

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/264204271>

A LC Series Resonant Boost Converter Using a Single Switch

Article · December 2010

DOI: 10.6113/TKPE.2010.15.6.432

CITATION

1

READS

177

6 authors, including:



Chung-Yuen Won

Sungkyunkwan University

280 PUBLICATIONS 2,015 CITATIONS

SEE PROFILE

All content following this page was uploaded by [Chung-Yuen Won](#) on 04 February 2015.

The user has requested enhancement of the downloaded file. All in-text references [underlined in blue](#) are added to the original document and are linked to publications on ResearchGate, letting you access and read them immediately.

단일 스위치를 사용한 LC직렬 공진형 부스트 컨버터

朴建昱^{*}, 鄭斗溶^{**}, 池湧赫^{**}, 鄭龍采^{***}, 韓熙珉^{****}, 元忠淵[†]

A LC Series Resonant Boost Converter Using a Single Switch

Kun-Wook Park, Doo-Yong Jung, Young-Hyok Ji, Yong-Chae Jung, Hee-Min Han,
and Chung-Yuen Won

요 약

본 논문에서는 단일 스위치를 사용한 LC 직렬 공진형 부스트 컨버터를 제안하였다. 제안하는 토폴로지는 별도의 보조 스위치의 추가 없이 일반 부스트 컨버터에 수동소자만을 추가하여 스위치 턴-온, 턴-오프 시 영전압 스위칭(ZVS; Zero Voltage Switching)을 수행한다. 이 토폴로지는 LC직렬 공진에 의해 스위치 오프 타임이 결정되므로, 스위치 온 타임을 가변하여 출력전압을 조절하는 온 타임 가변형 주파수 변조 기법으로 제어된다. 전류 도통 경로에 따라 제안된 회로의 동작 모드를 구분하였고, 제안된 컨버터의 동작모드와 특성은 수학적 해석과 시뮬레이션 및 실험을 통해서 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, a LC series resonant boost converter using a single switch is proposed. The proposed topology contains additional passive elements in the conventional boost converter and performs Zero Voltage Switching(ZVS) without an additional auxiliary switch when a main switch turned on and off. The switch off time of the proposed system determined by LC series resonance, thus a on-time variable Pulse Frequency Modulation(PFM) method is adapted to control output voltage in the proposed converter. Operational modes of the proposed topology are divided with respected to the current conduction paths and then through the theoretical analysis and experimental results, operational modes and characteristics of the proposed converter are verified.

Key Words : Soft switching, LC series resonance, Resonant converter, Passive elements, ZVS

1. 서 론

최근 신재생에너지원의 이용이 늘어나면서 신재생에너지원에서 발생하는 직류 전력을 원하는 형태의 직류

전력으로 변환하는 다양한 종류의 DC-DC 컨버터가 개발되어 사용되고 있다.

현재 전력전자 연구 분야의 추세 중 하나는 시스템의 고효율화, 소형화를 위해서 스위칭 소자의 동작 주파수를 높이는 것이다. 그러나 일반 부스트 컨버터는 스위치 턴-온, 턴-오프 시 하드 스위칭을 하므로 스위칭 주파수를 높일수록 스위칭 손실이 증가하는 단점을 갖는다. 따라서 기존의 부스트 컨버터의 스위칭 주파수를 높이기 위해 공진을 이용한 소프트 스위칭 기법이 많이 적용되고 있다^[1-2].

소프트 스위칭 기법을 적용하기 위해 보조 스위치를

[†]교신저자 : 정희원, 성균관대 정보통신공학부 교수
E-mail : won@yurim.skku.ac.kr

^{*}학생회원, 성균관대 태양광협동과정 석사과정

^{**}학생회원, 성균관대 태양광협동과정 박사과정

^{***}정회원, 남서울대 전자공학과 부교수

^{****}정회원, 이엔테크놀로지(주) 상무/ 연구개발

접수일자 : 2010. 8. 5 1차 심사 : 2010. 9. 4

심사완료 : 2010. 9. 17

이용하는 경우 전압, 전류의 검출과 제어의 포인트가 늘어나므로 제어가 어려워지고 가격이 높아진다^[3-6].

보조 스위치를 사용하지 않고 단일 스위치로 소프트 스위칭 기법을 적용하기 위한 회로들은 기존 부스트 컨버터에 비해 다이오드나 인덕터 등 추가되는 소자가 많아지는 단점이 있다^[7-8].

본 논문에서는 단일 스위치를 사용한 LC직렬 공진형 부스트 컨버터를 제안하였다. 제안된 토폴로지는 일반 부스트 컨버터에 인덕터 1개와 커패시터 2개를 추가하여 스위치 턴-온, 턴-오프 시 ZVS를 수행함으로써 기존의 컨버터에 비해 스위치 소자의 스위칭 손실을 저감하고 높은 주파수로 스위칭 할 수 있다. 이론적 분석을 통해 제안된 컨버터의 동작원리를 기술하고 시뮬레이션 및 실험을 통해 토폴로지의 타당성을 검증하였다.

