

보조 공진회로를 갖는 영전압-영전류 천이 부스트 컨버터

정두용¹, 김준구¹, 류동균¹, 송인범², 정용채³, 원충연[†]

A ZV-ZCT Boost Converter using an Auxiliary Resonant Circuit

Doo-Yong Jung¹, Jun-Gu Kim¹, Dong-Kyun Ryu¹, In-Beom Song²,
Yong-Chae Jung³, and Chung-Yuen Won[†]

Abstract - This paper proposes a soft switching boost converter with an auxiliary resonant circuit. The auxiliary resonant circuit is added to a general boost converter and that is composed of one switch, one diode, one inductor and two capacitors. The resonant network helps the main switch to operate with a zero voltage switching(ZVS) and auxiliary switch also operates under the zero voltage and zero current conditions. The soft switching range is extended by the auxiliary switch and it is possible to control the proposed converter with a pulse width modulation(PWM). The ZVS and ZCS techniques make switching losses decreased and efficiency of the system improved. A theoretical analysis is verified through the simulation and experiment.

Keywords: soft switching method, zero voltage switching(ZVS), zero current switching(ZCS), auxiliary resonant circuit, resonant converter

1. 서 론

최근 DC출력을 발전하는 신재생 에너지와 전기자동차 배터리 충전인프라와 같이 급변하는 전력의 수요공급에 있어서 다양한 DC/DC 컨버터의 연구가 활발하게 요구되고 있다^{[1]-[3]}. 또한 DC/DC 컨버터의 소형 경량화와 보다 높은 효율의 전력변환이 요구되는 가운데 다양한 공진형 소프트 스위칭 부스트 컨버터가 연구되어 왔다^{[4]-[6]}. 이 중 단일 스위치를 사용한 소프트 스위칭 부스트 컨버터는 하나의 스위치만 사용하기 때문에 제어의 간편함과 높은 최대 효율을 기대 할 수 있지만, 제한된 소프트 스위칭 영역의 한계로 인해 넓은 동작영역에서의 고 효율을 기대하기는 어렵다. 또한 이러한 단점을 극복하기 위해 PFM(pulse frequency modulation) 제어를 통해 넓은 입력력 범위와 듀티비에 대한 소프트 스위칭을 확보하는 방법이 있으나^{[7][8]} 스위치 양단의 전압을 검출해서 영전위가 되었을 때만 스위칭을 제어해야 하는 번거로움과 높은 주파수의 스위칭 구현이 어려운 단점이 있다^[9].

따라서 본 논문에서는 주 스위치의 넓은 소프트 스위칭 영역을 확보하며, 보조 스위치 또한 소프트 스위칭이 가능한 부스트 컨버터를 제안한다. 보조 회로를 구성하여 짧은 시간동안 동작시킴으로써 주스위치의 영전압 또는 영전류 스위칭을 하며, 스위칭 구간을 제외하면 기존의 컨버터와 동작이 같고, 스위칭 손실 또한 줄어드는 장점이 있다. 제안한 컨버터를 검증하기 위해 수학적기반의 동작 모드 분석과 공진소자 설계안을 제시하고 시뮬레이션과 실험을 통해 타당성을 검증한다.

2. 제안하는 소프트 스위칭 부스트 컨버터

2.1 회로 구성

그림 1은 제안하는 소프트 스위칭 부스트 컨버터이다. 기존의 일반적인 부스트 컨버터에 보조 스위치(S_a), 보조 다이오드(D_a), 공진인덕터(L_r), 그리고 두 개의 공진 커패시터(C_s , C_r)가 추가하였다. 주 스위치를 턴-온하기 전에 보조 스위치를 턴-온 시킴으로써 주 스위치의 소프트 스위칭을 가능하게 하고, 소프트 스위칭 영역을 확대 할 수 있다. 제안하는 컨버터는 펄스 폭 변조(PWM : pulse width modulation) 제어를 통하여 제어가 가능하다.

2.2 동작 모드 분석

동작 모드를 설명하기 위하여 제안하는 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 각 소자의 전압과 전류의 파형을 기준으로 9개의 모드로 구분하였다. 그림 3은 제안된 컨

Paper number: TKPE-2012-17-4-3 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: woncy@skku.edu, School of Information and Comm. Eng., Sungkyunkwan University
Tel: +82-31-290-7115 Fax: +82-31-290-7179

¹ School of Info. and Comm. Eng., Sungkyunkwan Univ.

² Dept. of Research and Development, EN Technologies

³ Dept. of Electronic Engineering, Namseoul University

Manuscript received Jan. 3, 2012; accepted Apr. 5, 2012

버터의 주요 파형이며, 그림 4에 제안된 컨버터의 각 모드별 동작회로와 전류 도통 경로를 도시하였다.

모드 해석을 하기위하여 아래와 같이 가정하였다.

- 1) 입력 전압은 일정하다.
- 2) 모든 소자의 기생성분은 고려하지 않는다.
- 3) 모든 스위칭소자와 반도체 소자는 이상적이다.

MODE 1 ($t_0 \leq t < t_1$)

주 스위치는 오프 상태이고, 보조 스위치는 온 상태이고 공진을 시작하는 모드이다. 주 인덕터(L_m)의 전류는 공진회로로 흐르고, 동시에 출력 다이오드를 통하여 부하로 전달된다. 공진 인덕터(L_r)와 공진 커패시터(C_r)가 공진을 하고, 보조 스위치는 공진회로와 직렬로 연결되어 있어, 공진에 의한 전류가 스위치로 흐른다. 이는 보조 스위치의 영전류(ZCS) 턴-온 조건을 만든다.

