

PFC ZVT-PWM 승압형 컨버터에서 통합형 멀티칩 전력 모듈 제조를 위한 개선된 소프트 스위치 보조 공진 회로

김용욱¹, 김래영[†], 소재환¹, 최기영¹

A Novel Soft Switched Auxiliary Resonant Circuit of a PFC ZVT-PWM Boost Converter for an Integrated Multi-chips Power Module Fabrication

Yong-Wook Kim¹, Rae-Young Kim[†], Jae-Hwan Soh¹, and Ki-Young Choi¹

Abstract - This paper proposes a novel soft-switched auxiliary resonant circuit to provide a Zero-Voltage-Transition at turn-on for a conventional PWM boost converter in a PFC application. The proposed auxiliary circuit enables a main switch of the boost converter to turn on under a zero voltage switching condition and simultaneously achieves both soft-switched turn-on and turn-off. Moreover, for the purpose of an intelligent multi-chip power module fabrication, the proposed circuit is designed to satisfy several design constraints including space saving, low cost, and easy fabrication. As a result, the circuit is easily realized by a low rated MOSFET and a small inductor. Detail operation and the circuit waveform are theoretically explained and then simulation and experimental results are provided based on a 1.8 kW prototype PFC converter in order to verify the effectiveness of the proposed circuit.

Keywords: auxiliary resonant circuit, zero-voltage transition, PWM boost converter, integrated multi-chips power module, power factor correction

1. 서 론

전력 컨버터 분야의 빠른 발전에 있어서 주된 연구 분야 중 하나는 발달된 반도체 기술을 기반으로 전력 효율을 높이고, 비용이 저렴하며, 설계에 용이한 통합형 멀티칩 전력 모듈(integrated multi-chips power module)의 개발이다. 동시에 개발된 전력 모듈을 이용하여 시스템의 소형화, 경량화, 고효율화 구현에 대해 활발히 논의되고 있다^{[1]-[4]}.

다른 한편으로는 전력 변환 시스템이 갖는 전력 소자의 동작에 있어 급격한 전류, 전압 변동으로 인해 발생하는 EMI 노이즈와 스위칭 동작에 의한 손실을 줄이기 위한 다양한 기법들이 논의되어 왔다. 가장 널리 적용되고 있는 기법들은 커패시터와 인덕터의 공진을 이용

한 전력 소자들의 소프트 스위칭 기술이다. 전력 소자들이 영전압(zero voltage transition : ZVT) 또는 영전류(zero current transition : ZCT)일 때 턴-온/오프 동작 하도록 하여, 스위칭 손실을 줄임으로써 시스템의 효율을 높이고, 전력 소자들의 스트레스를 줄이며, EMI 노이즈를 저감 하는 방법이다. 이러한 동작 특성을 얻기 위해서 종래에 제안된 소프트 스위칭 기법들은 보조 스위치와 보조 공진 회로를 반드시 구성해야 한다^{[5]-[14]}. 종래의 기법들은 주로 효율 개선에 대한 관점에서 논의되어 보조 공진 회로가 매우 복잡해지는 경향이 있다. 이런 보조 공진 회로를 적용한 전력 변환 시스템의 경우 회로 설계의 복잡도와 비용이 증가하는 단점이 있어 산업계와 가전 업계에서는 시스템의 높은 효율을 구현할 수 있음에도 불구하고 적용이 용이하지 않다.

최근 산업계와 가전 업계에서는 강화된 전류 고조파, EMI, 에너지 규제 만족과 더불어 저비용의 시스템 구현이라는 어려움에 직면해 있다. 이러한 어려움을 해결하기 위해 앞서 언급한 두 기술을 동시에 적용하는 소프트 스위칭 기법을 적용한 통합형 멀티칩 전력 모듈에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 그러나 두 기술의

Paper number: TKPE-2013-18-5-7 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical and Biomedical Eng., Hanyang University

Tel: +82-2-2220-2897 Fax: +82-2-2290-4825

¹ Dept. of Electrical Eng., EECS lab., Hanyang University

Manuscript received May 9, 2013; accepted July 10, 2013

동시 적용에 있어서 해결 되어야 하는 어려움은 보조 공진 회로를 구성 하는 커패시터, 인덕터, 전력 소자 등의 부품들이 차지하는 공간적인 문제, 설계의 복잡도, 높은 비용 및 전력 소자들의 손실에 따른 열 특성을 고려해야만 한다.

본 논문에서는 통합형 멀티칩 전력 모듈에 적용하기 적합한 소프트 스위칭을 위한 보조 공진 회로를 제안한다. 제안된 회로는 공진을 위한 매우 작은 인덕터와 커패시터, 전력 스위치(MOSFET)로 구성 되어 부품 수를 최소화 하고 설계의 용이함과 저비용을 동시에 만족한다. 또한, 구성된 보조 공진 회로는 메인 스위치의 영진압(ZVT) 턴-온 스위칭 동작과 동시에 보조 스위치의 소프트 턴-온/오프 스위칭 동작을 가능하게 한다. 제안된 회로에 대한 상세한 이론적인 설명을 하였고, PSIM을 이용한 시뮬레이션을 통해 확인 하였다. 1.8kW, 16kHz PFC ZVT-PWM 승압형 컨버터를 제작하여, 실험을 통해 제안된 기법의 타당성을 검증 하였다.

2. 제안된 ZVT-PWM 승압형 컨버터의 해석

2.1 회로 해석을 위한 가정

그림. 1에서는 제안된 ZVT-PWM 승압형 컨버터를 보여주고 있다. 종래의 PWM 승압형 컨버터와는 다르게 소프트 스위칭을 위한 보조 공진 회로는 보조 인덕터 L_r , 보조 커패시터 C_r 과 보조 스위치 $S2$ (MOSFET)로 구성 된다. 일반적으로 $S2$ 는 메인 스위치 $S1$ (IGBT)의 전력 용량보다 작은 사양을 갖는다. 공진을 위한 C_r 은 $S1$ 의 컬렉터(collector)-에미터(emitter)간 기생 커패시터를 포함 한다.