2. LC직렬 공진형 부스트 컨버터 회로해석

2.1 회로구성

그림 1은 본 논문에서 제안한 단일 스위치를 사용한 LC직렬 공진형 부스트 컨버터의 회로이다. 기존의 부스트 컨버터는 주 인덕터 L , 스위치 S , 출력단 다이오드 D_{out} , 출력단 커패시터 C_{out} 으로 구성된다. 여기에 소프트 스위칭을 수행하는 공진 인덕터 L_r , 공진 커패시터 C_r , 스너버 커패시터 C_s 를 추가하여 회로를 구성하였다.

2.2 모드 분석

본 논문에서는 동작 모드를 설명하기 위하여 제안한 토폴로지의 주 인덕터 L 와 공진 인덕터 L_r , 스너버 커패시터 C_s 의 전류와 스위치 S 의 전압, 전류 파형을 기준으로 7개의 모드로 구분하였다.

그림 2는 각 파형에 따른 모드 구분을 나타내었으며, 그림 3은 전류 경로에 따른 동작 모드를 나타낸 것이다.

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

스위치가 턴-온 상태이며 주 인덕터 L 의 전류가 스위치와 공진회로를 통해 흐른다. 공진 인덕터 L_r 의 전류는 감소하며 공진 커패시터 C_r 의 전압은 상승한다.

공진회로 전류와 공진 커패시터 C_r 의 전압 방정식은 각각 다음과 같다.

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}t + I_L(t_0) \quad (1)$$

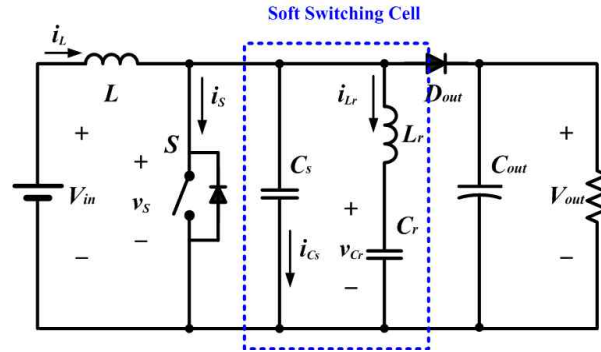


그림 1 제안된 컨버터의 회로도

Fig. 1 Schematic of the proposed converter

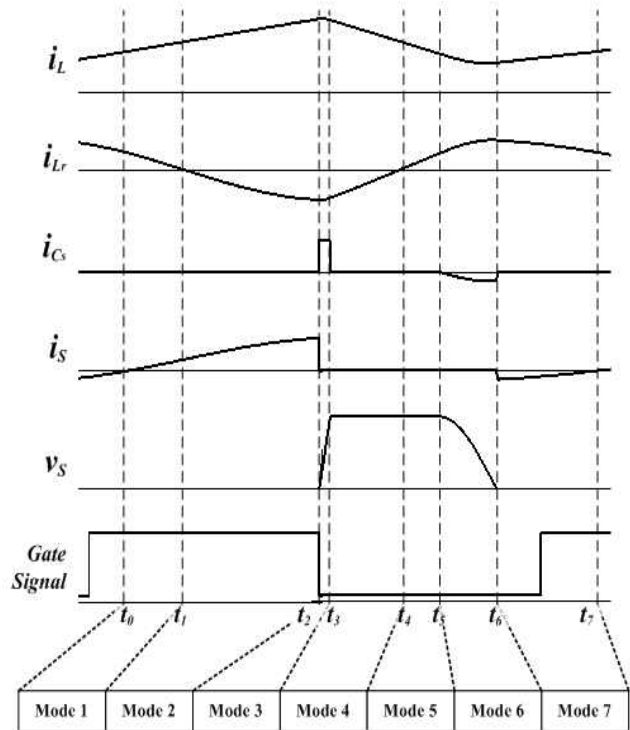


그림 2 제안된 컨버터의 각부 파형

Fig. 2 Key waveforms of the proposed converter

$$i_{L_r}(t) = i_L(t_0) \cos \omega_r t - \frac{v_{C_r}(t_0)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (2)$$

$$v_{C_r}(t) = v_{C_r}(t_0) \cdot \cos \omega_r t + i_L(t_0) \cdot Z_r \sin \omega_r t \quad (3)$$