주 인덕터와 공진 인덕터에 흐르는 전류와 스너버 커패시터와 공진 커패시터 양단 전압은 (1)~(4)에 나타내었다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) - \frac{V_{out} - V_{in}}{L_m} t \quad (1)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) \cos \omega_r t + \frac{V_{out} - V_{in}}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (2)$$

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (3)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{out} \quad (4)$$

위의 식에서 $\omega_r = \frac{1}{Z_r}$, $Z_r = \sqrt{L_r \cdot C_r}$ 이다.

MODE 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

완충되어 있던 스너버 커패시터(C_s)가 방전을 시작한다. 출력 다이오드(D_{out})는 턴-오프되어 주 인덕터에 흐르는 전류가 상승한다. 공진 인덕터와 공진 커패시터의 공진은 계속 진행되고, 스너버 커패시터에 충전되어 있던 에너지가 모두 방출하면 모드가 종료된다. 동작모드 2에서의 수식전개는 (5)~(8)에 나타내었다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_1) + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (5)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{C}{C_s} i_{Lr}(t_1) \left(1 + \frac{C_s}{C_r} \cos \omega_a t \right) + \frac{V_{out} - V_{Cr}(t_1)}{Z_a} \sin \omega_a t \quad (6)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{i_{Lm}(t_1)}{C_r + C_s} t + \frac{C}{C_r} (V_{out} - V_{Cr}(t_1)) (1 - \cos \omega_a t) \quad (7)$$

$$+ \left(\frac{C}{C_r} \right)^2 i_{Lm}(t_1) Z_a \sin \omega_a t + v_{Cr}(t_1)$$

$$v_{Cs}(t) = \frac{i_{Lm}(t_1)}{C_r + C_s} t + \frac{C}{C_r} V_{out} \left(1 + \frac{C_r}{C_s} \cos \omega_a t \right) \quad (8)$$

$$+ \frac{C \cdot v_{Cr}(t_1)}{C_s} (1 - \cos \omega_a t) - \frac{C \cdot i_{Lm}(t_1) \cdot Z_a}{C_r + C_s} \sin \omega_a t$$

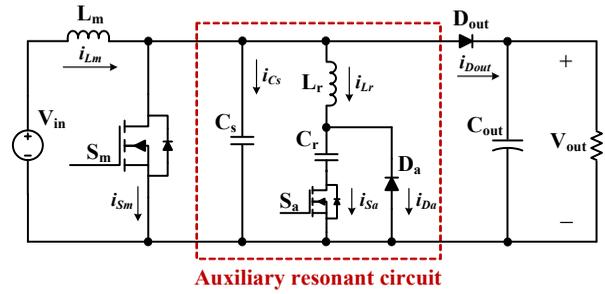


Fig. 1 A proposed soft switching boost converter

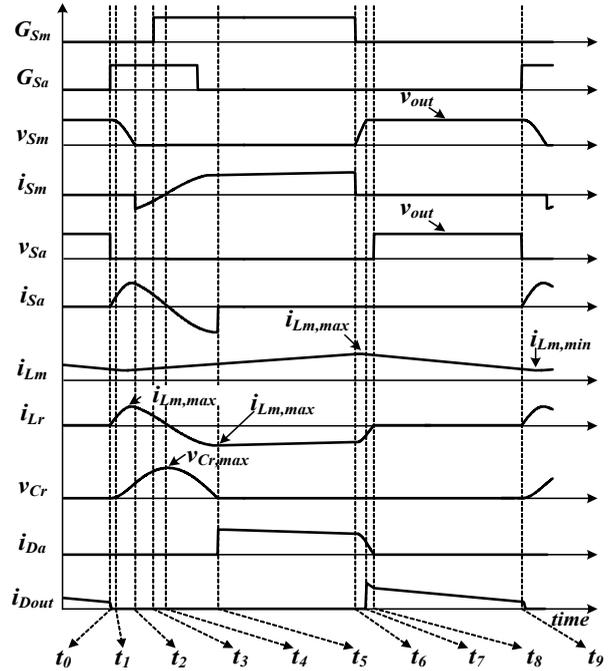


Fig. 2 Key waveforms of the proposed converter

위 식에서 $\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C}}$, $Z_a = \sqrt{\frac{L_r}{C}}$, $C = \frac{C_r \cdot C_s}{C_r + C_s}$ 이다.