정상상태에서 한 주기 동안 스위칭 동작을 쉽게 설명하기 위해서는 다음의 가정이 필요 하다.

- 1) 입력 전압 V_{in} 은 일정하다.
- 2) 출력 커패시터 C_o 는 충분히 큰 값을 갖는다.
- 3) 메인 인덕터 L_f 는 충분히 큰 값을 갖는다.
- 4) 메인 인덕터 L_f 는 공진 인덕터 L_r 보다 매우 큰 값을 갖는다.

2.2 제안한 회로의 동작 원리

제안한 회로는 스위칭 한 주기 동안 총 8단계(stage)의 모드로 해석 된다. 각 단계별 해석적인 파형과 등가 회로를 각각 그림 2와 그림 3에서 나타내고 있다.

단계 1 [그림 3 (a) : $t_0 < t < t_1$] 메인 스위치 $S1$ 와 보조 스위치 $S2$ 가 t_0 이전에는 턴-오프 상태이다. $S2$ 가 t_0 에서 소프트 턴-온 하게 되면 보조 인덕터 L_r 의 전류가 0에서부터 I_f 까지 선형적으로 증가 한다. 이 단계에서 다이오드 D 는 도통 상태이다. 이 구간에서 시간 t_{01} 은 식 (1)과 같다.

$$t_{01} = \frac{I_f \cdot L_r}{V_{Out}} \quad (1)$$

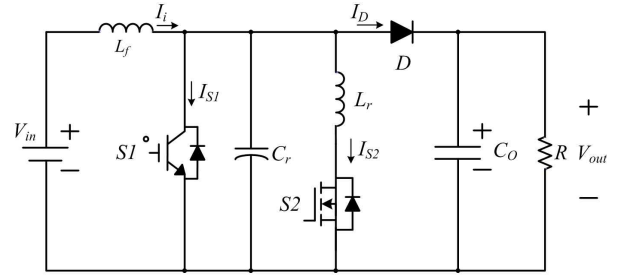


Fig. 1 The proposed ZVT-PWM boost converter topology

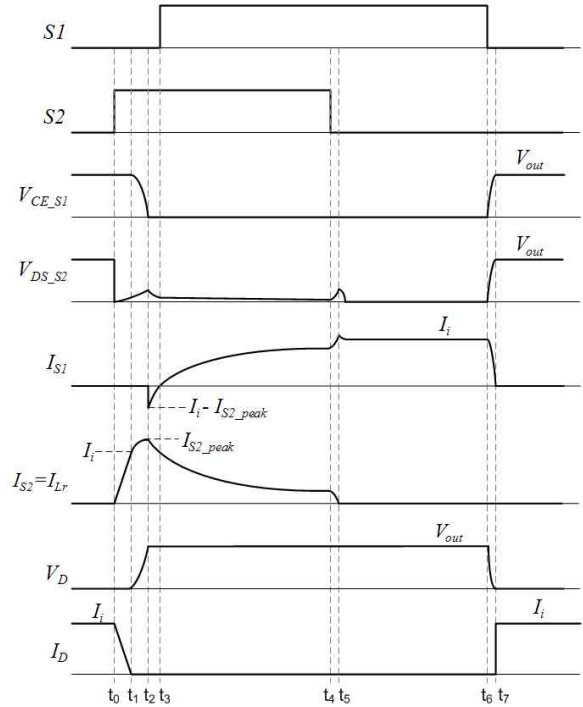


Fig. 2 Waveforms of proposed ZVT-PWM boost converter

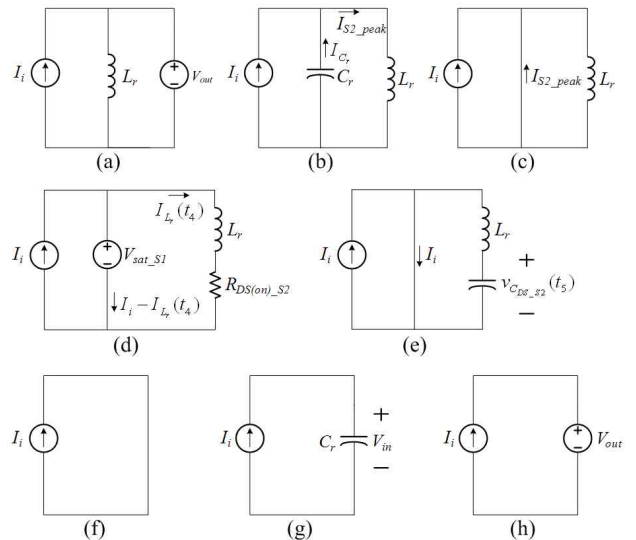


Fig. 3 Equivalent circuits during one switching cycle.

