

# 액티브 보조 공진 스너버를 이용한 ZVT-PWM AC-DC 컨버터의 실험적 고찰

(The Experimental Consideration of ZVT-PWM AC-DC Converter using  
Active Auxiliary Resonant Snubber)

서기영\* · 문상필 · 김주용 · 박진민

(Ki-Young Suh · Sang-Pil Mun · Ju-Yong Kim · Jin-Min Park)

## 요 약

본 논문에서 액티브 스너버 회로를 가진 영전압 변환 펄스 폭 변조(ZVT-PWM) 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 경부하 상태에서도 동작하며, 영전압 스위칭과 영전류 스위칭 부근에서 온-오프 되며, 주 스위치와 주 다이오드에 전압과 전류의 스트레스가 추가적으로 발생하지 않는다. 그리고 보조 스위치와 보조 다이오드의 전압과 전류 허용 레벨을 제시하였다. 제안된 750[W], 80[kHz] PWM 부스터 컨버터는 전 출력 전력에서 소프트 스위칭 컨버터를 적용하여 실행한 결과 주 스위치에서의 손실은 하드 스위칭과 비교해서 약 27%, 전체 회로 손실은 약 36% 저감되었으며, 전체 효율은 기존의 컨버터보다 보다 6% 정도 향상됨을 확인하였다.

## Abstract

Zero Voltage Transition Pulse Width Modulation (ZVT-PWM) converter with active snubber circuit was proposed on this paper. The converter that has been proposed snubber circuit can be operated at the condition of light load range, and this converter is turned on and off near by Zero Voltage Switching (ZVS) or Zero Current Switching (ZCS). If the stress of voltage and current are not occurred at the main switch and main diode, we subjected the allowed level of voltage and current on the auxiliary switch and auxiliary diodes. By proposed 750[W], 80[kHz] PWM boost converter to apply soft switching on the power of total output, the loss of main switch to compare with hard switching was reduced about 27%, and the loss of total circuit was reduced about 36%. The total efficiency was increased about 6% to compare with general converter.

Key Words : ZVT-PWM, Light Load, Active Auxiliary Resonant Snubber

## 1. 서 론

일반적인 PWM 컨버터 구현 시 시스템의 소형화

및 경량화는 스위칭 주파수를 증가시킴으로써 얻을 수 있다. 하지만 스위칭 주파수가 증가함에 따라 필연적으로 스위칭 손실이 증가하게 되어 전체 시스템 효율을 저하시키는 요인으로 작용한다. 따라서 스위칭 주파수의 증가에 따른 스위칭 손실을 감소시키는 것은 필수적인 사항이라 할 수 있다. 이를 위해 스위칭 과도상태에서 발생하는 스위칭 손실을 감소시키기 위해 여러 가지 공진형 컨버터에 관한 연구가 활

\* 주저자 : 경남대학교 전기전자공학부 교수  
Tel : 055-249-2630, Fax : 055-249-2630

E-mail : skiyong@kyungnam.ac.kr

접수일자 : 2003년 8월 28일

1차심사 : 2003년 9월 25일

심사완료 : 2003년 11월 1일

조명 · 전기설비학회논문지 제18권 제2호, 2004년 3월

발히 이루어지고 있다[1]-[9].

