

고효율을 갖는 단일 전력변환 직렬 공진형 AC-DC 컨버터

정서광¹, 차우준¹, 이성호¹, 권봉환[†]

Single-Power-Conversion Series-Resonant AC-DC Converter with High Efficiency

Seo-Gwang Jeong¹, Woo-Jun Cha¹, Sung-Ho Lee¹, and Bong-Hwan Kwon[†]

Abstract

In this study, a single-power-conversion series-resonant ac-dc converter with high efficiency and high power factor is proposed. The proposed ac-dc converter consists of single-ended primary-inductor converter with an active-clamp circuit and a voltage doubler with series-resonant circuit. The active-clamp circuit clamps the surge voltage and provides zero-voltage switching of the main switch. The series-resonant circuit consists of leakage inductance L_{lk} of the transformer and resonant capacitors C_{r1} and C_{r2} . This circuit also provides zero-current switching of output diodes D_1 and D_2 . Thus, the switching loss of switches and reverse-recovery loss of output diodes are considerably reduced. The proposed ac-dc converter also achieves high power factor using the proposed control algorithm without the addition of a power factor correction circuit and a dc-link electrolytic capacitor. A detailed theoretical analysis and the experimental results for a 1kW prototype are discussed.

Key words: Single-power-conversion, SEPIC(Single-Ended Primary-Inductor Converter), Voltage doubler, Active-clamp circuit, Series-resonant circuit.

1. 서 론

최근 고효율과 고역률을 갖는 ac-dc 컨버터에 대해 많은 연구가 이루어지고 있다. 특히 SEPIC 컨버터는 입력전류 리플이 작고 넓은 입력전압 범위를 갖는다는 장점 때문에 LED 구동회로, 태양광발전 시스템과 같은 산업 분야에 사용되고 있다^{[1],[2]}. 하지만 스위치와 다이오드의 하드 스위칭으로 인한 스위칭 손실이 크고 절연형 SEPIC 컨버터의 경우 스위치의 서지 전압이 크기 때문에 이를 제한하기 위한 추가적인 스너버가 필요하다는 단점이 있다. 그리고 입력측의 높은 역률을 얻기 위해 추가적인 PFC 회로와 입력 직류 링크 캐패시터가 필요

하다^[3]. 이때 추가되는 PFC 회로와 입력 직류 링크 캐패시터로 인해 컨버터의 수명이 짧아지고 전체 시스템의 가격과 부피가 커진다.

기존의 PFC ac-dc 컨버터는 two-stage PFC ac-dc 컨버터와 single-stage PFC ac-dc 컨버터로 나눌 수 있다. 먼저, 그림 1(a)의 two-stage PFC ac-dc 컨버터는 풀브리지 다이오드 정류기, PFC 회로, dc-dc 컨버터로 구성된다^{[4],[5]}. PFC 회로와 dc-dc 컨버터는 각각 역률 제어와 출력전압 제어를 위한 PFC 컨트롤러와 dc-dc 컨트롤러를 필요로 한다. 각 stage에서 97% 이상의 고효율을 달성해도 두 stage 모두를 포함하는 전체 two-stage PFC ac-dc 컨버터의 효율은 약 94% 낮아진다. 따라서, 두 개의 power-processing stage와 각 stage 사이의 직류링크 전해 캐패시터는 전체 컨버터의 효율 및 수명을 저하시킬 수 있고, 크기, 무게, 가격을 상승시킬 수 있다. 이런 문제점을 해결하기 위해 그림 1(b)의 single-stage PFC ac-dc 컨버터가 제안되었다^{[6]-[8]}. Single-stage PFC ac-dc 컨버터는 풀브리지 다이오드 정류기, PFC 회로, dc-dc 컨버터로 구성되어있으며 출력전압 제어를 위한 dc-dc 컨트롤러를 필요로 한다. PFC 회로와 dc-dc 컨버터를 결합하여 하나의 스위치를

Paper number: TKPE-2016-21-3-5

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: bhkwon@postech.ac.kr, Dept. of Electronic and Electrical Eng., Pohang Univ. of science and technology

Tel: +82-54-279-2219

¹ Dept. of Electronic and Electrical Eng., Pohang Univ. of science and technology
Manuscript received Nov. 16, 2015; revised Dec. 14, 2015; accepted Mar. 28, 2016