- (a)stage 1: $t_0 - t_1$, (b)stage 2: $t_1 - t_2$, (c)stage 3: $t_2 - t_3$,
 (d)stage 4: $t_3 - t_4$, (e)stage 5: $t_4 - t_5$, (f)stage 6: $t_5 - t_6$,
 (g)stage 7: $t_6 - t_7$, (h)stage 8: $t_7 - t_0$

단계 2 [그림 3 (b) : $t_1 < t < t_2$] 보조 인덕터 L_r 과 보조 커패시터 C_r 이 공진을 하는 구간이다. C_r 의 전압은 0이 될 때까지 방전하고 L_r 에 흐르는 전류는 I_{S2_peak} 까지 증가한다. 이 단계에서 공진 시간은 식 (2)와 같다. 여기서, $Z = \sqrt{L_r/C_r}$, $\omega = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$ 이다.

$$t_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r \cdot C_r} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} I_{S2_peak} &= I_L = I_i - I_{C_r} \\ &= I_i + \frac{V_{Out}}{Z} \sin(\omega(t_2 - t_1)) \end{aligned} \quad (3)$$

단계 3 [그림 3 (c) : $t_2 < t < t_3$] S1의 역병렬 다이오드가 도통되면, 메인 스위치 전류 I_{S1} 의 방향은 음이 되고, S1의 양단 전압 V_{CE_S1} 은 t_3 에서 0이 된다. 이때 S1을 턴-온 시키면 ZVS 조건에서 동작 하게 된다.

단계 4 [그림 3 (d) : $t_3 < t < t_4$] S1과 S2가 동시에 턴-온 하는 구간이다. 메인 스위치의 전류 I_{S1} 은 증가하고, 보조 스위치 전류 I_{S2} 는 I_{S1} 이 증가한 크기만큼 감소하게 된다. 두 스위치에 흐르는 전류의 합은 I_i 와 같다. S1인 IGBT와 S2인 MOSFET를 각각 전압원 I_{sat_S1} 과 저항 $R_{DS(on)_S2}$ 으로 모델링 하면 두 스위치에 흐르는 전류의 증가-감소 특성은 식 (4)와 같이 미분 방정식으로 해석할 수 있다. 초기 조건은 $I_L(t_3) = I_i$ 이다.

$$V_{sat_S1} = L_r \frac{di_{L_r}}{dt} + R_{DS(on)_S2} \cdot i_{L_r} \quad (4)$$

$$I_L(t_4) = I_i \cdot e^{-\alpha t_4} + \frac{V_{sat_S1}}{R_{DS(on)_S2}} (1 - e^{-\alpha t_4}) \quad (5)$$

여기서, $\alpha = \frac{R_{DS(on)_S2}}{L_r}$. 결국 식 (5)는 보조 스위치의 전류 I_L 이 $t_3 - t_4$ 구간에서 감쇄 기울기인 $I_i \cdot e^{-\alpha t_4}$ 와 $t = t_4$ 에서 수렴 값 $\frac{V_{sat_S1}}{R_{DS(on)_S2}} (1 - e^{-\alpha t_4})$ 으로 표현할 수 있다. I_L 이 감쇄하려면 식 (6)을 만족해야 한다. 여기서 I_{S_S2} 는 S2의 드레인-소스 포워드 전류의 최대값이다.

$$V_{sat_S1} < I_{S_S2} \cdot R_{DS(on)_S2} \quad (6)$$

단계 5 [그림 3 (e) : $t_4 < t < t_5$] 보조 스위치 S2는 흐르는 전류 I_L 이 충분히 작아질 때 오프하면 소프트 턴-오프 특성을 갖는다. 충분히 작아진 I_L 은 다음 식

$$I_L \approx \frac{V_{sat_S1}}{R_{DS(on)_S2}} (1 - e^{-\alpha t_4})$$

로인-소스에 있는 기생(parasitic) 커패시터 C_{DS_S2} 의 양단에 스파이크 전압 v_{CD_S2} 의 형태로 바뀌고 전류 I_L 은 $t = t_5$ 에서 0이 된다. 이때 순간적인 변환에 따른 전류-전압 사이의 관계는 식 (7)과 식 (8)로 표현할 수 있다.

$$v_{CD_S2}(t_5) = L_r \frac{di_{L_r}(t_{4-5})}{dt_{4-5}} \quad (7)$$

$$i_{L_r}(t_5) = \frac{V_{sat_S1}}{R_{DS(on)_S2}} (1 - e^{-\alpha t_{4-5}}) \quad (8)$$

$R_{DS(on)_S2} \cdot t_{4-5} \gg L_r$ 일 때 $e^{-\alpha t_4} = e^{-\frac{R_{DS(on)_S2}}{L_r} \cdot t_{4-5}} \approx 0$ 으로 근사화 할 수 있고, t_{4-5} 는 $t = t_4$ 부터 $t = t_5$ 까지의 시간 Δt 라 할 때, 식 (7)과 식 (8)은 식 (9)로 표현 가능하다.

$$v_{CD_S2}(t_5) \approx L_r \frac{V_{sat_S1}}{R_{DS(on)_S2} \cdot \Delta t} \quad (9)$$

$$\Delta t = \pi \sqrt{L_r \cdot C_{DS_S2}} + t_{R_{g_off_S2}} \quad (10)$$

식 (10)에서 Δt 는 L_r 과 C_{DS_S2} 간의 반주기 동안 공진 시간인 $\pi \sqrt{L_r \cdot C_{DS_S2}}$ 과 S2의 게이트 오프 저항 $R_{g_off_S2}$ 에 의한 턴-오프 지연 시간 $t_{R_{g_off_S2}}$ 의 합으로 이루어진다. L_r 과 C_{DS_S2} 값이 매우 작으므로 반주기 공진 시간은 무시할 수 있고, $\Delta t \approx t_{R_{g_off_S2}}$ 로 근사화 할 수 있다. 따라서 Δt 는 보조 스위치 S2의 게이트 턴-오프 저항 $R_{g_off_S2}$ 에 의해 결정된다. $t_{R_{g_off_S2}}$ 와 v_{CD_S2} 는 트레이드-오프(trade-off)인 관계로, v_{CD_S2} 값을 작게 하려면 $R_{g_off_S2}$ 값을 크게 선정하면 된다. 결국 v_{CD_S2} 는 식 (9)에 의해 예측할 수 있고, $R_{g_off_S2}$ 값을 조절하여 제어할 수 있다.