MODE 3 ($t_2 \leq t < t_3$)

스너버 커패시터의 방전이 끝난 후, 스너버 커패시터로 흐르던 전류는 주 스위치의 역병렬 다이오드를 통하여 흐른다. 역병렬 다이오드가 도통하므로 주 스위치의 양단 전압은 영이 되고, 영전압 스위칭 조건을 만족한다. 이 때, 주 스위치를 턴-온 시키면 영전압 스위칭(ZVS) 동작을 한다. 주 인덕터 (L_m)와 공진 인덕터 (L_r)의 전류가 같으면 모드는 종료된다. 동작모드 3에서의 수식전개는 (9)~(12)에 나타내었다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_2) + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (9)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) \cos \omega_r t + \frac{v_{Cr}(t_2)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (10)$$

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_2) \cos \omega_r t + i_{Lr}(t_2) \sin \omega_r t \quad (11)$$

$$v_{Cs}(t) = 0 \quad (12)$$

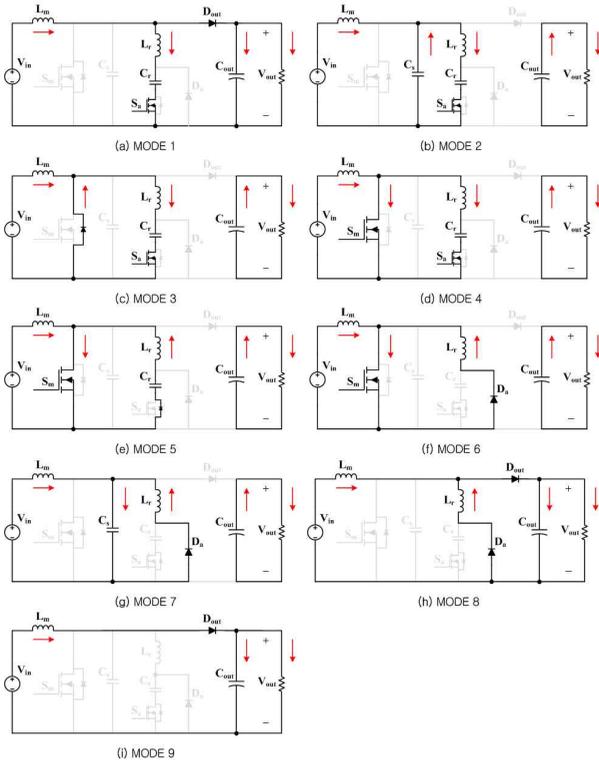


Fig. 3 Operation modes of the proposed converter

MODE 4 ($t_3 \leq t < t_4$)

주 인덕터의 전류는 스위치와 공진회로를 통해 흐른다. 공진 인덕터(L_r)의 전류는 감소하고, 공진 커패시터(C_r)은 충전되며, 이 때 전압은 V_{out} 보다 작도록 공진 커패시터(C_r)을 설계해야 ZVS조건을 확립할 수 있다. 공진 인덕터의 전류가 영이고, 동시에 공진 커패시터는 완충되면 모드가 종료된다. 동작모드 4에서의 수식전개는 (13)~(16)에 나타내었다.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_3) + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (13)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{L_m}(t_3) \cos \omega_r t + \frac{v_{C_r}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (14)$$

$$v_{C_r}(t) = v_{C_r}(t_3) \cos \omega_r t + i_{L_m}(t_3) \cdot Z_r \cdot \sin \omega_r t \quad (15)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (16)$$

MODE 5 ($t_4 \leq t < t_5$)

완충되어 있는 공진 커패시터가 방전을 하여 공진 회로의 전류 방향이 바뀐다. 전류의 방향이 바뀌면서 보조 스위치에 흐르던 전류 또한 역병렬 다이오드를 통하여 흐른다. 모드 3과 마찬가지로 역병렬 다이오드의 도통으로 보조 스위치의 영전압 스위칭 조건이 만들어지고, 보조 스위치를 턴-오프 시키면 스위치는 영전압(ZVS) 턴-오프 동작을 한다. 공진 커패시터(C_r)에 저장되어 있던 에너지가 영이 되면 현재 모드는 종료된다. 동작모드 5에서의 수식전개는 (17)~(20)에 나타내었다.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_4) + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (17)$$

$$i_{L_r}(t) = -\frac{v_{C_r}(t_4)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (18)$$

$$v_{C_r}(t) = v_{C_r}(t_4) \cos \omega_r t \quad (19)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (20)$$

MODE 6 ($t_5 \leq t < t_6$)

주 스위치는 온 상태이고, 보조 스위치는 오프 상태이다. 공진 커패시터(C_r)가 완전 방전 된 후 보조 스위치의 역병렬 다이오드로 흐르던 전류가 보조 다이오드(D_a)를 통하여 흐르고, 현재 모드는 주 스위치(S_m)가 턴-온 될 때까지 지속된다. 동작모드 6에서의 수식전개는 (21)~(24)에 나타내었다.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_5) + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (21)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_5) \quad (22)$$

$$v_{C_r}(t) = 0 \quad (23)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (24)$$

MODE 7 ($t_6 \leq t < t_7$)

주 스위치와 보조 스위치는 모두 오프 상태이다. 주 인덕터(L_m)와 공진 인덕터 (L_r)에 흐르던 전류는 스너버 커패시터로 흐르고, 스너버 커패시터 (C_s)가 충전된다. 스너버 커패시터에 의하여 전압이 제한되기 때문에 스위치 양단의 전압 또한 기울기를 갖고 증가한다. 이에 따라 전압과 전류가 겹치는 구간이 줄어들게 되고, 이는 영전압(ZVS) 스위칭에 해당한다. 스너버 커패시터가 완충되면 모드는 종료된다. 동작모드 7에서의 수식전개는 (25)~(28)에 나타내었다.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_6) + \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (25)$$

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_6) + \frac{V_{out}}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (26)$$

$$v_{C_r}(t) = 0 \quad (27)$$

$$v_{C_s}(t) = Z_r i(t_6) \sin \omega_r t + v_{C_r}(t_6) \cos \omega_r t \quad (28)$$