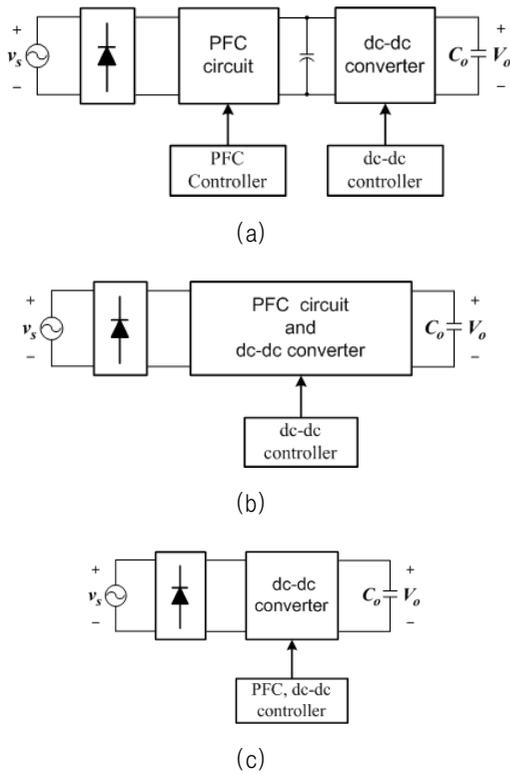


Fig. 1. Block diagram of the conventional ac-dc converters and single-power-conversion converter. (a) Two-stage converter. (b) Single-stage converter. (c) Single-power-conversion converter.

공유함으로써 추가적인 PFC 스위치와 컨트롤러가 필요하지 않게 되어 two-stage PFC ac-dc 컨버터에 비해 크기와 무게를 줄일 수 있다. 하지만 여전히 PFC 회로를 필요로 하며, 역률 제어 없이 PFC 회로의 동작 원리에 의해 높은 역률을 얻기 때문에 two-stage PFC ac-dc 컨버터에 비해 고역률을 얻기 어렵다.

본 논문에서는 위에 언급된 기존 ac-dc 컨버터의 문제점을 해결하기 위해 그림 1(c)의 고효율을 갖는 단일 전력변환 직렬 공진형 ac-dc 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 풀브리지 다이오드 정류기, 고주파 변압기를 포함하는 dc-dc 컨버터로 구성되어있으며 역률과 출력 전압을 제어하기 위한 하나의 컨트롤러를 필요로 한다. dc-dc 컨버터는 변압기 1차측에 능동 클램프 회로와 2차측에 직렬 공진 회로를 포함하고 있다. 능동 클램프 회로는 스위치의 영전압 스위칭을 가능하게 하며, 직렬 공진 회로는 출력 다이오드의 영전류 스위칭을 가능하게 함으로써 역방향 회복문제를 해결할 수 있고 이로 인해 스위칭 손실을 최소화하여 고효율을 달성할 수 있다. 또한 추가적인 PFC 회로 없이 제안된 역률개선 제어 알고리즘을 사용하여 고역률을 달성할 수 있다. 본 논문에서는 제안된 단일 전력변환 직렬 공진형 ac-dc 컨버터의 동작원리와 제어알고리즘의 이론적 해석 및 시뮬레이션 실험을 수행하여 타당성을 검증하였다.

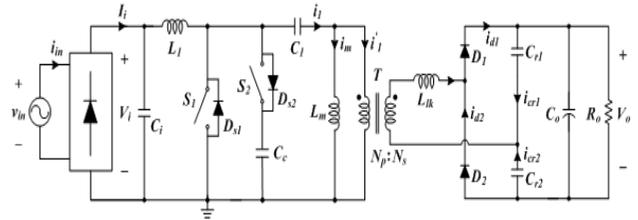


Fig. 2. Proposed single-power-conversion series-resonant ac-dc converter.

