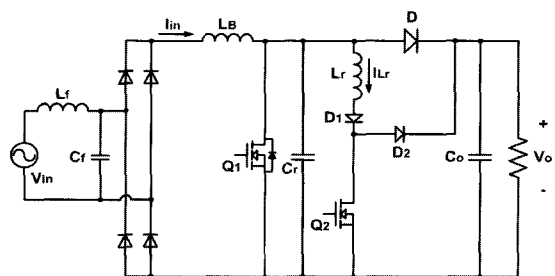


그림 1 ZVT 승압형 컨버터 회로
 Fig. 1 ZVT boost converter circuit

† 교신저자, 正會員 : 江原大. 電氣制御工學部 正教授. 工博
 E-mail : jae6090@kangwon.ac.kr
 * 正會員 : 江原大 전자정보통신공학부 정교수, 공박
 ** 正會員 : 江原大 IT특성화학부, 정교수, 공박
 *** 正會員 : 江原大 IT특성화학부, 공박
 § 正會員 : 中央大 電子電氣工學部 博士課程
 接受日字 : 2007年 8月 16日
 最終完了 : 2008年 1月 15日

그림 1은 기존 ZVT방식의 승압컨버터 회로를 보여주며, 보조스위치(Q_2)가 동작하는 구간에서 공진회로가 동작되어 주스위치(Q_1)이 소프트스위칭 되도록 한다. 따라서 주스위치(Q_1)가 영전압에서 동작되므로 스위칭 손실이 작은 특징을 가진다. 그러나 보조회로에 흐르는 전류와 입력전류가 같게 되어 도통손실 및 기생성분으로 인해 보조스위치(Q_2)가 턴-오프 할 때 하드 스위칭을 하게 되므로 스위칭 손실 및 노이즈가 증가되어 컨버터의 효율을 감소시킨다. 그림 1과 같이 ZVT 승압형 컨버터 회로는 기존의 하드 스위칭 승압형 컨버터에 보조회로를 추가하여 소프트스위칭 조건을 제공해 주게 된다. 이와 같은 회로는 다이오드의 역회복 현상을 제거하고 스위칭 손실 문제를 해결할 수 있다. 또한 주스위치(Q_1) 소자는 ZVS동작으로 인해 전압스트레스를 최소한으로 줄일 수 있다. 그러나 보조스위치(Q_2)의 하드스위칭으로 인해 시스템의 효율이 감소되는 단점을 가지고 있다 [9]. 또한 보조스위치(Q_2)가 턴 온 하면 입력 전류가 모두 보조 회로에 흐르기 때문에 도통 손실이 커지고, 보조스위치(Q_2)의 턴 오프 시에 손실이 더욱 커진다. 기존의 ZVT 컨버터의 보조 회로의 손실의 단점을 극복하기 위해 새로운 개선된 ZVT 소프트 스위칭 컨버터를 제안하였다. 이 컨버터는 기존의 ZVT 컨버터에 스너버 커패시터(C_n)를 추가한 형태이다. 이 회로를 통해 기존의 ZVT 컨버터 보다 효율특성을 향상시킬 수 있다.

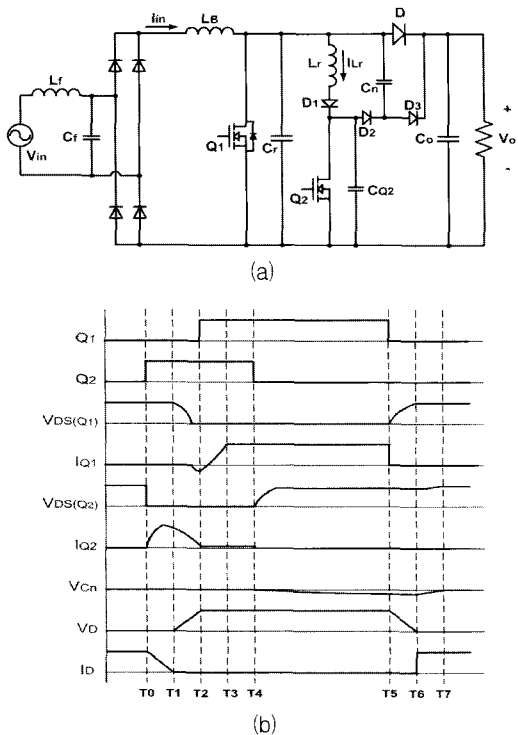


그림 2 능동 스너버를 갖는 ZVT 승압형 컨버터 회로
(a) 컨버터 주회로 (b) 이상적인 각부 동작파형
Fig. 2 ZVT boost converter circuit with active snubber
(a) Main circuit of the converter
(b) Operation waveforms by mode