MODE 8 ($t_7 \leq t < t_8$)

모드 8은 에너지 전달 모드이다. 주 인덕터(L_m)와 공진 인덕터(L_r)로 흐르던 전류는 출력 다이오드를 통하여 부하로 흐른다. 출력 다이오드가 도통함에 따라 주 인덕터의 전류는 감소하고 공진 인덕터에 흐르는 전류 또한 감소한다. 공진 인덕터에 축적되어 있던

에너지가 모두 방출되면 보조 다이오드(D_a)가 턴-오프 된다. 그리고 모드 8은 종료된다. 동작모드 8에서의 수식전개는 (29)~(32)에 나타내었다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_7) - \frac{V_{out} - V_{in}}{L_m} t \quad (29)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_7) + \frac{V_{out}}{L_r} t \quad (30)$$

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (31)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{out} \quad (32)$$

MODE 9 ($t_8 \leq t < t_9$)

주 스위치, 보조 스위치, 보조 다이오드 모두 오프 상태이고, 출력 다이오드(D_{out})만 온 상태이다. 바이패스 모드이며, 주 인덕터(L_m)의 전류가 출력 다이오드를 통하여 전부 부하로 흐른다. 동작모드 9에서의 수식전개는 (33)~(36)에 나타내었다.

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_8) - \frac{V_{out} - V_{in}}{L_m} t \quad (33)$$

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (34)$$

$$v_{Cr}(t) = 0 \quad (35)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{out} \quad (36)$$

3. 공진 소자 설계

3.1 공진 인덕터 설계

공진 인덕터의 전류의 최대값($i_{Lr,Max}$)이 주 인덕터의 전류의 최소값($i_{Lm,Min}$)보다 커야 차이 만큼의 에너지가 공진을 한다. 주 인덕터 전류의 최소값과 공진 인덕터 전류의 최대값은 식 (38), (39)과 같다.

$$I_{Lr,Max} \geq I_{Lm,Min} \quad (37)$$

$$I_{Lm,Min} = \frac{V_{in}}{1-D} - \frac{V_{out} - V_{in}}{2 \cdot L_m} T_{on} \quad (38)$$

$$I_{Lr,Max} = \frac{1}{L_r} \int_{t_1}^{t_2} v dt \quad (39)$$

식 (38)과 (39)로부터 공진 인덕터의 크기를 구할 수 있다. 공진 인덕터의 최대값은 30.94[μH]로 계산되었고, 소프트 스위칭 영역을 확보하기 위하여 계산값보다 작은 20[μH]로 선정하였다.

3.2 공진 커패시터 설계

공진 주파수(f_r)를 스위칭 주파수(f_{sw})의 2.5배로 설계하였다. 따라서 식 (40)으로 나타낼 수 있다.

Table 1 Parameters of the simulation

Parameters	Symbol	Value	Unit
Input Voltage	V _{in}	200	V
Output Voltage	V _{out}	400	V
Switching Frequency	f _s	30	kHz
Rated Power	P _{out}	1	kW
Main Inductor	L _m	600	μH
Resonant Inductor	L _r	10	μH
Snubber Capacitor	C _s	20	nF
Resonant Capacitor	C _r	100	nF

$$\frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \leq 2.5 \cdot f_{sw} \quad (40)$$

위의 식에 앞서 선정한 공진 인덕터와 스위칭 주파수 30[kHz]를 대입하면 공진 커패시터의 최소값이 계산되고, 1.13[μF]이 된다. 따라서 공진 커패시터는 3[μF]을 사용하였다.

3.3 스너버 커패시터 설계

스너버 커패시터는 주 스위치의 영전압 스위칭 조건을 만든다. 스너버 커패시터가 크면 영전압 스위칭 영역이 증가하지만, 그에 따라 공진 인덕터에 흐르는 전류 또한 증가한다. 주 인덕터 전류와 공진 인덕터를 고려하여 설계한다. 스위치가 출력 전압으로 충전되었다가 영으로 완전 방전하는 데 걸리는 시간을 1[μs]으로 설정하면, 스너버 커패시터는 식 (41)과 같이 설계할 수 있다.

$$C_s \geq \frac{1}{V_{out}} \int_{t_1}^{t_2} I_{Lr,Max} - I_{Lm,Min} dt \quad (41)$$

위의 식의 결과로 스너버 커패시터의 최소값을 구할 수 있고, 스너버 커패시터의 최소값은 63.49[nF]로 계산된다. 본 논문에서는 100[nF]으로 선정하였다.

4. 시뮬레이션 결과

제안하는 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 소프트 스위칭 동작을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. Powersim사의 PSIM 9.0의 시뮬레이션 툴을 사용하였다. 시뮬레이션에 사용된 소자들의 설계 사양은 표 1에 나타내었다.