$$v_{C_s}(t) = 0 \quad (4)$$

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

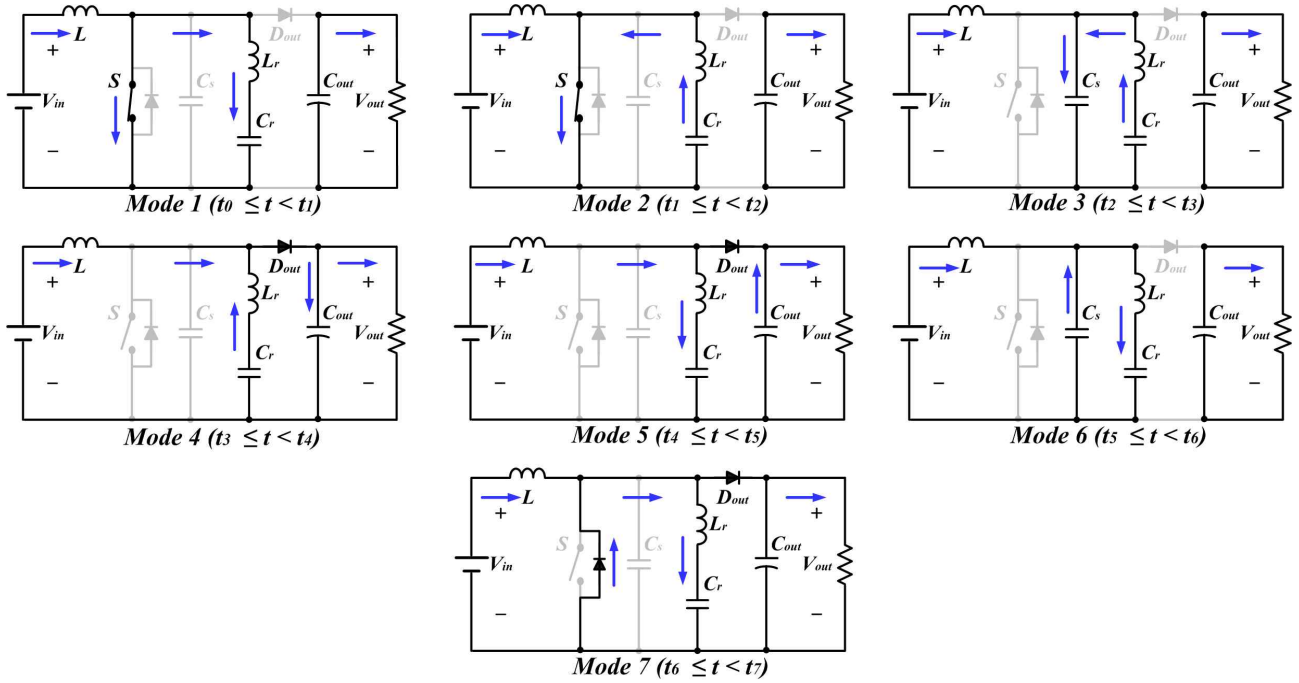


그림 3 제안한 토폴로지의 동작모드

Fig. 3 Operation modes of the proposed topology

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

공진 커패시터 C_r 이 완전 충전되어 공진회로 전류의 방향이 바뀐다. 주 인덕터 전류와 공진회로 전류가 모두 스위치를 통해 흐른다.

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}t + I_L(t_1) \quad (5)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{v_{Cr}(t_1)}{Z_a} \sin \omega_a t \quad (6)$$

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_1) \cdot \cos \omega_a t \quad (7)$$

$$v_{Cs}(t) = 0 \quad (8)$$

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

스위치가 턴-오프 되고 스위치를 통해 흐르던 전류가 스너버 커패시터 C_s 로 흐른다. 스위치는 영전위 상태가 되고 ZVS 조건에서 턴-오프가 수행된다. 스너버 커패시터 C_s 의 전압이 출력전압 V_{out} 까지 상승한다.

공진회로 전류와 공진 커패시터 C_r , 스너버 커패시터 C_s 의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$i_L(t) = I_L(t_3) \quad (9)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{C}{C_s} i_L(t_2) + \left(i_{Lr}(t_2) - \frac{C}{C_s} i_L(t_2) \right) \cos \omega_a t - \frac{v_{Cr}(t_2)}{Z_a} \sin \omega_a t \quad (10)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{i_L(t_2)}{C_r + C_s} t + \frac{C}{C_s} \cdot v_{Cr}(t_2) \cdot \left(1 + \frac{C_s}{C_r} \cos \omega_a t \right) + \frac{C}{C_r} Z_a \left(i_{Lr}(t_2) - \frac{C}{C_s} i_L(t_2) \right) \sin \omega_a t \quad (11)$$

$$v_{Cs}(t) = \frac{i_L(t_2)}{C_r + C_s} t + \frac{C}{C_s} \cdot v_{Cr}(t_2) \cdot (1 - \cos \omega_a t) + \frac{C}{C_s} Z_a \left(\frac{C}{C_s} i_L(t_2) - i_{Lr}(t_2) \right) \sin \omega_a t \quad (12)$$

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 4 ($t_3 \leq t < t_4$)

스너버 커패시터 C_s 의 전압이 출력 전압 V_{out} 과 같아지면 출력 다이오드 D_{out} 이 도통된다. 주 인덕터와 공진회로에 축적된 에너지가 모두 출력단 다이오드 D_{out} 을 통해 부하로 전달된다. 이 구간에서 공진 인덕

터 L_r 의 전류는 증가하고 공진 커패시터 C_r 의 전압은 감소한다.

$$i_L(t) = -\frac{V_{out} - V_{in}}{L}t + I_L(t_3) \quad (13)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) \cdot \cos \omega_r t + \frac{V_{out} - v_{Cr}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (14)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{out} - (V_{out} - v_{Cr}(t_3)) \cos \omega_r t + i_{Lr}(t_3) \cdot Z_r \sin \omega_r t \quad (15)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{out} \quad (16)$$

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

공진회로에 축적된 에너지가 모두 방출되면 공진 인덕터 L_r 의 전류 방향이 바뀐다. 주 인덕터 L 의 전류가 공진회로와 부하측으로 나뉘어서 흐른다. 이 구간에서 주 인덕터 L 의 전류는 감소하고 공진 인덕터 L_r 의 전류는 증가한다.