단계 6 [그림 3 (f) : $t_5 < t < t_6$] 이 단계는 종래의 PWM 승압형 컨버터와 동일한 동작 특성을 갖는다. 다이오드 D와 S2는 턴-오프 상태를 유지하고, S1에는 I_i 만큼의 전류가 흐르게 된다.

단계 7 [그림 3 (g) : $t_6 < t < t_7$] S1이 턴-오프 되고, C_r 의 양단에는 전류 I_i 에 의해 전압 V_{in} 까지 충전된다. 다이오드 D는 t_7 에서 내츄럴리(naturally) 턴-온 된다.

단계 8 [그림 3 (h) : $t_7 < t < t_0$] 이 단계는 종래의 PWM 승압형 컨버터의 프리-휠링(free-wheeling) 동작과 같다. t_0 에서 보조 스위치 S2가 턴-온 하면 앞서 언급한 단계들을 다시 반복하게 된다.

Table 1 Specification of the proposed ZVT-PWM boost converter

Parameters	Description	Values
V_{in}	Input voltage	200Vac
V_{out}	Output voltage	304Vdc
V_{ripple_pk-pk}	Output voltage variation	$V_{out} \pm 5\%$
I_{L_ripple}	Boost inductor current variation	$I_i \pm 5\%$
f_{line}	Input voltage frequency	50Hz or 60Hz
f_{sw}	Switching frequency	16kHz
P_{out}	System capacity	1.8kW
η	Boost converter efficiency	$\eta > 0.95$

Table 2 Components value of the proposed ZVT-PWM boost converter

Parameters	Description	Values
L_f	Boost inductance	4mH
L_r	Auxiliary inductance	1.5uH
C_r	Auxiliary capacitance	2.2nF
$S1$	Main switch (FGH40N60SFD, IGBT)	20A, 600V, $V_{ce(sat)}=2.3V$
$S2$	Auxiliary switch (FQA11N90, MOSFET)	11A, 900V, $R_{DS(on)}=0.96\Omega$
$R_{g_off_S2}$	Gate off-resistance of the S2	130 Ω
C_o	Output capacitance	940uF
BD	Bridge diode(GBPC3506)	35A, 600V
D	Main diode(RHR3060)	30A, 600V

3. 설계 순서

3.1 제안된 ZVT-PWM 승압형 컨버터 사양

PFC(Power Factor Correction) 컨버터를 갖는 에어컨 시스템을 위한 설계 사양은 표 1과 같다. 그림 4와 그림 5는 이론적 해석을 검증하기 위한 1.8kW, 16kHz, 프로토타입의 제안된 ZVT-PWM 승압형 컨버터이다. 시스템에 사용된 부품들은 표 2와 같다.

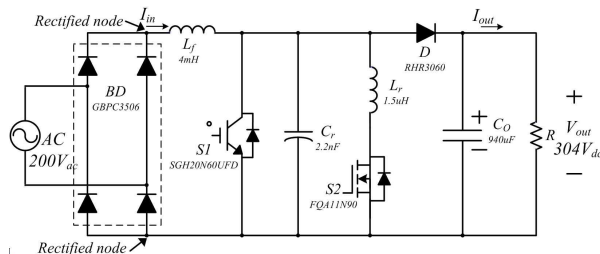


Fig. 4 Experimental circuit scheme of a 1.8kW, 16kHz ZVT-PWM boost converter

3.2 $L_f, C_o, S2, L_r, C_r$ 값 선정

전류 리플과 전압 리플을 최소화하기 위해서는 L_f 와 C_o 값을 가능한 크게 설계 한다. 그러나 이들의 값이 클수록 비용이 상승하므로, 산업계와 가전업계에서는 시스템의 사양 및 규격을 만족하는 범위 내에서 가능한 작은 값을 갖도록 설계 한다. 제안된 ZVT-PWM 승압형 컨버터는 식 (11)과 식 (12)로 설계하였다^[15].

$$L_f > \frac{(V_{in(min)})^2}{2 \cdot I_{i_ripple} \% \cdot f_{sw} \cdot P_{out} \cdot \eta} \left(1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in(min)}}{V_{out}} \right) \quad (11)$$

$$C_o > \frac{P_{out}}{2\pi \cdot f_1 \cdot V_{out_ripple} \cdot V_{out}} \quad (12)$$

S2인 MOSFET 선정은 턴-온 시간과 식 (3)에서 계산된 I_{S2_peak} 값에 의해 결정 된다. S1의 ZVT 턴-온 동작을 위한 S2의 턴-온 시간은 본 논문에서는 3 μ s 이내로 매우 짧기 때문에 MOSFET의 펄스 드레인 전류 (pulse drain current) 사양을 선정 기준으로 적용할 수 있다. 일반적으로 MOSFET의 최대 펄스 드레인 전류는 연속하는 드레인 전류(continuous drain current)보다 4배 크다^[16]. 제안된 회로에 사용된 S2는 계산된 I_{S2_peak} 값 보다 큰 45.6A 펄스 드레인 전류 값을 갖는 MOSFET (FQA11N90)을 사용 하였다.

S1의 ZVT 턴-온 동작을 얻기 위한 조건은 S1의 역병렬(anti-parallel) 다이오드 도통 상태일 때 턴-온 신호가 S1의 게이트에 인가되어야 한다. 그러기 위해서는 I_{S2_peak} 값이 반드시 I_f 보다 커야 하고, L_r 과 C_r 의 공진 주파수는 스위칭 주파수 보다 매우 빨라야 한다. 두 수동 소자의 값이 증가 할 경우, S2가 턴-오프 순간인 t_4 에서 L_r 에 흐르는 전류는 식(5)에 의해 증가하게 된다.