그림 2(a)는 제안된 능동 스너버를 갖는 ZVT 승압형 컨버터 회로를 보여준다. 일반적인 ZVT AC-DC 승압형 컨버터에서 발생된 문제점을 개선하기 위해 스너버 커패시터 C_n , C_{Q2} , 다이오드(D_3)를 추가하였다. 스너버 커패시터 (C_n)은 주스위치(Q_1)과 보조스위치(Q_2)의 턴-오프 구간에서 전압상승률 dv/dt 를 감소시키는 턴-오프 스너버 커패시터(C_n)로 동작한다. 보조스위치(Q_2)가 턴-오프 시, 스너버 커패시터 C_n , C_{Q2} 는 초기에 보조스위치(Q_2)의 드레인 전압을 0으로 제어할 수 있고, 주스위치(Q_1)가 턴-오프 할 때, 전압 스파이크를 감소시킬 수 있다. 또한 제안된 회로는 보조스위치(Q_2)와 보조다이오드, 공진 인덕터와 커패시터를 사용하여 넓은 부하 영역에서 영전압 스위칭동작을 수행하여 안정된 스위칭 동작영역이 확보되도록 하였다. 제안된 회로는 주스위치(Q_1)와 보조스위치(Q_2)의 턴-오프 전압 스파이크와 기생진동을 효율적으로 감소시킬 수 있으므로 효율을 증대시킬 수 있다. 그림 2(b)는 제안된 컨버터의 이상적인 동작파형을 나타낸다. 그림 3은 능동 스너버를 갖는 ZVT승압형 컨버터의 동작 모드를 보여주고 있다.

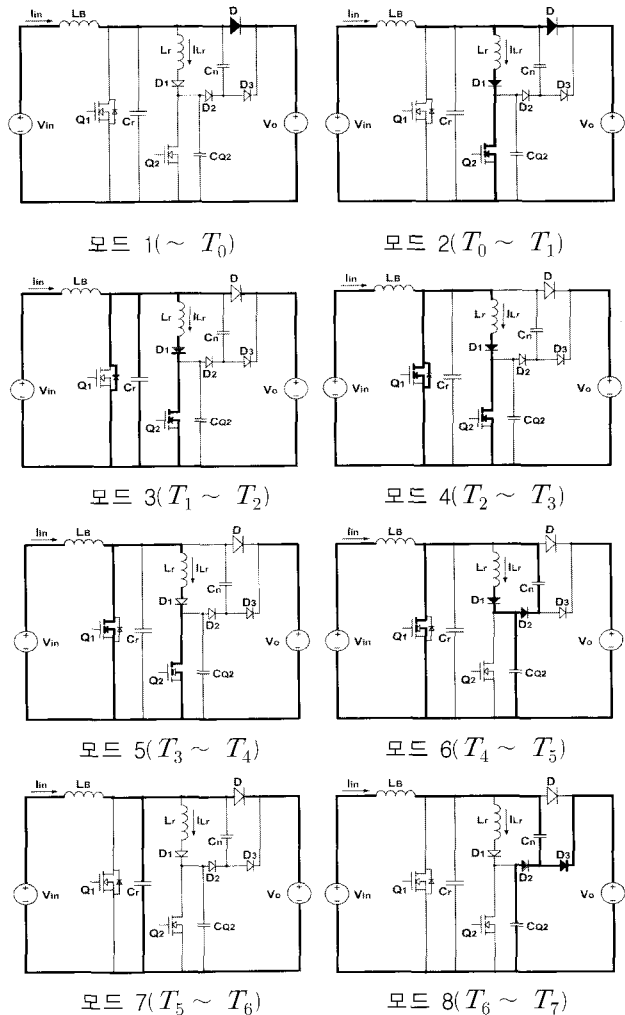


그림 3 컨버터 동작모드
Fig. 3 Converter operation mode

모드 1 ($\sim T_0$): 모드 1에서 승압 인덕터 L_B 로 흐르는 전류 I_{in} 은 블로킹 다이오드(D)를 통하여 부하로 흐르고, 이때 스너버 커패시터(C_n)에 충전된 전하는 0으로 방전이 끝난 상태이다. 공진커패시터(C_r)의 충전전압 (V_{C_r})은 V_o 로 충전된 상태이다.