$$i_L(t) = -\frac{V_{out} - V_{in}}{L}t + I_L(t_4) \quad (17)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{out} - v_{Cr}(t_4)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (18)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{out} - (V_{out} - v_{Cr}(t_4)) \cdot \cos \omega_r t \quad (19)$$

$$v_{Cs}(t) = V_{out} \quad (20)$$

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

공진 인덕터 L_r 의 전류가 주 인덕터 L 의 전류보다 커지고 스너버 커패시터 C_s 가 방전한다. 스너버 커패시터 C_s 의 전압이 낮아지고 공진 커패시터 C_r 의 전압이 상승한다.

$$i_L(t) = I_L(t_5) \quad (21)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{C}{C_s} i_L(t_5) \left(1 + \frac{C_s}{C_r} \cos \omega_a t\right) + \frac{V_{out} - v_{Cr}(t_5)}{Z_a} \sin \omega_a t \quad (22)$$

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_L(t_5)}{C_r + C_s} t + \frac{C}{C_r} (V_{out} - v_{Cr}(t_5)) (1 - \cos \omega_a t) + \left(\frac{C}{C_r}\right)^2 i_L(t_5) Z_a \sin \omega_a t + v_{Cr}(t_5) \quad (23)$$

$$v_{Cs}(t) = \frac{i_L(t_5)}{C_r + C_s} t + \frac{C}{C_r} V_{out} \left(1 + \frac{C_r}{C_s} \cos \omega_a t\right) + \frac{C \cdot v_{Cr}(t_5)}{C_s} (1 - \cos \omega_a t) - \frac{C \cdot i_L(t_5) \cdot Z_a \sin \omega_a t}{C_r + C_s} \quad (24)$$

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

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

스너버 커패시터 C_s 의 전압이 0이 되고 공진회로는 스위치의 역병렬 다이오드와 전류 경로를 형성한다. 스위치는 영전위 상태가 되고 이 구간에서 스위치를 턴-온 함으로써 ZVS 스위칭한다.

$$i_L(t) = \frac{V_{in}}{L}t + I_L(t_6) \quad (25)$$

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_6) \cos \omega_r t - \frac{v_{Cr}(t_6)}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (26)$$

$$v_{Cr}(t) = v_{Cr}(t_6) \cdot \cos \omega_r t + i_{Lr}(t_6) \cdot Z_r \sin \omega_r t \quad (27)$$

$$v_{Cs}(t) = 0 \quad (28)$$

3. 주파수 가변 전압 제어

제한한 컨버터는 LC 직렬 공진에 의해 스위치가 오프 되는 시간이 결정되므로, 스위치 온 시간을 가변하

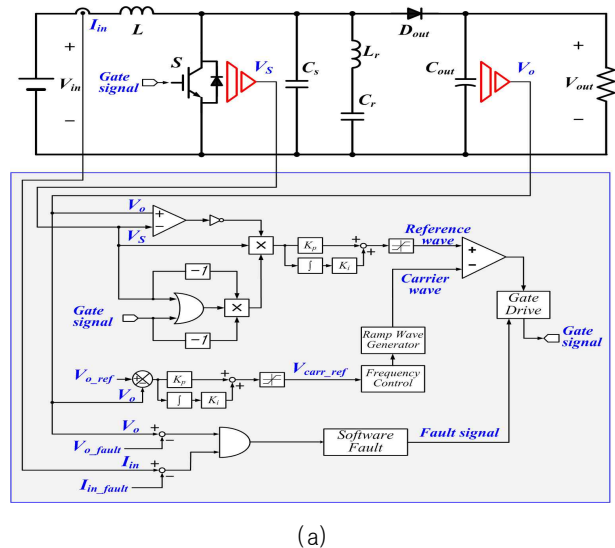


그림 4 제안하는 컨버터의 제어 블록도
Fig. 4 A control block diagram of the proposed converter

여 출력전압을 제어한다. 이 방법은 시비율에 따라 스위칭 주파수가 변하는 PFM 제어 방법으로, 스위치가 영전압 상태가 되었을 때 일정 시간만큼 스위치를 온시키는 방법이다.

그림 4는 제안하는 컨버터의 제어블록도를 나타낸다. 시비율을 제어하기 위해 출력전압(V_o)과 스위치 양단 전압(V_s)을 검출하고, 하드웨어의 보호 기능을 구현하기 위해 입력 전류(I_{in})를 검출한다. 검출한 출력전압(V_o)을 가지고 반송파의 크기를 결정하고, 스위치의 전압(V_s)을 검출하여 기준파의 크기를 결정한다.

기존의 비교파인 삼각파를 일정하게 유지하고 기준파를 변화시켜 스위칭 신호를 얻는 방법이 아닌 기준파를 일정하게 유지하고 비교파를 변화시켜 스위칭 신호를 얻는 방법을 통해 제안한 토폴로지에 맞는 PFM 스위칭 제어를 구현하였다.

스위칭 신호 제어 이외에 하드웨어의 보호를 위해 도통 전류가 12A 이상이면 소프트웨어에서 1차적으로 PWM 신호를 차단하며, 1차 검출을 실패했을 경우 15A에서 하드웨어적으로 PWM을 차단한다. 과전압보호는 1차로 출력전압이 410V 이상 검출되면 DSP A/D컨버터에서 신호를 감지하여 소프트웨어 상으로 PWM을 차단한다. 1차 검출이 실패했을 경우 2차적으로 420V에서 하드웨어적으로 PWM을 차단한다.