그 결과 $v_{CD,S2}$ 값도 증가하는 경향을 띤다. 따라서 식

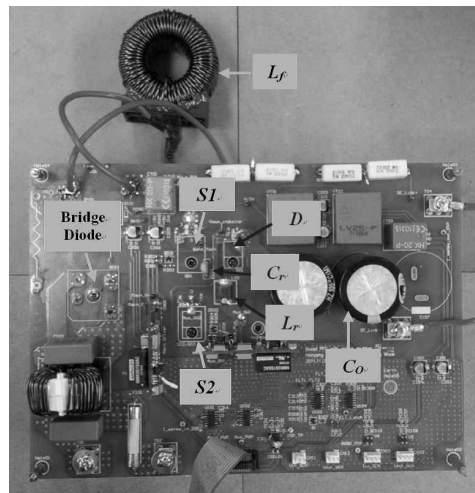


Fig. 5 Picture of the proposed ZVT-PWM boost converter

(3)을 이용하여 L_r 과 C_r 값을 근사적인 최소값으로 선정 하고, 추가적인 실험을 통해 L_r 과 C_r 값을 확정한다. 왜냐하면 설계된 시스템에는 스트레이(stray) 인덕턴스와 기생(parasitic) 커패시턴스가 존재하기 때문이다.

4. 시뮬레이션 및 실험

4.1 시뮬레이션 결과

그림 6은 PSIM을 사용한 제안된 ZVT-PWM 승압형 컨버터 1.8kW, 16kHz에 대한 시뮬레이션 파형 이다. S_1 과 S_2 는 데이터 시트에 근거한 손실이 있는 모델링으로 적용 하였다. S_1 의 ZVT 턴-온과 S_2 의 소프트 턴-오프 형태를 갖고, I_{S2} 가 지수 함수 형태로 감소함을 볼 수 있다. 또한 I_{S2} 가 충분히 감소한 후 S_2 를 턴-오프 하면, S_2 양단에 걸리는 전압이 매우 작음을 확인 하였다.

4.2 실험 결과

제안된 기법을 검증하기 위해 그림 7과 같이 실험 환경을 구성하여 수행 하였다. 제어를 위한 DSP는 TMS320F28335를 사용하였으며, 전류 센싱과 전압 센싱을 위해 각각 LEM HX20-P와 LEM LV25-P를 사용 하였다. 저항 부하를 사용하기 때문에 1.8kW 용량을 맞추기 위해 출력 전압 V_{out} 은 $304V_{dc}$ 로 제어 하였다.

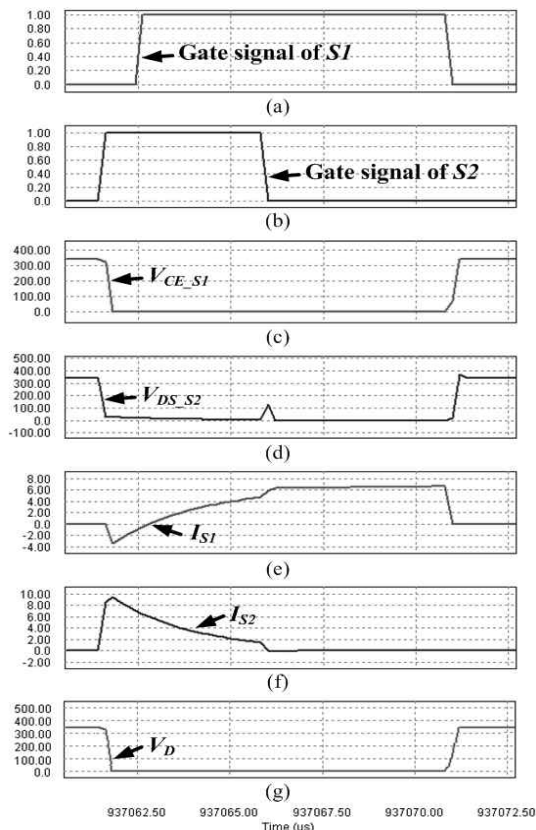


Fig. 6 Simulation waveforms for the proposed ZVT-PWM boost converter

그림 8은 정류된 노드(rectified node)에서 측정된 입력전류 I_{in} 파형이 입력전압 V_{in} 파형과 동일한 페이즈(phase)로 PFC 제어가 되고 있음을 보여준다. 또한 V_{out} 은 $304 \pm 14V_{dc}$ 로 분포하여 설계 사양에 맞도록 잘 제어 되고 있음을 확인 할 수 있다.

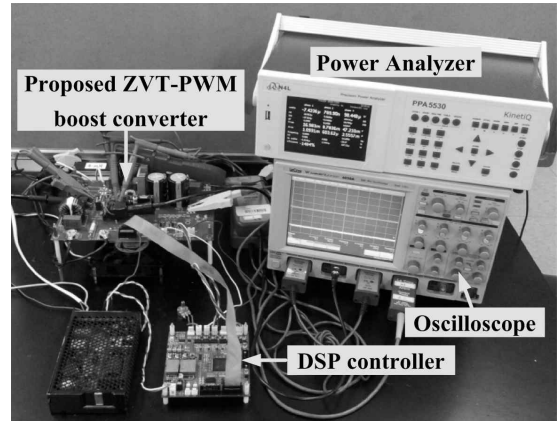


Fig. 7 Designed prototype and measured equipment for an experiment

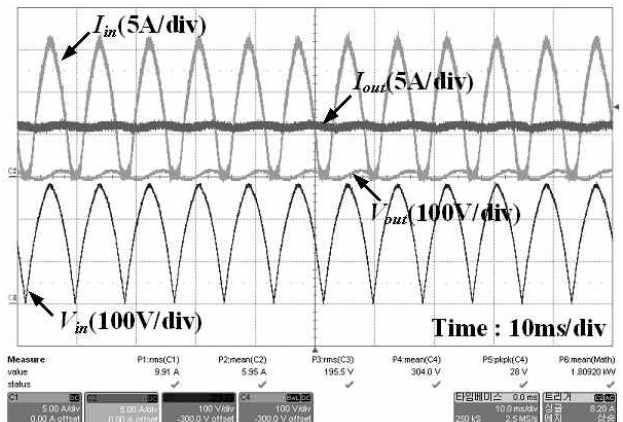


Fig. 8 Waveforms of the 1.8kW 16kHz experimental proposed PWM-ZVT boost converter at full load