최근 주 스위치의 전압 및 전류 스트레스를 감소 시키며 주 스위치의 소프트 스위칭을 이루는 ZVT (Zero Voltage Transition) 및 ZCT (Zero current Transition)와 같은 새로운 기법들이 제안되고 있다. [2][5][7][8] 이러한 기법들은 넓은 입력 및 부하범위에서 주 스위치의 영전압 혹은 영전류 스위칭을 이루게 되며, 주 다이오드의 소프트 스위칭과 일정 주파수에서 제어하는 장점들을 가지게 된다. 그러나 이중 ZCT 기법은 주 스위치 턴-오프 시 영전류 스위칭을 이루게 되어 테일 전류(tail current)에 의한 스위칭 손실이 증가하는 IGBT에 주로 사용되어 왔다. 이러한 IGBT의 장점은 MOSFET에 비해 저가이며 저 도통 손실을 갖는 특성으로 고 전력 응용에 많이 사용되어지고 있다[5]. 하지만 이러한 ZCT 기법은 주 스위치 턴-온 시 주 다이오드의 역 회복 전류에 의한 di/dt의 증가와 이에 따른 EMI, 공진 전류로 인한 전류 스트레스 및 도통 손실, 그리고 추가된 보조 스위치의 하드 스위칭을 감당해야 하는 문제점을 안고 있다. 이러한 보조 스위치의 하드 스위칭을 극복하기 위해 새로운 ZCT 기법들이 제안되었으나 여전히 주 스위치 또는 주 다이오드에 공진 전류로 인한 전류 스트레스가 존재하는 문제를 가지고 있다 [2]. 반면 ZVT 기법은 주 스위치 턴-온 시 영전압 스위칭을 이루어 기생 커패시턴스에 의한 턴-온 손실이 큰 MOSFET에 적절한 스위칭 방식이나 이러한 MOSFET은 고압, 고출력인 경우 고가이며, 소자 특성상 RDS-ON의 증가에 의해 도통 손실이 증가하게 되는 심각한 문제점이 있다. 또한, 최근에는 영전압 및 영전류 스위칭을 동시에 이루는 ZVZCS 컨버터가 개발되어져 활발히 연구되고 있다[9]. 하지만 이러한 컨버터는 보조 스위치의 스위칭 주파수가 주 스위치의 스위칭 주파수의 두 배가 되기 때문에 전체 시스템의 스위칭 주파수가 증가할수록 보조 스위치의 스위칭 주파수의 증가가 전체 시스템의 스위칭 주파수를 높이는데 제한적인 요인으로 작용하게 된다. 더구나 추가되는 보조 회로 구성 요소들로 인한 비용 상승에 따른 시스템의 고 비용화 및 보조 스위치의 제어가 용이하지 못한 문제점을 지니고 있다. 따라서 본 논문에서는 새로운 액티브 스너버 회로

가 추가된 ZVT-PWM 컨버터의 형태를 제안하고자 한다. 액티브 스너버 회로 ZVT-PWM 컨버터를 이용하였을 때 구조가 간단하고, 저비용, 경부하에서의 동작특성 등을 확인하고자 한다. 그리고 주 스위치와 주 다이오드에서 발생하는 전압과 전류의 스트레스를 저감시키고자 한다. 이러한 모든 사항은 실험을 통하여 그 타당성을 증명하고자 한다.

## 2. ZVT-PWM AC-DC 컨버터

### 2.1 회로구성 및 해석

그림 1은 제안한 소프트 스위칭 승압형 컨버터의 주 회로를 나타낸 것이다. 제안한 회로는 기존의 승압형 초퍼회로에 공진형 인덕터  $L_m$ , 공진용 커패시터  $C_r$ , 로스레스 스너버 커패시터  $C_s$ , 보조 스위치  $S_2$ , 보조 다이오드를 추가하여 구성된 것이다. 그림 2는 제안한 회로의 모드 해석과 등가회로를 나타낸 것이다.

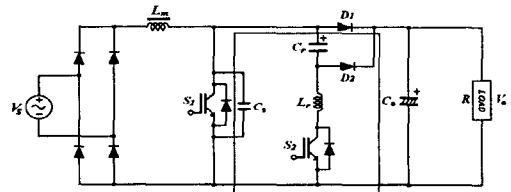


그림 1. 제안한 소프트 스위칭 승압형 컨버터의 주 회로  
Fig. 1. Main circuit of proposed soft switching boost type converter

· Mode 0 ( $t_7 \leq t < t_0$ )

다이오드  $D_1$ 이 턴-온하면 승압용 인덕터  $L_m$ 에 축적된 에너지는 부하측으로 이동되는 모드이다. 이때 보조 스위치  $S_2$ 가 턴-온 하면 모드 1이 시작된다.

· Mode 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ )

보조 스위치  $S_2$ 를 ZCS 턴-온하면 L-C 직렬 공진 회로부에 전류가 흐르기 시작하는 모드이다. 이때 공진 인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 의 전류는 정현적으로 증가한다. 기생 드레인 전원 커패시턴스의

방전 전류 비율의 증가는 인덕터  $L_r$ 로써 제한되지 않으며,  $S_2$ 는 ZCS 턴-온 부근에서 정류된다.  $L_r$ 의 전류와  $C_r$ 의 전압은 다음과 같이 주어진다.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_0}{Z_1} \sin(\omega_1(t-t_0)) \quad (1)$$

$$V_{Cr}(t) = V_0 - V_0 \cos(\omega_1(t-t_0)) \quad (2)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