모드 2 ($T_0 \sim T_1$): 모드 2에서는 보조스위치(Q_2)가 ZCS로 턴-온되고, 블로킹 다이오드(D)의 전류는 감소한다. 블로킹 다이오드의 전류가 0에 도달하면 다이오드는 소프트 스위칭으로 턴-오프 된다. 이 경우 다이오드는 전하의 제거를 위해 어느 정도의 시간을 필요로 하므로 다이오드 역회복 특성을 나타내게 된다. 또한 공진 인덕터의 전압은 V_o 가 되므로 I_{in} 까지 상승하는데 필요한 시간 t_2 는 식(1)과 같다. 그리고 입력전압은 KVL에 의해 식(2)와 같이 표현된다.

$$t_2 = \frac{I_{in}}{(V_o/L_r)} \quad (1)$$

$$V_{in} = L_B \frac{dI_{in}}{dt} + V_o \quad (2)$$

모드 3 ($T_1 \sim T_2$): L_r , D_1 , Q_2 를 통하여 전류가 흐르고 L_r 과 C_r 은 공진을 시작한다. 이들의 공진주기는 주스위치(Q_1) 드레인 전압의 dv/dt 가 C_r 에 의해 제어되므로 공진커패시터(C_r)이 방전하여 주스위치(Q_1)의 드레인 전압이 0이 될 때 까지 계속된다. 결국 L_r 을 통하여 흐르는 전류는 C_r 이 방전하는 동안 계속하여 증가된다. 주스위치(Q_1)의 드레인 전압이 0에 도달하기 위해 필요한 시간은 공진주기의 1/2이며, 이주기의 끝부분에서 주스위치(Q_1)의 바디다이오드가 턴-온 된다. 여기서 공진 인덕터(L_r)에 흐르는 전류(I_{L_r})와 공진 시간주기 t_r 은 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{L_r} = \frac{V_o}{L_r} t - C_r \frac{dV_o}{dt}, t_r = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_r C_r} \quad (3)$$

모드 4($T_2 \sim T_3$): 공진커패시터(C_r)과 공진 인덕터(L_r)이 공진하여 주스위치(Q_1)의 드레인 전압이 0이 되고, 이때 주스위치(Q_1)가 ZVS로 턴-온하도록 하기 위해 게이트 신호를 인가하여 턴-온 시킨다. 주스위치(Q_1)를 도통시키면 전류가 증가하기 시작하며, 동시에 보조스위치(Q_2)도 턴-온 상태이다. 모드 4의 초기에 공진커패시터(C_r)이 방전하므로 공진전류는 $C_r \rightarrow L_r \rightarrow Q_2 \rightarrow Q_1$ 의 바디다이오드로 순환하여 바디다이오드가 턴-온 된다. 보조스위치(Q_2)의 도통지연시간 t_d 는 주스위치(Q_1)의 드레인 전압이 0V로 공진될 때까지 유지되어야 하므로 식(4)와 같이 나타내어진다.

$$t_d \geq t_2 + t_r \quad (4)$$

모드 5($T_3 \sim T_4$): 주스위치(Q_1)와 보조스위치(Q_2)가 모두 턴-온 상태이므로 공진인덕터(L_r)에 남아 있는 에너지가 보조스위치(Q_2)를 통하여 전원으로 흐른다. 인덕터에 에너지가 충분히 감소된 후 보조스위치(Q_2)는 T_4 근처에서 턴-오프 된다.

모드 6($T_4 \sim T_5$): 보조스위치(Q_2)가 턴-오프 될 때, 공진인덕터 L_r 에 남아있는 전류는 C_{Q_2} 및 스너버 커패시터(C_n)으로 충전되고 스너버 커패시터(C_n)의 전압극성은 음으로 바뀌게 된다. 커패시터 C_n , C_{Q_2} 는 보조스위치(Q_2) 드레인 전압의 dv/dt 를 제어할 수 있는 스너버로 동작하므로 보조스위치(Q_2)는 ZCS로 턴-오프 된다. 스너버 커패시터(C_n)에 축적된 에너지는 주스위치(Q_1)의 턴-오프 전압스파이크를 감소시키기 위해 재 순환 된다. 결국 보조스위치(Q_2)의 턴-오프 스위칭 시 발생하는 전압스파이크 및 스위칭손실은 발생하지 않는다.