2. 제안된 단일 전력변환 직렬 공진형 AC-DC 컨버터

2.1 제안된 컨버터의 구성 및 특징

그림 2는 제안된 단일 전력변환 직렬 공진형 ac-dc 컨버터의 회로도이다. 기존의 PFC 회로를 포함하는 two-stage PFC ac-dc 컨버터나 single-stage PFC ac-dc 컨버터와는 다르게 추가적인 PFC 회로와 입력 직류링크 전해 캐패시터 없이 제안된 역률개선 제어 알고리즘을 사용하여 고효율 및 고역률을 얻을 수 있는 단순한 구조를 가진다. 제안된 컨버터의 변압기 1차측은 다이오드 정류기와 권선비 $n(N_s/N_p)$ 을 가지는 절연형 SEPIC 컨버터, 능동 클램프 회로로 구성되어있으며 2차측은 배전압 회로로 구성되어있다. 2차측의 직렬 공진 회로는 변압기 누설 인덕턴스 L_k 와 공진 캐패시터 C_{r1} , C_{r2} 로 구성되어있다. 또한 계통과 부하의 절연을 위해 고주파 변압기가 사용되었다. 기존 SEPIC 컨버터의 1차측에 능동 클램프 회로를 추가함으로써 메인스위치 S_1 의 서지 전압을 최소화하고 변압기 누설 인덕턴스에 저장된 에너지를 재활용 할 수 있으며 메인스위치 S_2 과 보조스위치 S_2 의 영전압 스위칭을 달성할 수 있다. 2차측에는 배전압 회로를 사용함으로써 낮은 변압기 권선비로 높은 출력전압을 얻을 수 있으며 메인스위치 S_1 의 상태에 상관없이 1차측의 에너지를 2차측으로 전달할 수 있다. 따라서 기존의 ac-dc 컨버터에 비해 높은 변압기 이용률을 달성할 수 있다. 또한 2차측의 변압기 누설 인덕턴스 L_k 와 공진 캐패시터 C_{r1} , C_{r2} 로 구성된 직렬 공진 회로의 직렬 공진으로 다이오드 D_1 과 D_2 의 영전류 스위칭을 달성함으로써 다이오드의 역방향 회복 문제를 해결하여 손실을 최소화하고 고효율을 달성할 수 있다.

2.2 제안된 컨버터의 동작원리

제안된 컨버터의 메인스위치 S_1 과 능동 클램프 스위치 S_2 는 상보적으로 동작하며 변압기 자화인덕턴스 L_m 의 volt-second 평형 조건에 의해 1차측의 캐패시터 C_i 에 걸리는 전압 v_{ci} 은 정류된 입력전압 V_m 과 같다. 제안된 단일 전력변환 ac-dc 컨버터의 정상상태 동작은 스위치 S_1 , S_2 와 다이오드 D_1 , D_2 의 상태에 따라 4개의 동작모드로 구분될 수 있다. 제안된 컨버터의 동작원리를 분석하기에 앞서 몇 가지의 가정을 한다. 먼저, 입력전

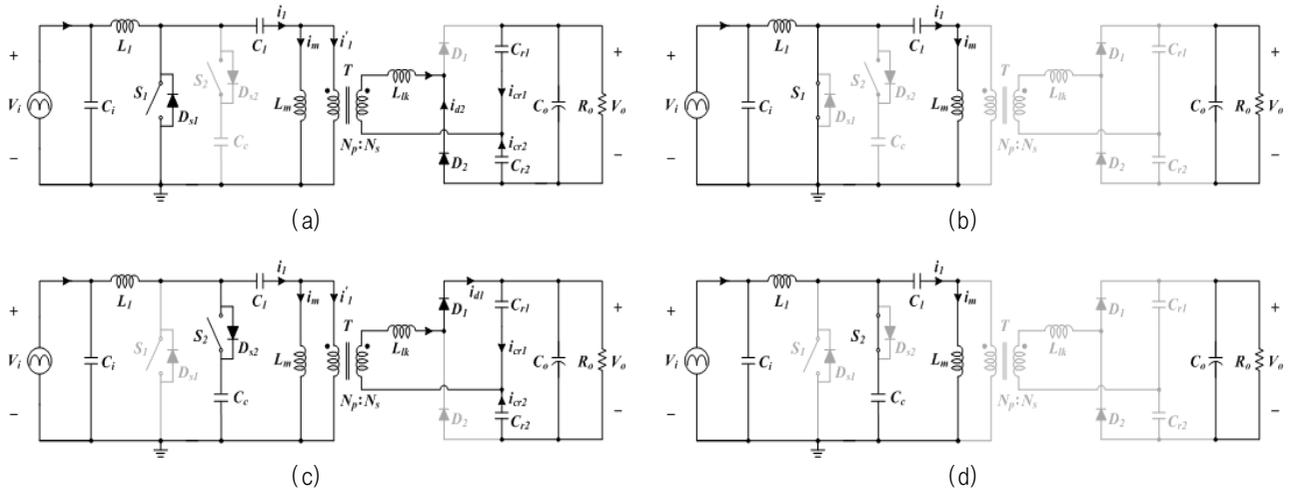


Fig. 3. Operating modes of the proposed converter. (a) Mode 1. (b) Mode 2. (c) Mode 3. (d) Mode 4.