· Mode 2 (  $t_1 \leq t < t_2$  )

다이오드  $D_1$ 이 턴-오프되는 모드이다. 모드 2에서는 주 스위치  $S_1$ 과 병렬로 접속되어 있는 스너버 커패시터  $C_s$ 가 공진 인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 에 의해 부분 공진으로 동작되며, 이때 스너버 커패시터  $C_s$ 의 전압은 천천히 강압된다.  $L_m$ 은  $L_r$ 보다 더 크며, 주 인덕터 전류  $I_{Lm}$ 은 이 모드에서 일정하다고 가정할 수 있다. 그리고 공진 인덕터 전류, 공진 커패시터 전압, 스너버 커패시터 전압을 나타내면

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_1}{Z_2} \sin(\omega_2(t-t_1)) + I_1 \cos(\omega_2(t-t_1)) - I_1 + I_{Lr}(t_1) \quad (5)$$

$$V_{Cs}(t) = \frac{C}{C_s} [ V_1 \cos(\omega_2(t-t_1)) - I_1 Z_2 \sin(\omega_2(t-t_1)) - V_1 ] + \frac{I_{Lm}}{C_r + C_s} (t-t_1) + V_0 \quad (6)$$

$$V_{Cr}(t) = -\frac{C}{C_r} [ V_1 \cos(\omega_2(t-t_1)) - (I_1 Z_2 \sin(\omega_2(t-t_1)) - V_1 ] + \frac{I_{Lm}}{C_r + C_s} (t-t_1) + V_{Cr}(t_1) \quad (7)$$

$$I_1 = I_{Lr}(t_1) - \frac{C}{C_s} I_{Lm} \quad (8)$$

$$V_1 = V_0 - V_{Cr}(t_1) \quad (9)$$

$$C = \frac{C_r C_s}{C_r + C_s} \quad (10)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_r}{C}} = \sqrt{\frac{L_r(C_r + C_s)}{C_s C_r}} \quad (11)$$

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_r C}} = \sqrt{\frac{C_s + C_r}{L_r C_s C_r}} \quad (12)$$

스위치  $S_2$ 의 최대 드레인 전류는  $V_{Cs} - V_{Cr} = 0$ 일 때 최대 공진 인덕터 전류  $I_{Lrp}$ 는 식 (13)으로 주어진다.

$$I_{Lrp} = \frac{\sqrt{V_1^2 + (I_1 Z_2)^2}}{Z_2} + \frac{C}{C_s} I_{Lm} \quad (13)$$

· Mode 3 (  $t_2 \leq t < t_3$  )

스너버 커패시터  $C_s$ 의 전압이 제로로 되면, 주 스위치  $S_1$ 의 역병렬 다이오드  $D_{S1}$ 이 턴-온되는 모드이다. 이때 다이오드  $D_{S1}$ 의 도통 전류가 감소해서 부(負)에서 정(正)으로 흐르게 되며, 주 스위치  $S_1$ 은 영전압 스위칭(ZVS)과 영전류 스위칭(ZCS)으로 턴-온을 실현시키게 된다.  $L_r$  양단 전압은  $-V_{Cr}$ 와 같고,  $I_{Lr}$ 은 부(-)의 경사를 가진다. ZVS를 얻기 위해  $S_1$ 은 스위치  $S_1$ 의 다이오드가 턴-오프 전에 턴-온 되어야 한다. 이는  $I_{Lr}$ 이 감소하여  $I_{Lm}$ 일 때 발생한다. 회로의 동작이  $S_1$ 에 의해 영향을 받지 않으면 위의 식이 만족되어진다. 이 모드에서,  $I_{S1}$ 의 증가율은  $L_r$ 과  $C_r$ 사이에서 공진으로써 결정되어진다.  $I_{Lr}$ 과  $V_{Cr}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$I_{Lr}(t) = I_2 \cos(\omega_1(t-t_2)) - \frac{V_2}{Z_1} \sin(\omega_1(t-t_2)) \quad (14)$$

$$V_{Cr}(t) = I_2 Z_1 \sin(\omega_1(t-t_2)) + V_2 \cos(\omega_1(t-t_2)) \quad (15)$$

$$I_2 = I_{Lr}(t_2) = \sqrt{\frac{L_r I_{Lr}^2 - C_r V_2^2}{L_r}} \quad (16)$$

$$V_2 = V_{Cr}(t_2) = \frac{I_{Lm}}{C_r}(t_2-t_1) + \frac{C_s}{C_r} V_0 + V_{Cr}(t_1) \quad (17)$$