모드 7($T_5 \sim T_6$): 승압인덕터에 에너지가 방전되고 출력단 커패시터의 에너지는 부하로 방전된다. 이 모드에서 주스위치(Q_1)는 턴-오프하기 시작하고, 주스위치(Q_1)를 통하여 흐르는 전류는 공진커패시터(C_r)로 흐르기 때문에 주스위치(Q_1)의 양단전압은 증가하여 V_o 로 충전된다. 공진커패시터는 초기에 주스위치(Q_1)의 드레인 전압을 0으로 하기 때문에 턴-오프 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

모드 8($T_6 \sim T_7$): 공진커패시터의 전압이 V_o 로 충전되고, 스너버 커패시터(C_n)는 음으로 충전된 상태이므로 공진커패시터로 흐르는 전류는 스너버 커패시터(C_n)와 D_3 를 통하여 부하로 방전한다. 스너버 커패시터(C_n)의 방전은 주스위치(Q_1)의 드레인 전압 dv/dt 를 감소시킨다. 따라서 주스위치(Q_1) 턴-오프 시 전압스파이크와 손실을 감소시키는 역할을 한다. 블로킹다이오드는 ZVS로 턴-온 되고 입력전류는 승압인덕터를 통하여 부하로 흐르기 시작한다.

3. 시뮬레이션 및 실험결과

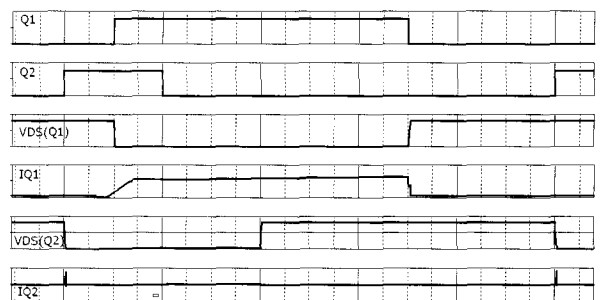


그림 4 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation results

그림 4는 제안된 회로의 Pspice시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 2에서 제시한 이상적인 파형과 거의 일치하는 것을

알 수 있다. 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로소자들 중 승압 인덕터는 전류의 리플율에 따라 값이 차이가 나는데, 통상 인덕터에 흐르는 최대 전류식은 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{LB-peak} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_o/\eta}{V_{in-min}} \quad (5)$$

여기서, $I_{LB-peak}$ 는 승압인덕터 전류의 피크전류, P_o 는 출력전력, η 는 시스템의 효율, V_{in-min} 은 교류 입력전압의 최소 실효값을 나타낸다. 승압인덕터는 패라이트 코어로 제작이 되었으므로 고조파 스위칭 리플에 따른 손실을 저감할 필요성이 있으며 리플전류는 승압인덕터 피크전류의 15%이내가 되도록 설계하면 된다.

시비율은 $(V_o - \sqrt{2} \cdot V_{in-min})/V_o$ 에 의해 원하는 값을 구할 수 있다. 전류의 변화율(ΔI)과 시비율(D), 스위칭주파수(f_{sw})를 이용하여 승압인덕터의 크기를 구하는 식은 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_B = \frac{\sqrt{2} V_{in-min} \cdot D}{f_{sw} \cdot \Delta I} \quad (6)$$

출력단 커패시터 C_o 는 고조파 리플을 2%이하의 규정레벨로 하기 위해 식(7)과 같은 수식을 사용하여 구할 수 있다.

$$C_o = \frac{P_o/\eta}{2\pi \cdot f_r \cdot V_{o-peak} \cdot V_o} \quad (7)$$

여기서, V_{o-peak} 는 출력 리플전압의 피크값이고, f_r 은 2고조파 입력주파수이다.

또한 공진 인덕터와 커패시터의 파라메타 설정은 공진 인덕터의 경우 유효값 계산은 식(8)을 이용할 수 있다.

$$L_r = \frac{V_o}{(di_{L_r}/dt)} \quad (8)$$

시스템에 사용된 블로킹다이오드의 역회복시간(t_{rr})을 고려하여 시간에 따른 전류변화율을 계산하고, 출력전압(V_o)를 고려하여 공진인덕터의 크기를 구할 수 있다. 공진커패시터는 계산된 공진인덕터의 크기를 식(2)에 대입하면 공진커패시터의 크기를 구할 수 있다. 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로 파라메타는 표 1에 나타내었다. 실험에 사용된 주스위치(Q_1)는 MOSFET 2SK1020을 선택하였다. 이 MOSFET은 $R_{DS(on)} = 0.18\Omega(25. C)$ 과 $C_{OSS} \approx 600pF$ 을 가진 500V, 30A소자이다. 보조스위치(Q_2)는 MOSFET APT5024AVR을 선택하였으며, 이 MOSFET은 $R_{DS(on)} = 0.24\Omega(25. C)$ 와 $C_{OSS} \approx 470pF$ 을 가진 500V, 18.5A소자이다. 블로킹 다이오드는 APT30D60B를 사용하였고 역회복 시간은 50ns이

다. 보조다이오드는 BYD74G, BYM26C Ultra Fast-Low loss (Philips Inc.)를 사용하였다. 그림 5는 기존의 ZVT컨버터 입력전압 및 전류파형을 보여주고 있다.