그림 5는 제안하는 컨버터의 입출력 전압, 주 인덕터와 공진 인덕터 전류, 공진 커패시터의 전압을 나타낸 파형이다. 200[V]의 전압을 입력으로 하여 400[V]의 출력을 내도록 시뮬레이션 하였다. 공진 인덕터와 커패시터는 주 인덕터의 전류가 최소인 지점 근처에서

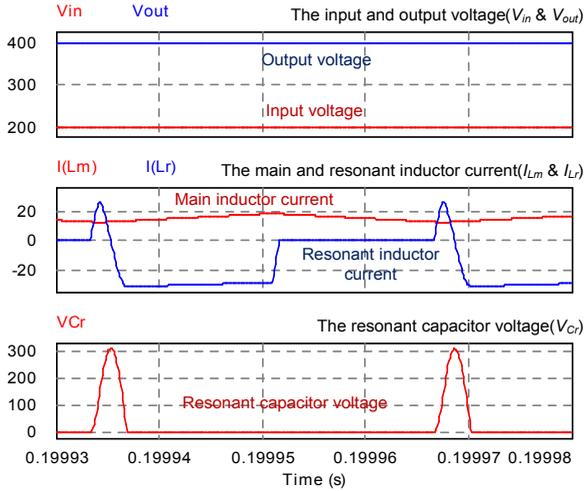


Fig. 4 Input/output voltage and key waveforms

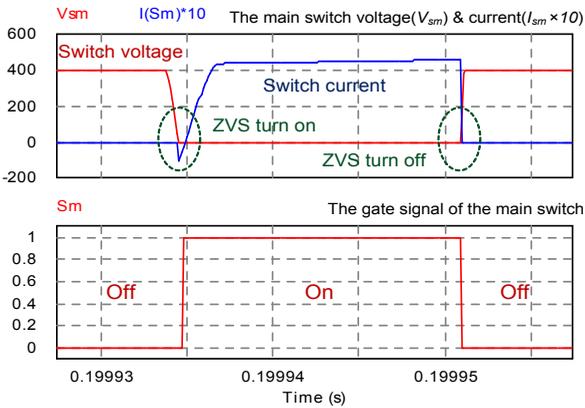


Fig. 5 Key waveforms of the main switch

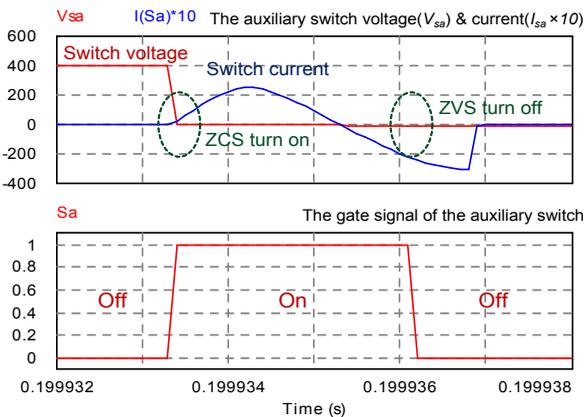


Fig. 6 Key waveforms of the auxiliary switch

공진하고, 주 인덕터에 축적되어 있던 에너지는 주 스위치 턴-오프 시 부하로 전달된다.

그림 6은 주 스위치(Sm)의 전압, 전류, 게이트 신호 파형을 나타낸다. 턴-온 시 스위치 전류는 음수의 값을 갖고, 이는 역병렬 다이오드가 도통함을 의미한다. 그에 따라 스위치 양단의 전압은 영이 된다. 즉, 영전압 스위칭을 한다. 주 스위치 턴-오프 시에는 스너버

Table 2 Switching devices used in proposed converter

Parameters	Value	Voltage / Current Rated
Main Switch	IXSX40N60BD1	600[V] / 40[A]
Auxiliary Switch	IXSX40N60BD1	600[V] / 40[A]
Output Diode	F40U60DN	600[V] / 40[A]
Auxiliary Diode	F40U60DN	600[V] / 40[A]

커패시터의 영향으로 전압이 기울기를 갖고 상승하며, 영전압 조건이 만들어 진다.

그림 7은 보조 스위치(Sa)의 전압, 전류, 게이트 신호이다. 보조 스위치 턴-온 시점에서 전류 파형을 보면 공진하는 것을 확인할 수 있고, 이는 스위치와 직렬로 연결된 공진 인덕터(Lr)와 공진 커패시터(Cr)에 의한 공진이다. 공진으로 인하여 스위치 전류 파형이 정현파 모양이 되고, 공진으로 인하여 영전류 스위칭 조건을 만족시킨다. 턴-오프 시에는 주 스위치 턴-온 동작과 마찬가지로 역병렬 다이오드의 도통으로 인하여 영전압 스위칭을 한다.

5. 실험 결과

5.1 하드웨어 구성

하드웨어는 제어부, 파워부, 게이트 드라이버로 구성된다. 제어는 DSP TMS320F28335를 사용하였다. 출력 전압을 검출하여, A/D 컨버터로 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환시킨다. 변환된 출력 전압의 디지털 값과 기준 전압 400[V]와의 비교 후 PWM신호가 생성되고 게이트 드라이버의 입력이 된다. 게이트 드라이버는 스위치가 구동할 수 있도록 구동 전압을 만든다. 게이트 드라이버의 출력은 MOSFET의 게이트와 소스에 연결된다. 주 스위치 신호는 DSP의 ePWM 기능 중에 위상 딜레이를 이용하여 보조 스위치 신호에 지연시켜 구현하였다.

제안된 컨버터에 사용된 스위칭 소자는 표 2와 같다.

5.2 소프트 스위칭 동작

그림 7은 입력 전압, 출력전압, 주 인덕터 전류 파형을 나타낸다. 주 스위치가 도통하고 있는 구간에는 인덕터 전류가 상승을 하고, 주 스위치가 오프되어 있는 구간에서 인덕터 전류는 감소한다. 주 스위치가 오프 상태일 때, 에너지가 부하로 전달된다.