상기의 제어 방법은 C source로 구현하여 PSIM 상에서 DLL(Dynamic-Link Library) 블록을 통하여 시뮬레이션 되었으며, 실험에서는 DSP TMS320F2812를 통하여 구현되었다.

4. 공진소자 설계

본 토폴로지는 보조 스위치 없이 공진을 이용하여 스위치 턴-온, 턴-오프시 영전압 스위칭을 구현하므로, 정확한 영전압 스위칭을 구현하기 위해서 공진 조건에 맞게 소자를 설계하는 것이 중요하다. 제안한 컨버터의 소프트 스위칭을 수행하기 위한 공진소자 설계 조건을 아래에 제시하였다.

4.1 공진 조건

그림 5는 공진조건을 형성하는 주요 전압, 전류 파형이다. 스위치 오프 구간에 공진 인덕터 전류가 주 인덕터 전류보다 커지면서 차이분의 전류가 스너버 커패시터를 방전시켜서 영전압 상태를 만든다. 이 후 여분의 전류가 스위치의 역병렬 다이오드를 도통하는 동안에 게이트 신호를 인가하여 스위치를 턴-온 함으로써 영전압 스위칭을 구현한다.

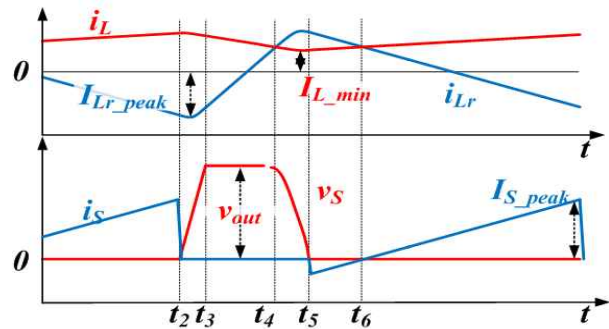


그림 5 ZVS 조건의 주요파형

Fig. 5 Key waveforms of ZVS condition

4.2 공진 인덕터 및 공진 커패시터 설계

공진 조건을 만족하기 위해 공진 인덕터 전류의 변동폭은 주 인덕터 전류의 변동폭보다 커야하며, 공진 인덕터 전류의 최대치는 주 인덕터 전류의 최대치보다 커야 하므로 이를 식 (29)로 나타낼 수 있다.

주 인덕터 전류의 최소치는 식 (30)과 같고 공진 인덕터 전류의 최대치는 수식(31)과 같으므로 이를 식 (29)에 넣고 계산하면 공진조건을 만족하기 위한 공진 인덕터의 최대값을 식 (32)를 통해 구할 수 있다.

$$I_{L_min} \leq I_{Lr_peak} \quad (29)$$

$$I_{L_min} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times I_o - \frac{T_{on}}{2 \cdot L} \cdot V_{in} \quad (30)$$

$$I_{Lr_peak} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_r} \cdot T_{on} \quad (31)$$

$$L_r \leq \frac{V_{in} \cdot L \cdot T_{on}}{2 \cdot G_v \cdot L - V_{in} \cdot T_{on}} \quad (32)$$

$$L_r \leq \frac{160 \cdot 500 \cdot 10^{-6} \cdot 16.7 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 2.5 \cdot 500 \cdot 10^{-6} - 160 \cdot 16.7 \cdot 10^{-6}} = 182 \mu H \quad (33)$$

계산결과 100% 부하 조건에서 공진조건을 만족하기 위한 공진 인덕터의 최대값은 182μH로 계산되었으며 스위치의 영전압 확보를 위해 계산값보다 작은 150μH를 선정하였다.

공진 커패시터는 공진 인덕터 전류의 변동분을 축적 및 방출하고, 공진 회로의 임피던스 및 공진 주파수를 결정하는 역할을 한다. 공진 커패시터의 용량을 충분히 크게 선정하여 전압 변동을 적게 하되, 스위칭 주파수가 공진 인덕터와 공진 커패시터의 직렬 공진 주파수보다 약 2.5배 정도 빠르게 동작하도록 설계하였

다. 이 조건을 식으로 나타내면 식 (34)와 같다. 식 (34)를 전개하여 공진조건을 만족하기 위한 공진 커패시터의 최소값을 식 (35)를 통해 구할 수 있다.

$$\frac{2.5}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \leq f_{sw} \quad (34)$$

$$C_r \geq \frac{6.25}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_r \cdot f_{sw}^2} \quad (35)$$

$$C_r \geq \frac{6.25}{4 \cdot (3.14)^2 \cdot 150 \cdot 10^{-6} \cdot 30^2 \cdot 10^6} = 1.173 \mu F \quad (36)$$

계산결과 공진조건을 만족하기 위한 공진 커패시터의 최소값 $1.173 \mu F$ 을 얻었다. 실험 및 시뮬레이션에는 소자 선정의 용이성을 위해 여분값을 주어 $1.33 \mu F$ 을 선정하였다.

4.3 스너버 커패시터 설계

스너버 커패시터는 스위치 턴-오프 시에 주 인덕터 전류와 공진 인덕터 전류에 의해 영전압에서 출력전압으로 충전되고, *Mode 5*의 $t_4 \sim t_5$ 구간에서 공진 인덕터 전류와 주 인덕터 전류의 차이분에 의해 영전압으로 방전된다.