표 1 시스템 파라메타

Table 1 System parameter

V_{in}	220 [V_{rms}]	C_r	1000 [pF]
V_o	400 [V_{dc}]	L_r	6.2 [μH]
I_o	5 [A]	L_B	350 [μH]
f_{sw}	100 [kHz]	C_o	940 [μF]
C_n	470 [pF]	C_{Q2}	470 [pF]

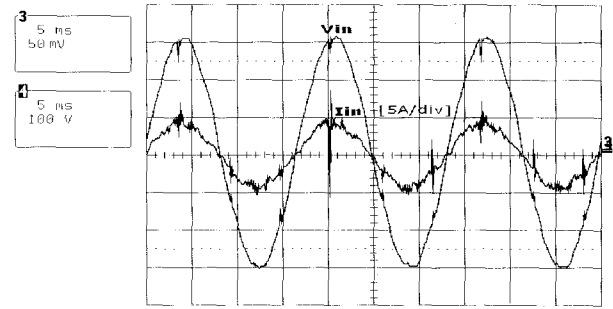
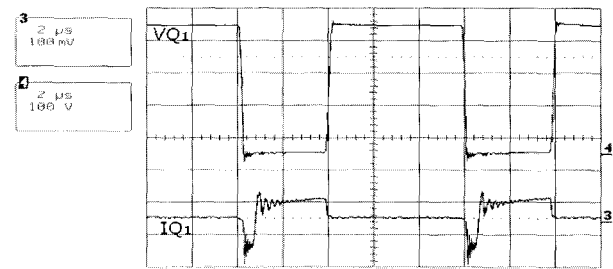
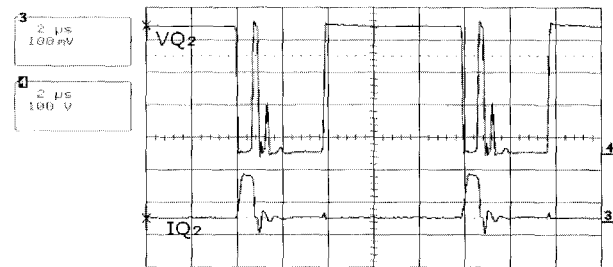


그림 5 기존의 ZVT컨버터 입력전압 및 전류파형

Fig. 5 Input voltage and current waveforms of conventional ZVT converter



(a)



(b)

그림 6 스위치의 전압 및 전류파형

(a) 주스위치 (b) 보조스위치, I [10A/div]

Fig. 6 Voltage and current waveforms of the switch

(a) Main switch (b) Auxiliary switch I [10A/div]

그림 6은 기존의 ZVT컨버터 주스위치(Q_1)와 보조스위치(Q_2)의 전압 및 전류파형을 보여주고 있다. 시뮬레이션 결과에서 살펴본 것처럼 주스위치(Q_1)는 턴-온 이전에 커패

시터와 인덕터의 공진을 통해서 주 스위치에 걸리는 전압이 0V로 떨어져 영 전압 스위칭을 하는 것을 알 수 있다. 주 스위치와는 달리 보조 스위치에서는 ZCS로 턴-온을 하지만 하드 스위칭으로 턴-오프를 하기 때문에 많은 전류 스트레스를 초래하고 손실이 생기게 되는 것을 알 수 있다. 이런 단점에도 불구하고 기존의 ZVT 방법을 통한 소프트 스위칭 PFC가 일반 하드 스위칭 PFC 보다 높은 효율을 나타내며, 역률 또한 1에 가까운 것을 알 수 있다. 그림 7은 제안된 ZVT컨버터의 입력전압 및 전류 출력파형을 보여준다. 실험 결과에서 보듯이 역률은 1에 가깝고, 기존에 제시된 ZVT컨버터의 입력전압 및 전류파형 결과와 비교하여 전류고조파가 감소되었음을 알 수 있다.