그림 8은 주 인덕터 전류, 공진인덕터 전류, 공진커패시터 전압을 나타내며, 동작모드 분석 및 시뮬레이션 결과와 동일하게 동작함을 확인할 수 있다.

그림 9는 주 스위치의 전압, 전류 파형이다. 실험은 부하 100[%]의 조건에서 듀티를 변경하여 수행하였으며, 스위치 턴-온 시점에 역병렬 다이오드가 도통하여

영전압 스위칭 조건에서 동작을 하고, 턴-오프 시점에는 주 스위치와 병렬로 연결되어 있는 스너버 커패시터에 의하여 영전압 스위칭을 동작을 한다. 따라서 승압비의 제한 없이 소프트 스위칭동작이 이루어짐을 알 수 있다.

그림 10은 보조 스위치의 전압, 전류 파형이다. 측정 조건은 주 스위치에 대한 측정 조건과 같다. 공진 부분에 대한 실험 결과 파형은 시뮬레이션 결과 파형과 일치함을 보인다. 공진 인덕터(L_r)와 공진 커패시터(C_r)의 공진으로 인하여 보조 스위치는 영전류 턴-온이 되고, 전류와 전압이 겹치는 손실 분이 거의 없음을 확인할 수 있다. 턴-오프 시에는 보조 스위치의 역병렬 다이오드가 턴-온이 되어 보조 스위치가 영전압 조건에서 동작할 수 있도록 돕는다.

5.3 효율 측정

제안하는 컨버터의 타당성 검증을 위하여 전력 분석기 WT-3000을 사용하여, 입력 전력 대비 출력 전력을 측정하였고, 표 3과 그림 11에 나타내었다. 효율 측정 방법은 입력 전압 200[V], 출력 전압 400[V]를 고정시키고, 정격 용량 1[kW]를 기준으로, 부하를 10[%]에서부터 100[%]까지 변화시키면서 측정하였다. 효율 측정 결과, 전 부하 영역에서 90%이상의 효율을 확인하였으며, 부하 100[%]에서 96.8[%]의 최대 효율을 측정하였다.

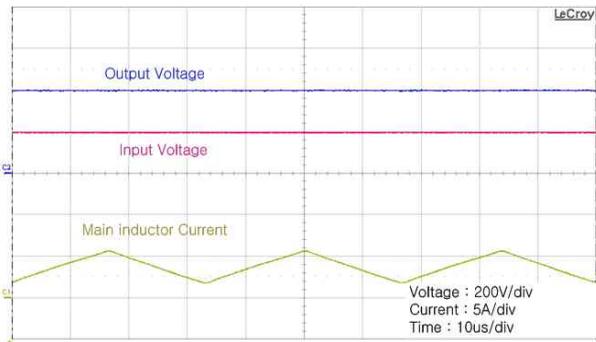


Fig. 7 Input voltage, output voltage and main inductor current waveforms

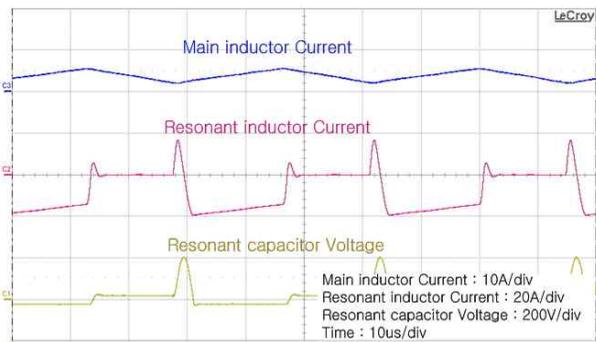
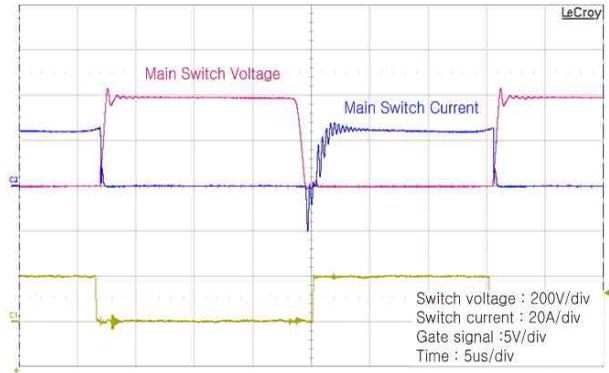
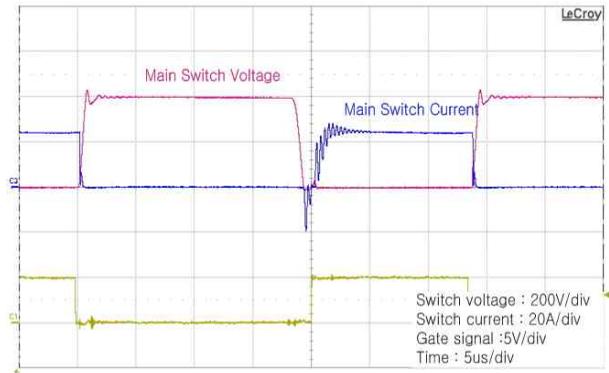