스너버 커패시터의 크기가 커지면 턴-온 직전에 스위치를 영전압으로 만들기 위해 공진 인덕터에 흐르는 전류의 크기가 커져야한다. 스너버 커패시터의 크기는 공진 인덕터 전류의 크기와 주 인덕터 전류의 크기를 고려하여 선정한다. 본 논문에서는 스위치가 영전위 상태가 되기까지의 시간을 $3 \mu s$ 이내가 되도록 스너버 커패시터의 용량을 선정하였다. 제안한 토폴로지의 출력전압, 주 인덕터, 공진 인덕터 전류 등을 고려하여 스너버 커패시터의 최대값을 구하기 위한 수식을 전개하면 식 (37)과 같다.

$$C_s \leq \frac{1}{V_{out}} \cdot \int_{t_4}^{t_5} I_{Lr_peak} - I_{L_min} dt \quad (37)$$

$$\begin{aligned} C_s &\leq \frac{1}{400} \cdot \int_{t_4}^{t_5} \left(\frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot T_{on} \cdot \left(\frac{1}{L_r} + \frac{1}{L} \right) - \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot I_o \right) dt \\ &= \frac{1}{400} \cdot (80 \cdot 16.7 \cdot 10^{-6} \cdot 8.667 \cdot 10^3 - 2.5 \cdot 4) \cdot 3 \cdot 10^{-6} \\ &= 11.84 nF \end{aligned} \quad (38)$$

계산결과 100% 부하 조건에서 스위치가 $3 \mu s$ 이내로 영전압으로 방전되기 위한 스너버 커패시터의 용량은

$11.84 nF$ 미만이다. *Mode 6*의 동작을 확실히 확보하기 위해 스너버 커패시터의 용량을 $10 nF$ 으로 선정하였다.

5. 시뮬레이션

5.1 제안한 토폴로지의 구성

제안한 토폴로지의 동작확인 및 분석을 위해 PSIM 6.0을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 소자들의 사양 및 단위를 나타내며, 제안한 토폴로지에 적용되는 시비율 제어 방법인 온 타임 가변형 펄스 주파수 변조 제어는 C언어로 제어기를 작성하여 DLL를 통해 PSIM과 연동하여 구현하였다.

5.2 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 결과파형을 그림 7과 그림 8에 나타내었다.

표 1 시뮬레이션 설계 사양

Table 1 Parameters of a simulation

항 목	사 양	단 위
주 인덕터 L	500	μH
공진 인덕터 L_r	150	μH
스너버 커패시터 C_s	10	nF
공진 커패시터 C_r	1.33	μF
출력 커패시터 C_{out}	100	μF
입력전압 V_{in}	160	V
출력전압 V_{out}	400	V
출력파워 P_{out}	800	W

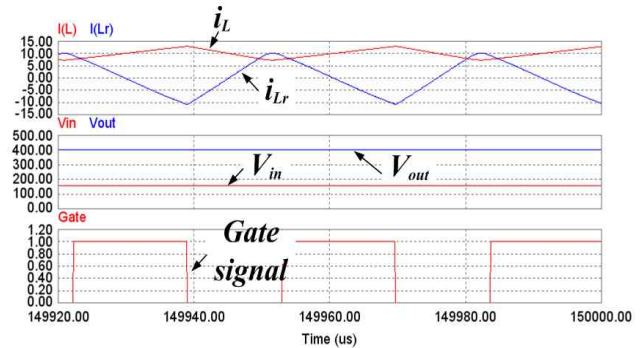


그림 6 주 인덕터 L , 공진 인덕터 L_r 의 전류파형

Fig. 6 Current waveforms of main inductor L and resonant inductor L_r

그림 6에서 주 인덕터 전류는 스위치의 온 시에 입력전압이 인가되어 증가하고 오프 시 출력전압과 입력전압의 차이 만큼의 전압이 인가되어 감소하고 있다. 공진 인덕터 L_r 의 전류는 주 인덕터 전류와 반대로 스위치 온 시에 감소, 오프 시에 증가 하고 있다. 시뮬레이션에서 출력전압을 400 V로 제어했을 때 스위칭 주파수는 34.13kHz이며 0.57의 시비율로 동작한다.

그림 7에서는 스위치 S 의 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 스위치 오프 시에 스위치에 흐르던 전류가 스너버 커패시터 C_s 로 흐르므로 스위치 S 의 전압 상승이 지연되면서 ZVS 턴-오프를 수행한다. 스위치 온 시에는 공진에 의해 스위치의 역병렬 다이오드로 전류가 흘러 스위치 S 가 영전위인 상태에서 스위치를 온 시킴으로써 ZVS 턴-온을 수행한다.

6. 실험 및 고찰

제안한 토폴로지의 실험적 분석 및 검증을 위해 그림 8와 같이 실험 세트를 제작하였다. 표 2는 실험 세트의 설계 사양을 나타내었다.