· Mode 4 (  $t_3 \leq t < t_4$  )

주 스위치  $S_1$ 에 흐르는 전류가 승압용 인덕터  $L_m$ 을 흐르는 전류보다도 크게 되면, 보조스위치  $S_2$ 의 역병렬 다이오드  $D_2$ 가 턴-온되어, 보조 스위치  $S_2$ 에 흐르는 전류는 다이오드  $D_{S2}$ 에 전류(轉流)되는 모드이다. 이때 보조 스위치  $S_2$ 에 흐르는 도통 전류는 부(負)에서 정(正)으로 흐르게 되며, 보조 스위치  $S_2$ 는 ZVS와 ZCS로 턴-오프된다.  $t_3$ 일 때,  $I_{Lr}$ 은 제로로 되고,  $V_{Cr}$ 과  $V_{Crp}$ 의 최대 값이 나타난다.  $D_2$ 의 전압 스트레스는  $V_0 + V_{Crp}$ 와 같다.  $V_{Crp}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$V_{Crp} = \sqrt{\frac{L_r I_{Lr}(t_2)^2 + C_r V_{Cr}(t_2)^2}{C_r}} \quad (18)$$

$L_r$ 과  $C_r$ 사이의 공진은 이 모드에서  $S_1$ 과 스위치  $S_2$ 의 다이오드를 통해 계속 된다.  $t_4$ 에서  $I_{Lr}$ 는 다시 제로로 되며,  $V_{Crp}$ 는  $t_3$ 과 같이 같은 크기를 유지하는 동안에  $V_{Cr}$ 의 극성은 역으로 된다.  $S_1$ 의 턴-온 전류 스파이크는 다음과 같다.

$$I_{slp} = I_{Lm} + I_{Lrp} \quad (19)$$

· Mode 5 (  $t_4 \leq t < t_5$  )

보조 스위치  $S_2$ 가 완전히 턴-오프되는 모드이다. 이때 공진 인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 에 흐르는 전류가 0으로 되면 승압용 인덕터  $L_m$ 에 에너지

가 축적된다.

· Mode 6 (  $t_5 \leq t < t_6$  )

주 스위치  $S_1$ 이 ZVS 턴-오프되는 모드이다. 이때 승압용 인덕터  $L_m$ 의 전류는 주 스위치  $S_1$ 과 스너버 커패시터  $C_s$ 에 흐르게 되며,  $C_s$ 의 전압은 천천히 상승된다.

· Mode 7 (  $t_6 \leq t < t_7$  )

스너버 커패시터  $C_s$ 의 충전전압이 출력전압보다 크게 되면, 보조 다이오드  $D_2$ 가 턴-온되는 모드이다. 이때 스너버 커패시터  $C_s$ 가 출력전압  $V_0$ 와 같게 되면, 다이오드  $D_1$ 이 턴-온되어 모드 7은 끝나고, 모드 0으로 전환된다.

## 2.2 컨버터의 기본 특징

그림 3은 주 인덕터 전류 리플을 나타낸 것이다. 그림 3에서 주 스위치  $S_1$ 이 턴-온과 턴-오프시에 발생하는 전류 스파이크의 크기가 같다는 것을 알 수 있다. 그림 3에서 실선은 실제적으로 불연속 동작 모드에서 주 스위치  $S_1$ 의 전류 스트레스가 주 인덕터 전류 리플보다  $\pm 33.3\%$ 만큼 경우 턴-온시 전류의 스파이크로부터 영향을 미치지 않으며, 점선은 불연속 동작 모드에서  $S_1$ 의 전류 스트레스는 주 인덕터의 평균 전류보다 훨씬 낮아지는 것을 알 수 있다.

그림 4는 각 모드별 Cadence사의 PSpice 9.2에 의한 시뮬레이션 파형을 나타낸 것이며, 표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다.