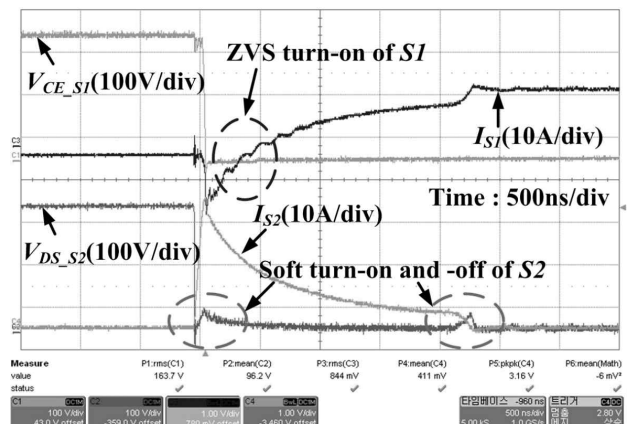


Fig. 9 Measured the currents and the voltages during one switching cycle of two switches at 1.8kW 16kHz

Table 3 Comparison the auxiliary circuits of the proposed and conventional topologies

Parameters	Description	Proposed topology	Conventional topology
P_{out}	System capacity	1.8kW	600W
f_{sw}	Switching frequency	16kHz	100kHz
L_r	Auxiliary inductance	1.5uH	16uH
C_r	Auxiliary capacitance	2.2nF	4.4nF
$D1$	Clamped diode	none	used UHVP206

그림 9는 S1과 S2에 대한 각각의 전압과 전류 파형이다. S1은 ZVT 턴-온 동작을 하고 있으며, S2는 소프트 턴-온/오프 동작을 하고 있음을 보여준다. 또한 S2가 턴-오프 시 양단에 걸리는 전압은 $40V_{peak}$ 로 측정되었다. 이 측정된 값은 S2의 정격(rating) 전압 900V에 비해 매우 작은 값이므로 전압 스트레스는 거의 없다.

4.3 제안된 기법과 종래의 기법 비교 및 실험

그림 10은 종래의 ZVT-PWM 승압형 컨버터를 나타내고 있다. 주 스위치의 ZVT 동작을 얻기 위한 보조 회로는 S2, L_r , C_r , $D1$ 으로 구성된다^[8]. $D1$ 의 경우, L_r , C_r 값이 크기 때문에 S2가 턴-오프 시 L_r 에 흐르던 전류의 연속적 흐름을 위한 경로를 만들기 위해 반드시 사용해야 한다. 반면에 제안 한 기법의 보조 회로는 그림 1과 같이 S2, L_r , C_r 만으로 구성 된다. L_r 과 C_r 값의 결정 기준을 앞서 제안 하였고, S2가 턴-오프 시 L_r 에 흐르는 전류를 충분히 작은 값으로 제한 한다면 $D1$ 을 사용하지 않아도 됨을 해석과 시뮬레이션에 근거하여 보였다. 표 3은 제안된 기법과 종래의 기법에 사용된 각각의 보조 회로의 비교 이다.

PFC 기능을 갖는 PWM 승압형 컨버터에서 전력소자의 스위칭 주파수를 높이면 수동 소자의 부피와 무게가 작아지는 반면에 전력 소자의 열손실, 높은 성능의 MCU(Micro Controller Unit)를 필요로 하게 되고, 고주파수 대역에서 시스템의 EMI Noise가 커지게 되는 단점이 있다. 이러한 트레이드-오프(Trade-off) 관계로

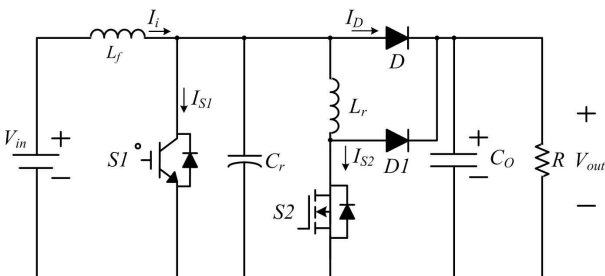


Fig. 10 The conventional ZVT-PWM boost converter topology

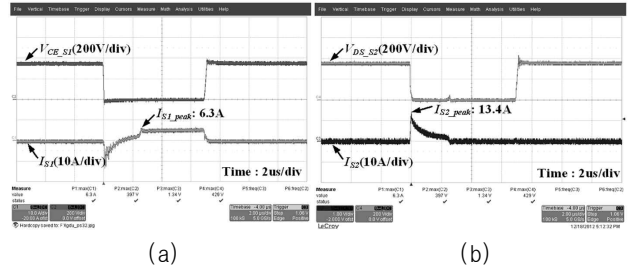


Fig. 11 Measured currents and voltages during one switching cycle in the proposed topology at 600W 16kHz. (a)Waveforms of S1, (b)Waveforms of S2