표 2 실험세트 설계 사양

Table 2 Parameters of the hardware

항 목	사 양	단 위
주 인덕터 L	504.2	μH
공진 인덕터 L_r	150.5	μH
스위치 S	IXSX40N60BD1	
출력 다이오드 D_{out}	F40U60DN	
스너버 커패시터 C_s	10	nF
공진 커패시터 C_r	1.33	μF
출력 커패시터 C_{out}	500	μF
입력전압 V_{in}	160	V
출력전압 V_{out}	400	V
출력파워 P_{out}	800	W

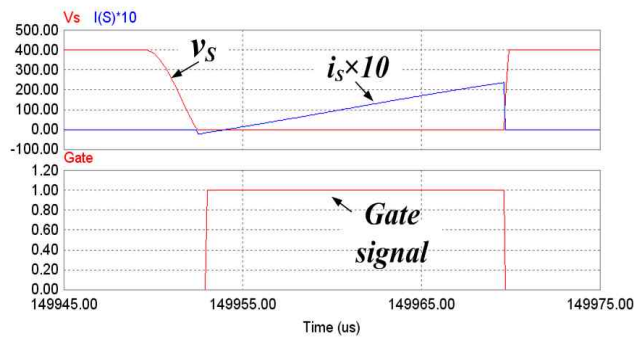


그림 7 스위치 S 의 전압, 전류 파형

Fig. 7 The voltage and current waveforms of switch S



그림 8 제안된 토폴로지의 실험 세트

Fig. 8 The hardware of proposed converter

그림 9와 그림 10, 그림 11은 시비율을 각각 0.3, 0.5, 0.7로 인가했을 때의 공진 인덕터 L_r 전류, 스위치 전압, 공진 커패시터 C_r 의 전압 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안한 토폴로지는 스위치 온 시간의 가변을 통해 시비율을 조절한다.

그림 12는 스위치 S 의 전압 전류 파형이다. 제안한 토폴로지는 스위치 턴 온, 턴 오프 구간에서 스위치 양단 전압이 영전압이므로 ZVS 조건을 만족한다.

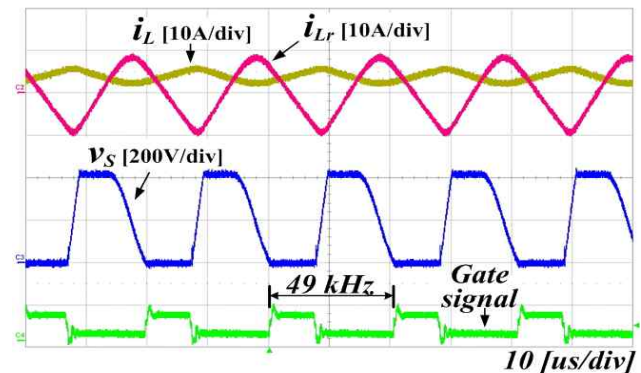


그림 9 시비율 0.3에서 공진 인덕터 L_r 전류, 스위치 S 전압, 공진 커패시터 C_r 전압 파형 (전부하)

Fig. 9 Resonant inductor current, switch and resonant capacitor voltage waveforms at 0.3 Duty (Full load)

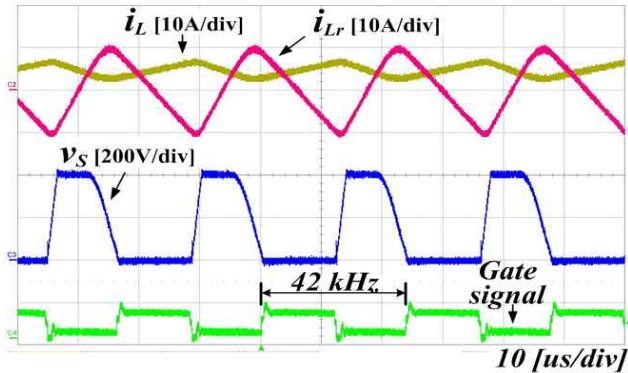


그림 10 시비율 0.5에서 공진 인덕터 L_r 전류, 스위치 S 전압, 공진 커패시터 C_r 전압 파형 (전부하)

Fig. 10 Resonant Inductor current, switch and resonant capacitor voltage waveforms at 0.5 Duty (Full load)

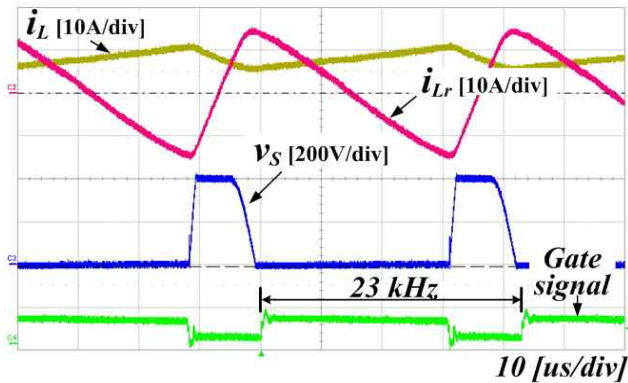


그림 11 시비율 0.7에서 공진 인덕터 L_r 전류, 스위치 S 전압, 공진 커패시터 C_r 전압 파형 (전부하)

Fig. 11 Resonant Inductor current, switch and resonant capacitor voltage Waveforms at 0.7 Duty (Full load)