그림 5는 제안한 ZVT-PWM AC-DC 컨버터의 실험 장치를 나타낸 것이며, 그림 6은 스너버 회로를 구성하는 인덕터와 커패시터의 전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그림 7은 제안한 회로의 주 스위치  $S_1$ 과 보조 스위치  $S_2$ 의 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. 그림 7(a)에서 제안한 회로의 주 스위치  $S_1$ 이 ZVS 턴-온, 턴-오프에서 정류되는 것을 알 수 있으며, 모든 비이상적 정류 현상들은 액티

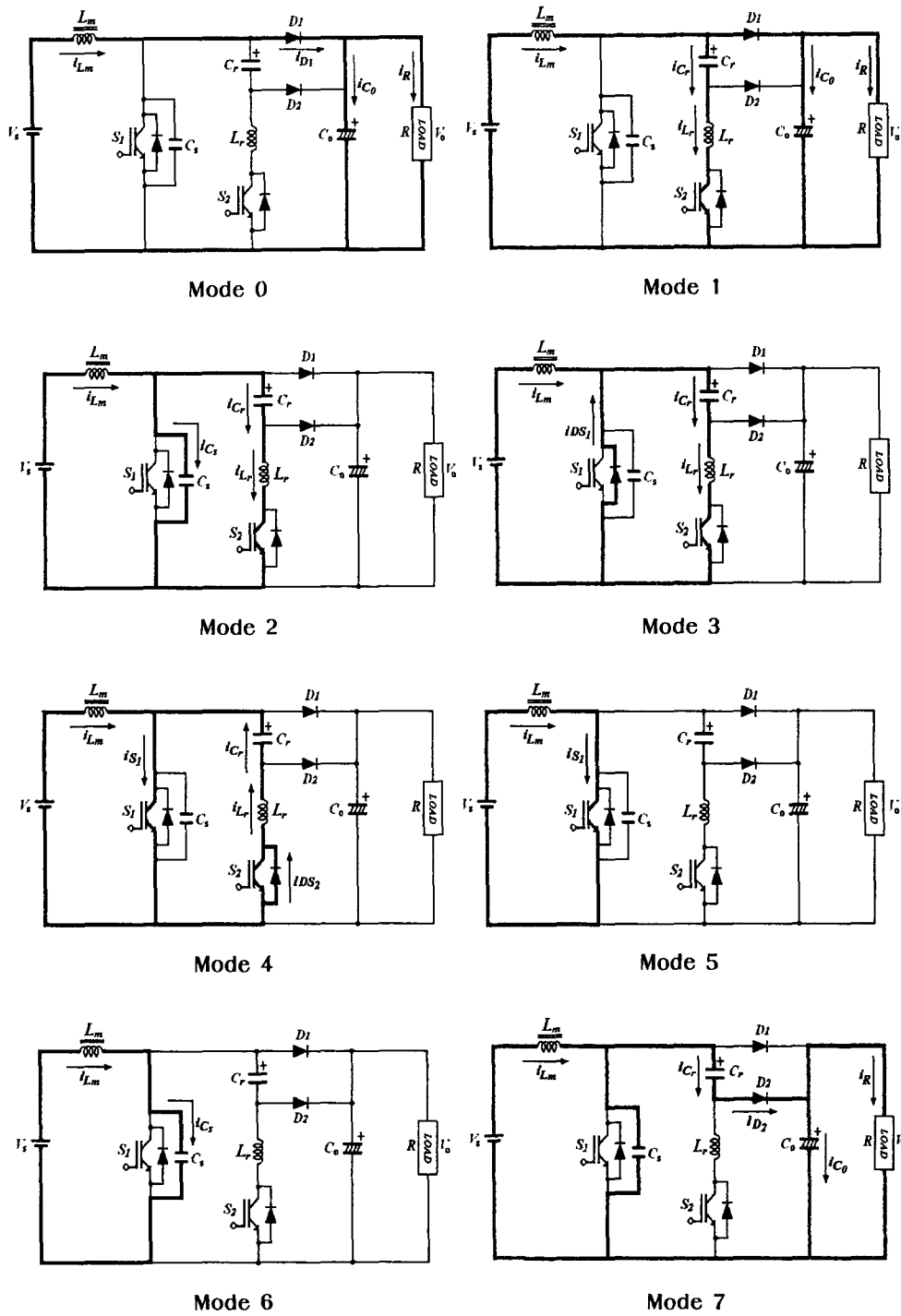


그림 2. 각 모드의 동작과 등가회로

Fig. 2. Operation and equivalent circuits of each mode

액티브 보조 공진 스너버를 이용한 ZVT-PWM AC-DC 컨버터의 실험적 고찰

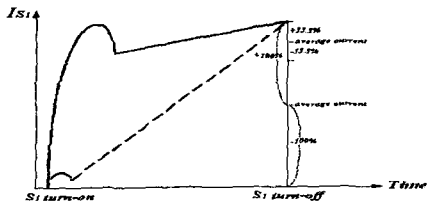


그림 3. 주 스위치 S1의 전류 스트레스  