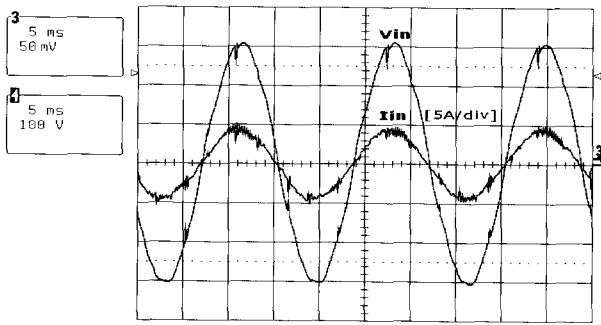
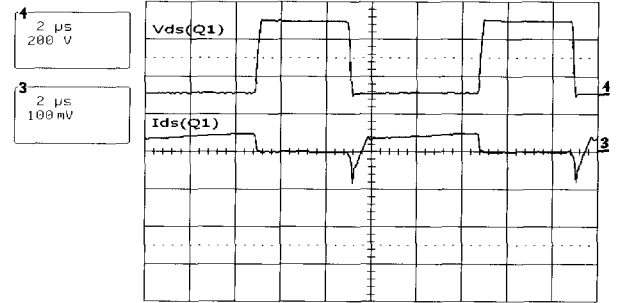
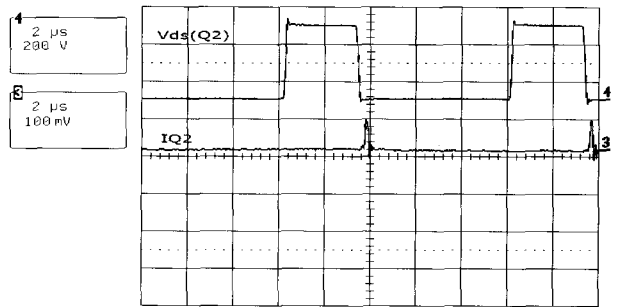


그림 7 제안된 ZVT컨버터 입력전압 및 전류파형
Fig. 7 Input voltage and current waveforms of proposed ZVT converter

그림 8(a)는 200W(경부하)에서 제안된 컨버터의 주스위치 (Q_1) 전압, 전류 파형이고 그림 8(b)는 보조스위치 (Q_2) 전압, 전류 파형이다. 경부하시에도 제안된 컨버터는 주스위치 (Q_1)이 턴-온되기 전에 역전류가 크지 않으며, 이는 결국 참고문헌[8]에 제시된 것과 같이 보조회로의 전류 스트레스를 감소시킬 수 있음을 나타낸다.



(a)



(b)

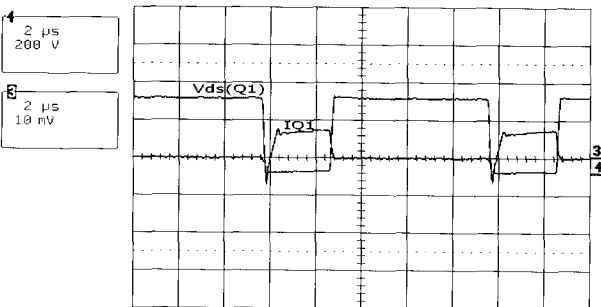
그림 9 스위치 전압 및 전류파형(경부하)

(a) 주스위치 (b) 보조스위치, $I [10A/div]$

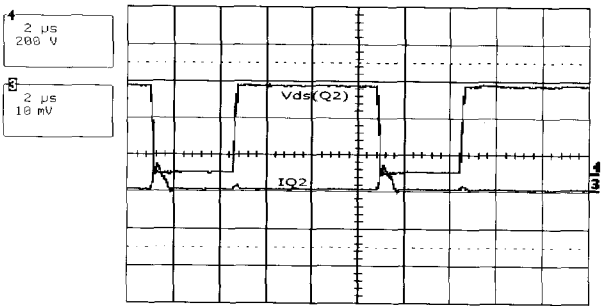
Fig. 9 Voltage and current of the main switch(Full Load)

(a) Main switch (b) Auxiliary switch, $I [10A/div]$

그림 9(a)는 2kW(풀부하)에서 제안된 컨버터의 주스위치 (Q_1) 전압, 전류 파형이고 그림 9(b)는 보조스위치 (Q_2) 전압, 전류 파형이다. 스위치의 턴-온과 턴-오프 시에 소프트 스위칭이 잘 이뤄지는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 8 스위치 전압 및 전류파형(경부하)

(a) 주스위치 (b) 보조스위치, $I [1A/div]$

Fig. 8 Voltage and current of the main switch(Light Load)