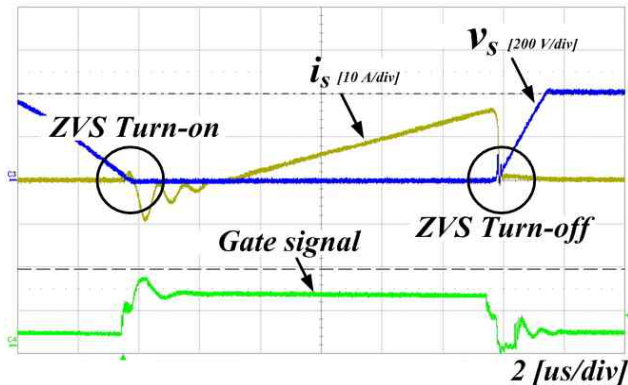


그림 12 스위치 S 의 전압, 전류 파형 (전부하)

Fig. 12 A current and a voltage waveforms of switch S (Full load)

표 3 제안한 컨버터의 효율

Table 3 Total efficiency of the proposed converter

부하 [%]	출력 전류[A]	입력 전력[W]	출력 전력[W]	효율 [%]
10	0.2	90.2	80	88.7
20	0.4	173.3	160	92.3
30	0.6	255.6	240	93.9
40	0.8	339.7	320	94.2
50	1	422.4	400	94.7
60	1.2	505.8	480	94.9
70	1.4	588.2	560	95.2
80	1.6	677.2	640	94.5
90	1.8	759.5	720	94.8
100	2	843.0	800	94.9

제안한 컨버터의 타당성을 검증하기 위해 전력 분석기(WT-3000)를 이용하여 효율을 측정하였다. 입력전압 160V와 출력전압 400V의 조건에서 정격용량인 800W를 기준으로 10~100%까지 부하를 변화시켜가며 측정한 결과를 표 3에 나타내었다.

제안한 컨버터는 10% 부하에서 88.7%의 최소 효율을 가지고 70% 부하에서 95.2%의 최대 효율을 가진다.

7. 결 론

본 논문에서는 단일 스위치를 사용한 LC 직렬 공진형 부스트 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 각 모드별 이론적 분석 및 수식 전개와 시뮬레이션을 통해 동작 및 특성이 검증되었다.

800W급 공진형 부스트 컨버터를 구성하여 실험한 결과 제안한 시스템은 전 부하 영역에서 스위치의 드레인-소스 사이의 전압이 0인 상태로 스위치의 턴-온, 턴-오프가 제어되며, 평균 효율 93.8%를 확인하였다.

제안한 토폴로지는 기존의 부스트 컨버터에 병렬로 소수의 L-C 수동소자를 추가하여 높은 스위칭 주파수로 ZVS를 수행하므로 더 높은 효율을 얻을 수 있으며 부피를 줄일 수 있다.

본 논문은 지식경제부의 지원으로 수행한 에너지자원기술개발사업-상용화기술(2010T100200295)의 연구 결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] Pilawa-Podgurski R., Sagneri A.D., Rivas J.M., Anderson D.I., Perreault D.J., "Very-High-Frequency Resonant Boost Converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 24, No. 6, pp. 1654-1665, 2009, June.
- [2] Forsyth A.J., "High frequency load resonant DC-DC converters", *IEEE Transactions on Power Engineering Journal*, Vol. 13, No. 4, pp. 213-220, 1999, Aug.
- [3] Jun Chen, Ioinovici A., "Switching-mode DC-DC converter with switched-capacitor-based resonant circuit", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 43, No. 11, pp. 933-938, 1996, Nov.
- [4] Jovanovic M.M., Yungtaek Jang, "A new, soft-switched boost converter with isolated active snubber", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 2, pp. 496-502, 1999, Mar/Apr.
- [5] Xinke Wu, Junming Zhang, Xin Ye, Zhaoming Qian, "Analysis and Design for a New ZVS DC-DC Converter with Active Clamping", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 6, pp. 1572-1579, 2006, Nov.
- [6] Jae-Kyu Park, Woo-Young Choi, Bong-Hwan Kwon, "A Step-Up DC-DC Converter with a Resonant Voltage Doubler", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, pp. 3267-3275, 2007, Dec.
- [7] Lambert J.A., Vieira J.B. Jr., Carlos de Freitas L., dos Reis Barbosa L., Farias V.J., "A boost PWM soft-single-switched converter with low voltage and current stresses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 1, pp. 26-35, 1998, Jan.
- [8] Prudente, M., Pfitscher, L.L., Emmendoerfer, G., Romanelli E.F., Gules R., "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 871-887, 2008, Mar.

저 자 소 개



박건욱(朴建昱)

1985년 5월 2일생. 2009년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 석사과정.



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.



지용혁(池湧赫)

1981년 8월 31일생. 2007년 성균관대 화학공학과 졸업. 2009년 성균관대 대학원 태양광시스템 공학 협동과정 졸업(석사). 2009년~현재 성균관대 대학원 태양광시스템공학협동과정 박사과정.



정용채(鄭龍采)

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



한희민(韓熙珉)

1971년 2월 13일생. 1996년 인천대 전자공학과 졸업. 2007년 인천대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~현재 인천대학원 전기공학과 박사과정. 이엔테크놀로지(주) 연구소/ 상무.



원충연(元忠淵)

1955년 5월 10일생. 1978년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 서울대 공대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 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. 현재 당 학회 회장.