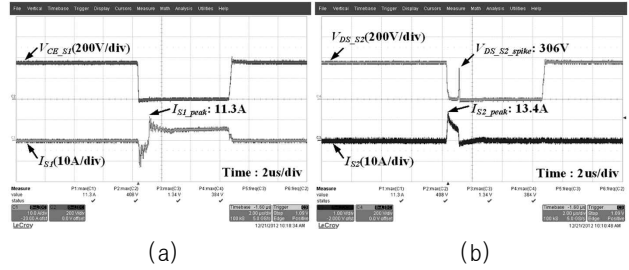


Fig. 12 Measured currents and voltages during one switching cycle in the conventional topology at 600W 16kHz. (a)Waveforms of S1, (b)Waveforms of S2

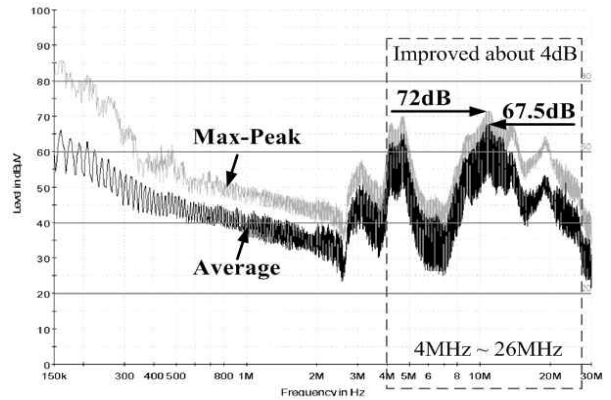


Fig. 13 Measured graph of CE for the proposed topology

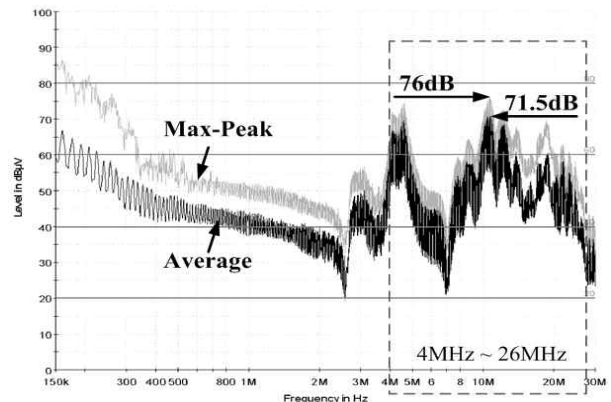


Fig. 14 Measured graph of CE for the conventional topology

TV를 제외한 에어컨, 세탁기, 냉장고와 같은 가전 산업계에 적용 되는 기법은 낮은 스위칭 주파수 특성을 갖는다. 본 논문에서 비교 실험은 가전 산업계에 적합한 16kHz 스위칭 주파수를 기준으로 진행 하였다.

제안 한 기법이 종래의 기법보다 시스템 용량이 더 크고 스위칭 주파수가 낮음에도 불구하고, 해석적 근거를 바탕으로 S1의 ZVT 턴-온을 달성을 위한 L_r 과 C_r 을 매우 작은 값으로 설계하였음을 표 3에서 비교 하였다. 제안한 기법에 적용 된 L_r 과 C_r 은 앞선 그림 5에서 매우 작은 크기를 갖고 있음을 확인 할 수 있다. 이는 보조 회로의 소형화 및 저비용 설계를 가능케 한다. 또한 S2의 턴-오프시 L_r 에 흐르는 전류의 연속적인 흐름을 위한 클램프드(clamped) 다이오드 D1을 사용하지 않기 때문에 통합형 멀티칩 전력 모듈 제조에 용이하다.

그림 11과 그림 12는 두 기법에서 S1과 S2에 대한 각각의 전압과 전류 파형을 나타낸다. 동일한 사양인 $P_{out} = 600W$, $V_{out} = 340V_{dc}$, $L_r = 1.5\mu H$, $C_r = 2.2nF$ 을 적용하여 실험 하였다. 제안된 기법은 S1의 ZVT 턴-온과 S2의 소프트 턴-온/오프 동작으로 인해 스파이크 전압이 작고 링잉(ringing) 전류가 작다. 반면에 종래의 기법은 S2의 턴-오프 시 S1에는 피크 전류와 S2에는 스파이크 전압이 발생한다. 이러한 현상은 EMI의 전도 방출 잡음(Conducted Emission noise)이 증가하는 원인이

된다. 그림 13과 그림 14는 ROHDE & SCHWARZ ESCI EMI TEST RECEIVER를 사용하여 전도 방출 잡음을 측정된 파형이다. 저주파 대역에서 두 기법은 유사한 결과를 보이거나 4MHz부터 26MHz 대역에서 제안된 기법이 약 4dB 개선됨을 보인다. 그림 15는 종래의 기법과 제안 한 기법에서 용량 변화에 따른 손실을 측정하여 비교한 그래프 이다. 제안 한 기법은 D1의 미사용과 전류 링잉이 작은 장점 때문에 효율이 전체적으로 근소하게 증가함을 확인 하였다.

5. 결 론

본 논문은 능동형 스너버를 갖는 ZVT-PWM boost 컨버터의 새로운 보조 회로를 제안 하였다. 제안된 기법의 이론적인 해석을 바탕으로 보조 인덕터의 용량을 최소화 하고, 시스템 설계의 복잡도를 줄였으며 스위치들의 전압과 전류 스트레스를 줄여 EMI의 전도 방출 노이즈가 개선됨을 실험을 통해 확인 하였다. 또한 메인 스위치의 ZVT 동작과 보조 스위치의 소프트 턴-온/오프를 구현하였고, 97.4% 시스템 효율을 얻었다. 그림 16은 ZCT-PWM 승압형 컨버터를 위한 보조 회로이다. 상세한 기법은 향후에 논의 하겠다.