Fig. 3. Current stress of main switch S1

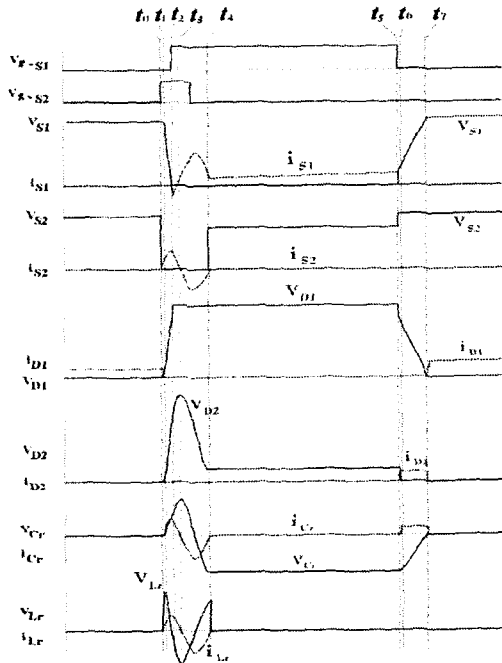


그림 4. 각 모드의 동작 파형  
Fig. 4. Operating waveforms of each mode

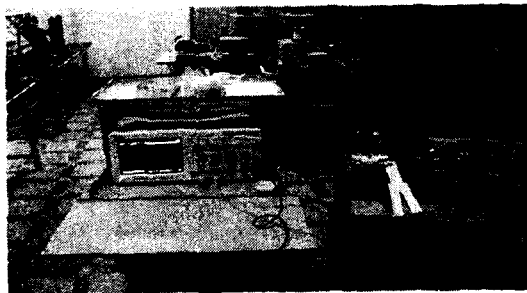
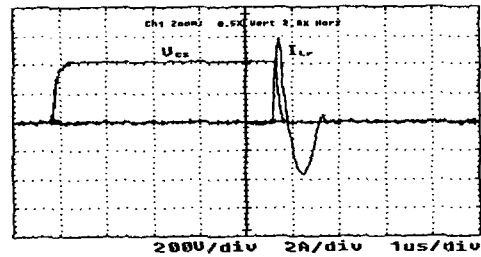


그림 5. 제안한 ZVT-PWM AC-DC 컨버터의 실험 장치  
Fig. 5. Experimental equipment proposed ZVT-PWM AC-DC converter

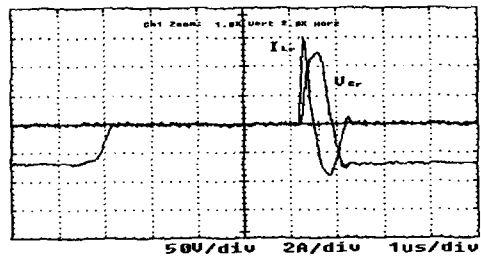
브 스너버 회로를 사용함으로써 제거되었다. 그림 7(b)에서는 보조 스위치  $S_2$ 가 ZVS 턴-오프 그리고 ZCS 턴-온 부근에서 정류하는 것을 알 수 있는데 이것은 기생 드레인-소스간 커패시턴스의 방전 때문에 보조 스위치  $S_2$ 가 ZCS 턴-온 부근에서 정류가능하기 때문이다.