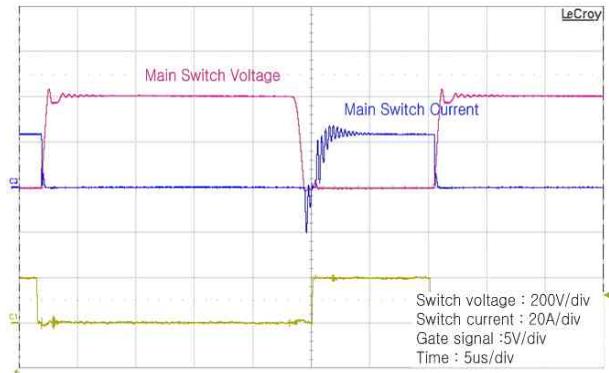
Fig. 8 The waveforms of Main inductor, resonant inductor current and resonant capacitor voltage



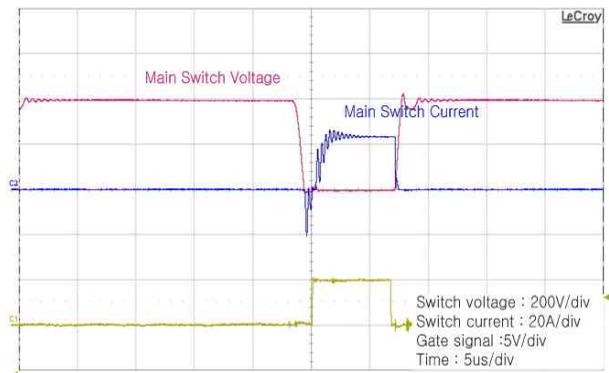
< DUTY 0.5 >



< DUTY 0.4 >



< DUTY 0.3 >



< DUTY 0.2 >

Fig. 9 Main switch voltage and current waveform(100% load)

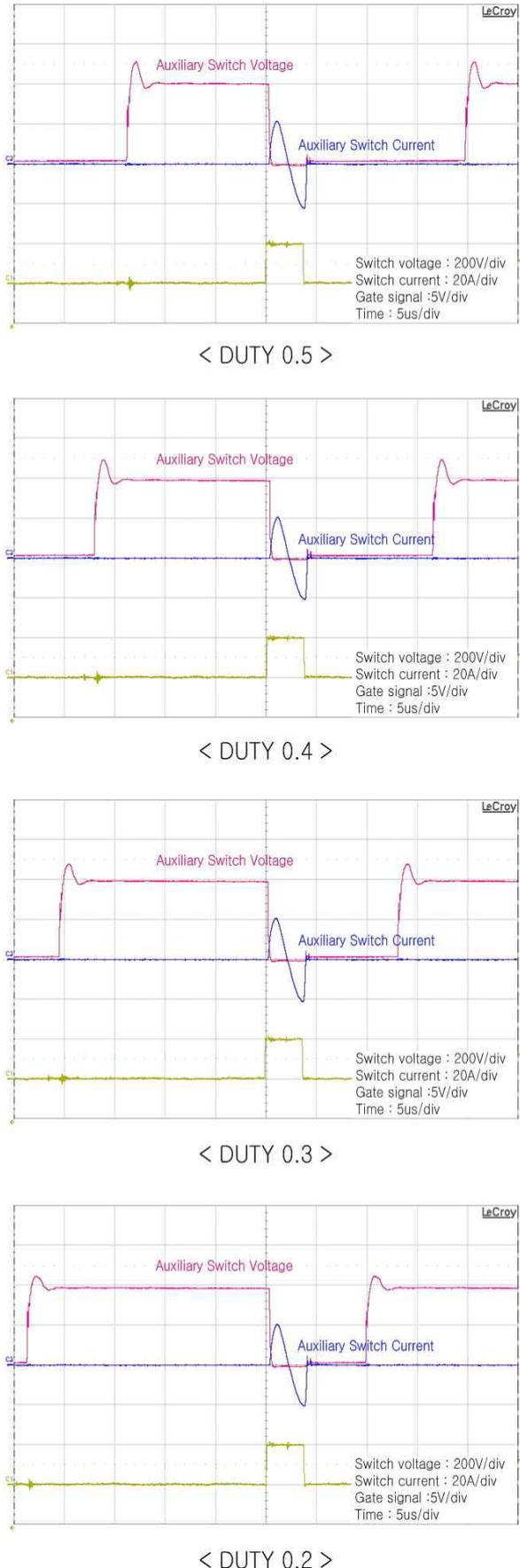


Fig. 10 Auxiliary voltage and current waveform(100% load)

Table 3 Efficiency of the proposed converter

Load [%]	Output Current [A]	Input Power [W]	Output Power [W]	Efficiency [%]
10	0.55	109.89	100	90.1
20	1.07	213.90	200	93.5
30	1.59	318.47	300	94.2
40	2.11	422.39	400	94.7
50	2.62	525.77	500	95.1
60	3.15	629.59	600	95.3
70	3.66	733.75	700	95.4
80	4.18	836.82	800	95.6
90	4.70	940.43	900	95.7
100	5.17	1033.05	1000	96.8

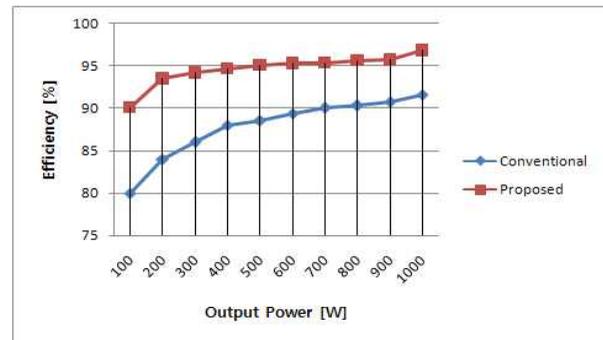


Fig. 11 Efficiency comparison between proposed converter and conventional hard switching converter