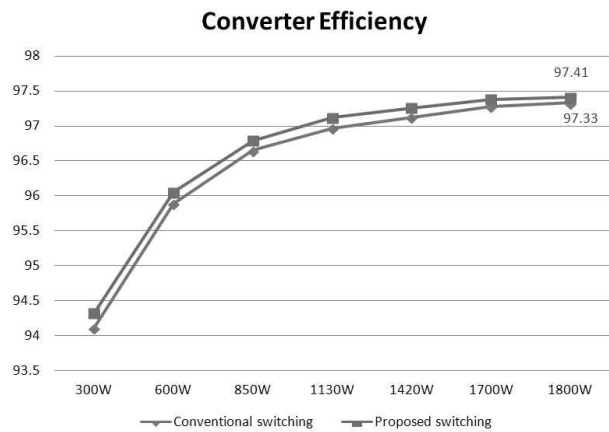


Fig. 15 Comparison efficiency of the proposed and conventional topologies

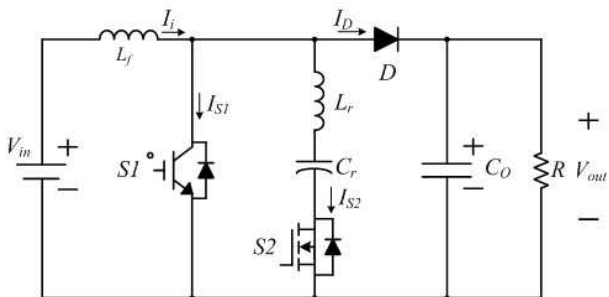


Fig. 16 The proposed ZCT-PWM boost converter topology

본 연구는 2011년도 (주)삼성전기의 “능동형 스너버 회로를 적용한 고효율 PFC 모듈 개발” 과제의 지원으로 연구되었습니다. 서범석 상무님과 박민규 책임연구원께 감사드립니다.

References

- [1] Tae-Sung Kwon and Sung-II Yong, “The New Smart Power Module for up to 1kW Motor Drives Application,” *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 3, pp. 456-463, May 2009.
- [2] T.S. Kwon, J.H. Song, and S.I. Yong, “New Generation of Smart Power Modules for up to 3kW Motor Drive Applications,” *PCIM China* 2008.
- [3] Kwon, T.-S., Lee, J.-M., Park, K.-S., Kim, Y.-C., Kim, H.-H., Yong, S.-I, “Development of new smart power module for home appliances motor drive applications,” *2011 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2011*, art. no. 5994945, pp. 95-100.
- [4] Jae-Hun Jun, Jong-Tae Kim, and Byung-You Hong, “VLSI Design of Low Voltage DC/DC Converter using Zero Voltage Switching Technique,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Volume 6, Issue 6, pp. 564-571, Dec. 2001.
- [5] Doo-Yong Jung, Jun-Gu Kim, Dong-Kyun Ryu, and In-Beom Song, “A ZV-ZCT Boost Converter using an Auxiliary Resonant Circuit,” *The Transactions of the*

Korean Institute of Power Electronics, Vol. 17, No. 4, pp. 298-305, Aug. 2012.

- [6] Gyoung-Jong Son, Sung-Geun Song, Joon-Ho Choi, Chae-Joo Moon, Kwang-Heon Kim and Young-Cheol Lim, "A zero-voltage zero-current switching power conversion system for fuel cell," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 11, No. 4, pp. 385-394, Aug. 2006.
- [7] Ki-Young Suh, Sang-Pil Mun, Ju-Yong Kim, and Jin-Min Park, "The Experimental Consideration of ZVT-PWM AC-DC Converter using Active Auxiliary Resonant Snubber," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 2, pp. 75-82, Feb. 2004.
- [8] G. Hua, C. Leu, and Fred C. Y. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," *IEEE Tras. Power Electron.*, Vol. 9, No. 2, pp. 213-218, Mar. 1994.
- [9] Ray L. Lin, and Fred C. Lee, "Novel zero-current-switching-zero-voltage switching converters," in *PESC'96*, pp. 438-442.
- [10] G. Hua and Fred C Lee, "A New Class of Zero-Voltage-Switched PWM Converter," *Proceedings of HFPC91*, 1991, pp. 245-251.
- [11] Ray L. Lin, Yiqiug Zhao, and Fred C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters Using Coupled Inductor Based Active Snubber Cell," *Proceedings of VPEC97*, pp. 195-201, Sept. 1997.
- [12] M L Martins, J L Russi and H L Hey, "Zero-voltage transition PWM Converters: a classification methodology," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 2, pp. 323-334, Mar. 2005.
- [13] Hacy Bodur and A Faruk Bakan, "A new ZVT-PWM DC-DC converter," *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 40-47, Jan. 2002.
- [14] Lin R.L., Zhao Y., Lee F.C., "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber," *Applied Power Electronics Conference and Exposition IEEE*, Vol. 2, pp. 1063-1069, Feb. 1998.
- [15] M. Mahesh A.K. Panda, "High-power factor three-phase ac - dc soft-switched converter incorporating zero-voltage transition topology in modular systems for high-power industry applications," *IET Power Electron.*, Vol. 4, Iss. 9, pp. 1032 - 1042, 2011.
- [16] K.S.Oh, "AN9010 MOSFET Basics," *Fairchild Semiconductor*, Rev D, pp. 35, July 2000.



김용욱(金容煜)

1977년 1월 24일생. 2002년 한양대 제어계측공학과 졸업. 2004년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2011년~현재 한양대 전기공학과 대학원 박사과정. 2004년~현재 삼성전자 생활가전 사업부 디지털제어

Lab. 책임연구원.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1977년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대(Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2004년 효성중공업 연구소 선임연구원.

2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원.



소재환(蘇宰煥)

1985년 10월 13일생. 2012년 한양대 전기공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석박 통합과정.



최기영(崔基永)

1985년 10월 9일생. 2011년 한양대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 석박 통합과정.