표 1. 시뮬레이션과 실험에 사용된 회로정수  
Table. 1. Circuit parameter using experiment and simulation

직류입력전압	$V_s$	200[V]
직류출력전압	$V_{out}$	380[V]
스위칭 주파수	$f_s$	80[kHz]
전해 커패시터	$C_o$	940[ $\mu$ F]
스너버 커패시터	$C_s$	1.8[nF]
공진 인덕터	$L_r$	6.0[ $\mu$ H]
공진 커패시터	$C_r$	10[nF]
승압용 인덕터	$L_m$	1.024[mH]
변조도	$M$	0.9
IGBT	S1, S2	1MBH40-60
Diode	D1, D2	ERD60-100

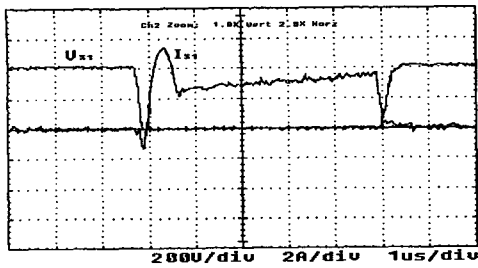


(a)  $I_{Lr}$  and  $V_{Cs}$

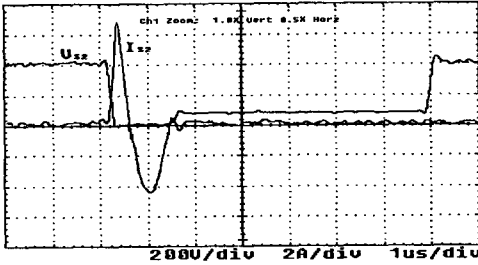


(b)  $I_{Lr}$  and  $V_{Cr}$

그림 6. 스너버 회로의 인덕터 전류와 커패시터 전압  
Fig. 6. Inductor current and capacitor voltage the snubber circuit

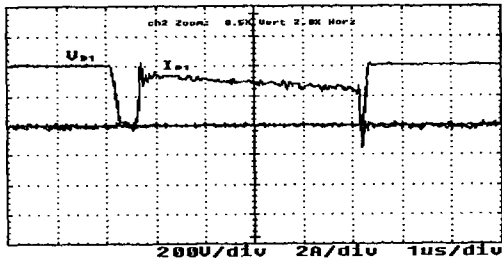


(a) Main switch S1

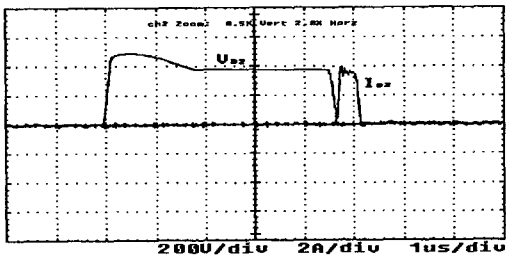


(b) Auxiliary switch S2

그림 7. 스위치 전압과 전류 파형  
Fig. 7. Waveforms of switch voltage and current



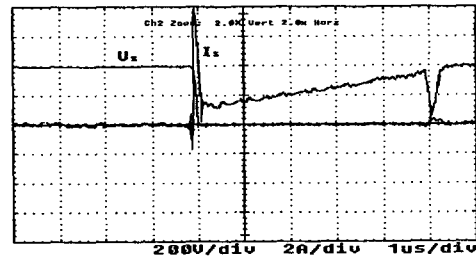
(a) Main diode D2



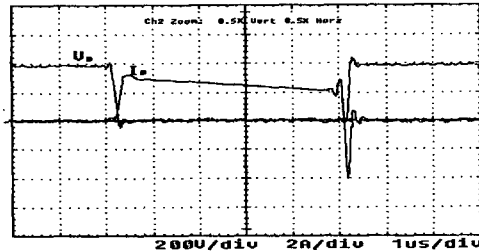
(b) Auxiliary diode D2

그림 8. 제안된 회로의 다이오드 D2의 전압과 전류 파형  
Fig. 8. Voltage and current waveforms of diode D2 of the proposed circuit

그림 8(a)와 (b)는 ZVS 턴-온, 턴-오프시 주 다이오드  $D_1$ 과 보조 다이오드  $D_2$ 의 전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이다. 일반적으로 소프트 스위칭 턴-온시 스위치에 전류 스트레스가 증가하는 현상이 발생하는데, 제안한 회로는 이러한 현상을 적절히 선택된 주 인덕터  $L_m$ 에 의해서 감소시켰다.