(a) Main switch (b) Auxiliary switch, $I [1A/div]$

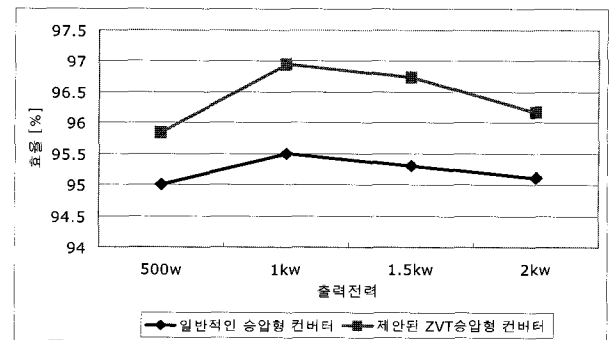


그림 10 컨버터 효율 분석

Fig. 10 The efficiency analysis of converter

그림 10은 기존의 ZVT컨버터와 제안된 ZVT컨버터의 출력용량에 따른 효율분석 결과를 보여준다. 제안된 컨버터 시스템이 기존의 컨버터에 비해 높은 효율을 나타내고 있음을 알 수 있다. 그림 11은 두 컨버터에 대한 역률을 분석한 그래프를 보여준다. 두 컨버터가 0.99이상의 높은 역률을 나타내고, 제안한 컨버터가 더 높은 역률을 나타내는 것을 알 수 있다.

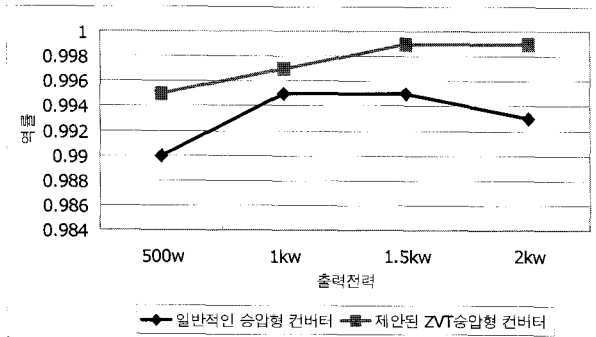


그림 11 컨버터 역률 분석
Fig. 11 The power factor analysis of converter

표 2 기존의 승압형 컨버터의 실험결과
Table 2 Experimental results of conventional boost converter

	500w	1kw	1.5kw	2kw
입력 전력	637W	1070W	1505W	1960W
역률	0.99	0.995	0.995	0.991
출력 전압	402V	400.1V	397V	394V
출력 전류	1.5A	2.55A	3.62A	4.68A
효율	95%	95.5%	95.3%	95.1%

표 3 제안된 ZVT 승압형 컨버터의 실험결과
Table 3 Experimental results of the proposed ZVT boost converter

	500W	1KW	1.5KW	2KW
입력 전력	450W	1130W	1470W	1990W
역률	0.995	0.997	0.999	0.999
출력 전압	404V	400V	396V	393V
출력 전류	1.07A	2.76A	3.59A	4.87A
효율	95.84%	96.95%	96.74%	96.17%

표 2와 표 3은 부하 변동에 따른 기존의 승압형 컨버터와 제안된 ZVT 승압형 컨버터의 실험 결과를 나타낸다. 기존의 승압형 컨버터에 비해 제안된 ZVT 승압형 컨버터의 효율 및 역률이 개선되었음을 알 수 있다. 표 4는 PM3000-Power Analyzer로 측정된 기존의 ZVT컨버터와 논문에서 제안된 ZVT컨버터의 입력전류 THD분석결과를 나타내고 있다. 기존의 ZVT컨버터에 비해 제안된 ZVT컨버터가 전체 고조파 왜곡(THD)이 작은 것을 확인할 수 있다.

표 4 컨버터 입력전류 THD 분석
Table 4 THD analysis of the converter input current

Converter	THD
기존의 ZVT컨버터	0.03829
제안된 ZVT컨버터	0.02932

4. 결 론

본 논문은 기존의 ZVT컨버터와 능동스너버를 갖는 제안된 컨버터를 비교 및 분석하였다. 제안된 ZVT 컨버터를 사용하여 역률을 향상시키고, 기존의 ZVT컨버터에 능동스너버 회로를 도입하여 스위칭 손실을 감소시켜 효율을 향상시킬 수 있음을 확인하였다. 또한 경부하시에도 영전압 스위칭 특성이 나타남을 실험결과를 통하여 제시하였다. 기존의 ZVT 소프트 스위칭 컨버터는 공진을 이용하여 주스위치(Q_1)가 영 전압 스위칭을 할 수 있다. 그러나, 기존의 ZVT 컨버터는 보조스위치(Q_2)의 하드 스위칭과 높은 스위칭 전류로 인해 손실이 감소되는 단점을 가지고 있다. 이런 단점을 극복하기 위해 능동스너버 회로를 이용한 개선된 ZVT 컨버터를 제안하고 시스템 설계 방안을 제시하였다. 제안된 컨버터는 주스위치(Q_1)가 ZVT 턴-온 및 보조스위치(Q_2)는 ZCS 턴-오프 한다. 또한 보조스위치(Q_2)의 낮은 전류 스트레스로 보조회로에서의 손실 감소, 주스위치(Q_1)와 보조스위치(Q_2)의 턴-오프 시에 전압 스파이크 감소 등의 장점을 갖는다. 그리고 ZVT컨버터에 대한 시뮬레이션과 실제 시스템에 적용한 실험 회로를 구성하여 특성을 알아보고, 제안한 컨버터가 우수한 성능을 보이는 것을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2006학년도 강원대학교 캠퍼스 공동연구 지원사업에 의한 것임