6. 결 론

본 논문에서는 보조 공진회로를 갖는 영전압-영전류 천이 부스트 컨버터를 제안하였다. 보조 공진회로는 인덕터, 커패시터, 스위치, 다이오드로 구성되며, 이는 직렬 공진을 이용하여 스위칭 손실을 저감한다. 제안하는 컨버터를 검증하기 위하여, 수학적 모델링을 기반으로 한 동작 모드 분석을 진행하였다. 동작모드는 각 소자의 전압과 전류 파형을 고려하여 9개로 구분하였고, 각 동작모드의 등가회로와 전류 도통 경로를 도식하였다. 모드 분석에 대한 검증을 위해 시뮬레이션과 실험을 통하여 주 스위치와 보조 스위치의 소프트 스위칭 동작을 확인하였고, 효율 측정을 통해 제안한 컨버터의 실용화 가능성을 확인하였다. 제안된 토폴로지는 태양광발전 및 연료전지와 같은 신재생 에너지의 DC전원을 입력으로 하는 DC/DC 전력변환기로 활용이 가능할 것으로 사료된다.

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No.2011-0015584)

참 고 문 헌

[1] Shesh Narayan Vaishnav and H. Krishnaswami, "Single-stage Isolated Bi-directional Converter Topology using High Frequency AC link for Charging and V2G Applications of PHEV," *Proceeding in VPPC 2011*, pp. 1-4, Sept. 2011.

[2] Yu Du, Srdjan Lukic, Boris Jacobson and Alex Huang, "Review of High Power Isolated Bi-directional DC-DC Converters for PHEV/EV DC Charging Infrastructure," *Proceeding in Energy Conversion Congress and Exposition 2011*, pp. 553-560, Sept., 2011.

[3] J. I. Kang, C. W. Roh, S. S. Lee, G. W. Moon, M. J. Youn, "Design and Control of a DC-DC Converter for Electric Vehicle Applications," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronic*, Vol. 2, No. 6, pp. 587-595, Dec. 2002.

[4] R. Gurunathan and A. K. S. Bhat, "A zero-voltage transition boost converter using a zero-voltage switching auxiliary circuit," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 658-668, September 2002.

[5] Chien-Ming Wang, "Novel zero-voltage-transition PWM DC-DC converters," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 1, pp. 254-262, February 2006.

[6] Jain N., Jain P.K., and Joos G., "A zero voltage transition boost converter employing a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses", *IEEE Trans. on Power electronics*, Vol. 19, No. 1, pp. 130-139, 2004.

[8] H. M. Chen, R.C. Chang, and P. S. Lei, "An Exact, High-Efficiency PFM DC-DC Boost Converter with Dynamic Stored Energy," *Proceeding in Electronics, Circuits and Systems 2008*, pp. 622-625, Sept. 2008.

[9] Agnihotri, P., Kaabouch, N., Salehfar, H., Wen-Chen Hu, "FPGA-Based Combined PWM-PFM Technique to Control DC-DC Converters," *Proceeding in North American Power Symposium 2010*, pp. 1-6, Sept. 2010.

[10] K. W. Park, D. Y. Jung, Y. H. Ji, Y. C. Jung, H. M. Han, C. Y. Won, "A LC Series Resonant Boost Converter Using a Single Switch", *The Transactions of Korean Institute of Power Electronic*, Vol. 15, No. 6, pp. 432-440, Dec. 2010.



정두용(鄭斗溶)

1981년 3월 22일생. 2007년 안양대 전기전자공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



김준구(金俊龜)

1981년 5월 7일생. 2007년 남서울대 전자공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 동 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



류동균(柳東均)

1972년 11월 28일생. 2002년 성균관대 대학원 전기전자컴퓨터공학부 졸업(석사). 2003년~현재 삼성전기 CDS(事)POWER 개발 1G 책임연구원. 2010년~현재 동 대학원 전기전자컴퓨터공학부 박사과정.



송인범(宋寅範)

1986년 4월 18일생. 2010년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2012년 성균관대 대학원 태양광시스템공학 협동과정 졸업(석사). 현재 이엔테크놀로지 연구원.



정용채(鄭龍采)

1966년 2월 28일생. 1989년 한양대 전자공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1995년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1995년~1999년 LG전자 홈어플라이언스연구소 선임연구원. 1999년~현재 남서울대 전자공학과 교수. 당 학회 편집위원.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년 12월~1992년 12월 미국 테네시 주립대학 전기공학과 방문 교수. 1998년~현재 한국철도기술연구원 심사위원. 2006년~현재 한국전력공사 PQ심사위원. 2006년~현재 차세대 첨단도시철도시스템(한국건설교통기술평가원) 기술개발사업 운영위원. 2006년~현재 (주)로템 기술자문위원. 2007년~현재 도시철도기술실무위원회 위원(건설교통부). 2007년~현재 삼성전기 에너지파워 연구 센터장. 현재 성균관대 정보통신공학부 교수. 2007년~2008년 당 학회 부회장. 2010년 당 학회 회장.