(a) Switch S



(b) Diode D

그림 9. 기존 회로의 전력용 다이오드와 스위치의 전압과 전류 파형

Fig. 9. Voltage and current waveforms of power diode and switch of the generally circuit

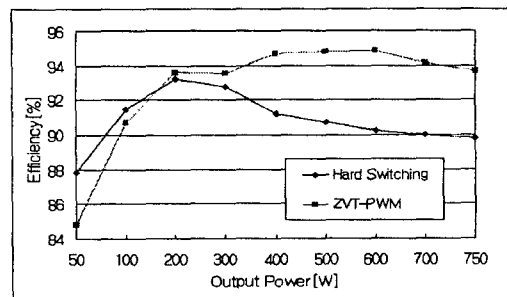


그림 10. ZVT-PWM 컨버터와 하드 스위칭의 효율  
Fig. 10. Efficiency of the ZVT-PWM converter and hard switching

그림 6, 그림 7, 그림 8에서 알 수 있듯이 실험과 시뮬레이션 파형이 거의 일치되며, 스너버 동작의 해석이 유효함을 확인하였다. 그림 9는 기존 컨버터의 스위치와 전력용 다이오드의 전압과 전류의 실험 파형을 나타낸 것이다.

그림 10은 하드 스위칭과 ZVT-PWM 컨버터의 효율을 측정한 것이다. ZVT-PWM 컨버터가 600 [W]일 때 95[%]의 최대 효율이 측정되었다.

### 3. 결 론

본 논문에서는, 기존의 ZVT-PWM 컨버터의 단점을 보완한 액티브 스너버 회로를 이용한 ZVT-PWM 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

- 1) 경부하 상태에서도 동작이 가능하다.
- 2) 턴-온과 턴-오프시 ZVS와 ZCS로 동작되므로 주 소자들에서 다른 부가 전압, 전류는 생기지 않는다.
- 3) 제안된 소프트 스위칭에서의 전 출력 전력은 주 스위치 손실에서 기존의 하드 스위칭 컨버터에 비해 약 27 [%], 전 회로 손실은 약 36 [%] 감소된다.
- 4) 효율은 기존의 하드 스위칭 경우보다 6 [%] 상승된다.

이러한 모든 사항은 시뮬레이션과 실험 결과에 의해서 타당성을 확인하였다.

#### - 감사의 글 -

본 연구는 2003학년도 경남대학교 학술논문게재연구비 지원으로 이루어졌습니다.

### References

- [1] Robert Streit, "High efficiency telecom rectifier using a novel soft-switched boost-based input current shaper", in Int. Telecommunications Energy Conf. Proc., pp.720-726, 1991.
- [2] C. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero current transition PWM converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, pp. 601-606, Nov. 1994.

- [3] A. Elasser and D. A. Torrey, "Soft switching active snubbers for dc/dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 710-722, Sept. 1996.
- [4] K.Mark Smith and Keyue Ma Smedley, "Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 2, pp.649-658, 1997.
- [5] H. Mao, F. C. Lee, X. Zhou, H. Dai, M. Cosan, and D. Boroyevich, "Improved zero-current-transition converters for high power applications," IEEE Trans. Ind. Applicat. vol. 33, pp. 1220-1232, Sept./Oct. 1997.
- [6] C. J. Tseng and C. L. Chen, "A passive snubber cell for nonisolated PWM dc/dc converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, pp. 593-601, Aug. 1998.
- [7] V. Grigore and J. Kyyra, "A new zero voltage transition PWM buck converter," in Proc. 9th Mediterranean Electrotech. Conf. (MELECON'98), vol. 2, 1998, pp. 1241-1245.
- [8] T. W. Kim, H. S. Kim, and H. W. Ahn, "An improved ZVT PWM boost converter," in Proc. 31st Power Electron. Spec. Conf. (PESC'00), vol. 2, 2000, pp. 615-619.
- [9] R. L. Lin and F. C. Lee, "Novel zero current switching zero voltage switching converters," in PESC '96, pp. 438-442.

#### ◇ 저자소개 ◇

##### 서기영 (徐基永)

1942년 4월 18일생. 1965년 한양대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현 경남대 전기전자공학부 교수.

##### 문상필 (文相弼)

1975년 2월 9일생. 1997년 부경대 전기공학과 졸업. 2001년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학).

##### 김주용 (金周容)

1977년 12월 1일생. 2002년 경남대 전기전자공학부 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현 동 대학원 전기공학과 박사과정.

##### 박진민 (朴鎭民)

1975년 10월 30일생. 2003년 경남대 전기전자공학부 졸업. 현 경남대 대학원 전기공학과 재학(석사).