참 고 문 헌

- [1] Lloyd H. Dixon Jr, "High power factor preregulators for off-line power supplies", Unitrode switching regulated power supply design deminar manual, pp. I2-1-I2-6, 1991.
- [2] 광동걸, "새로운 PFC 스텝-업 컨버터의 입출력 파형 해석 및 고조파분석에 관한 연구", 대한 전기학회 논문지, 전기기기 및 에너지변환시스템부문B, 1229-2451, 제54권12호, pp.622-628, 2005.
- [3] Q. Zhao, M. Xu, F. C. Lee, and J. Qian, "Single switch parallel power factor correction AC-DC converters with inherent load current feedback" IEEE Trans. on PE, vol. 19, pp.928-936, 2004.
- [4] Lisheng Shi, Limin Chen, Chengqun Yin, "A Novel PWM Soft Switching DC-DC Converter", INTELEC '06. 28th Annual International, pp.1-6, 2006.

- [5] T.-W. Kim, H.-S. Kim, and H.-W. Ahn, "An Improved ZVT PWM boost converter", in IEEE PESC. Conf Rec., 2000, pp. 615-619.
- [6] N.Jain, P.Jain, and G.Joos, "Analysis of a zero voltage transition boost converter using a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses", in IEEE PESC Conf Rec., 2001, pp.1799-1804.
- [7] M.L. Martins, H.A. Grundling, H.Pinheiro, J.R. Pinheiro and H.L.Hey, "A ZVT PWM boost converter using auxiliary resonant source", in IEEE APEC Conf Rec., 2002, pp.1101-1107.
- [8] 배진용, 김용, 백수현, 이은영, 최근수, 계상범, "개선된 ZVT PWM Boost 컨버터" 대한 전기학회 논문지, 전기기기 및 에너지변환시스템부문B, 1229-2451, 제52권9호, pp.460-467, 2003.
- [9] 박경수, 김윤호, "소프트 스위칭 방식을 갖는 2kW PFC 컨버터의 분석 설계 및 실험 비교", 대한 전기학회 논문지, 전기기기 및 에너지변환시스템부문B, 1229-2451, 제51권9호, pp.537-544, 2002.
- [10] Jung-Hui Cheng, Witulski. A.F., "Simple design of selected 3-element converters by scaling the solution of the LC parallel resonant converter", APEC '96. vol. 1, pp. 284 - 290, 1996.



이 정 문 (李 廷 紋)

1959년 2월 7일생. 1981년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1993 ~ 1994년 미국 USC Visiting Scholar. 1988년 ~ 현재 강원대학교 IT특성화학부 교수.
E-mail : jmlee@kangwon.ac.kr



최 찬 석 (崔 燦 石)

1972년 5월 29일생. 1998년 삼척대학교 제어계측공학과 졸업. 2001년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2007년 강원대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(박사). 2002년 ~ 2007년 강원대학교 산업기술 연구소 연구원. 2007년 ~ 현재 P&S Technology 기술연구소.



김 수 흥 (金 洙 弘)

1976년 8월 11일생. 2002년 삼척대 제어계측공학과 졸업. 2004년 중앙대 전자전기공학부 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자전기공학부 박사과정.

저 자 소 개



김 춘 삼 (金 春 杉)

1960년 11월 12일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1988년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001 ~ 2002년 미국 Ohio Akron대학 전기공학과 Visiting Scholar. 1994년 ~ 현재 강원대학교 전기제어공학부 교수.
E-mail : jae6090@kangwon.ac.kr



성 원 기 (成 源 基)

1956년 2월 9일생. 1980년 중앙대 전자공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1986 ~ 현재 강원대학교 전자정보통신공학부 교수.
E-mail : sungwk@kangwon.ac.kr