압 v_{in} 의 주파수는 스위칭 주파수 f_s 보다 아주 작기 때문에 스위칭 주기 T_s 동안의 입력전압 v_{in} 은 일정하다고 가정한다. 그리고 스위칭 주기 T_s 동안 클램프 캐패시터 C_c 양단의 전압 v_{Cc} 는 일정하다고 가정한다. 정류된 입력 전압 V_i 는 $|v_{in}| = V_m \sin \omega t$ 이다. 여기서 V_m 은 입력전압 v_{in} 의 최댓값이며, ω 는 v_{in} 의 각 주파수이다. 그림 3은 제안된 컨버터의 정상상태 동작모드를 나타내며 그림 4는 각 모드별 이론적 파형을 나타낸다.

모드 1 [t_0, t_1]: 시간 t_0 에서 메인스위치 S_1 의 바디 다이오드 D_{s1} 이 도통된 상태이다. 따라서 S_1 양단에 걸리는 전압 v_{S1} 은 0V이고 이때 S_1 이 턴-온 되므로 S_1 의 영전압 스위칭이 이루어진다. 변압기의 자화인덕턴스 L_m 으로 흐르는 전류 i_m 은 선형적으로 감소하며 이 구간동안 입력전압 V_i 는 일정하다고 가정하면 식은 아래와 같다.

$$i_m(t) = i_m(t_0) - \frac{V_i}{L_m}(t - t_0). \quad (1)$$

이때 2차측 다이오드 D_2 가 도통되고 변압기 누설 인덕턴스 L_k 와 공진 캐패시터 C_{r1}, C_{r2} 에 의한 직렬 공진회로의 첫 번째 직렬 공진이 시작된다. 변압기의 1차측으로 흐르는 전류 i_i 은 변압기 자화 인덕턴스 전류 i_m 과 2차측 전류 i_2 에 의해 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$i_1(t) = i_m(t_0) - L_m \frac{V_{in}}{L_m}(t - t_0) - \frac{n^2 V_i - n V_{Cr2}}{\sqrt{L_k/C_r}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_k C_r}}(t - t_0). \quad (2)$$

여기서 공진 캐패시턴스 C_r 은 $(C_{r1} + C_{r2})$ 이다.

모드 2 [t_1, t_2]: 시간 t_1 에서 직렬공진 회로의 첫 번째 공진이 끝나게 되며 이로 인해 다이오드 D_2 가 턴-오프 되기 전에 다이오드에 흐르는 전류 i_2 가 먼저 0A가 되

므로 시간 t_2 에서 다이오드 D_2 의 영전류 스위칭을 달성할 수 있다. 첫 번째 직렬공진이 끝난 후, 변압기의 1차측 전류 i_i 은 변압기 자화인덕턴스 L_m 에 흐르는 전류 i_m 과 같아지며 식 (1)과 같이 선형적으로 감소한다.

모드 3 [t_2, t_3]: 시간 t_2 에서 메인스위치 S_1 과 다이오드 D_2 가 턴-오프 된다. 이때 보조스위치 S_2 의 바디 다이오드 D_{s2} 는 도통된 상태이고 이를 통해 전류가 흐르고 있다. 따라서 보조스위치 S_2 양단에 걸리는 전압 v_{S2} 는 0V이고 이때 S_2 가 턴-온 되므로 S_2 의 영전압 스위칭이 이루어진다. 보조스위치 S_2 가 턴-온 되면 변압기 자화인덕턴스 전류 i_m 은 선형적으로 증가하며 아래의 식과 같이 계산된다.

$$i_m(t) = i_m(t_2) + \frac{D}{1-D} \frac{V_i}{L_m}(t - t_2) \quad (3)$$

이때 2차측 다이오드 D_1 이 도통되고 변압기의 1차측으로 흐르는 전류 i_i 은 변압기 자화인덕턴스 전류 i_m 과 2차측 전류 i_2 에 의해 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$i_1(t) = i_m(t_2) + \frac{D}{1-D} \frac{V_{in}}{L_m}(t - t_2) + \frac{n^2(V_{Cc} - V_i) - nV_{Cr1}}{\sqrt{L_k/C_r}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_k C_r}}(t - t_2). \quad (4)$$

모드 4 [t_3, t_4]: 시간 t_3 에서 두 번째 직렬공진이 끝나게 되며 첫 번째 직렬공진과 마찬가지로 두 번째 직렬공진에 의해 다이오드 D_1 이 턴-오프 되기 전에 다이오드에 흐르는 전류 i_{d1} 이 먼저 0A가 되므로 다이오드 D_1 의 영전류 스위칭을 달성할 수 있다.

모드 1과 모드 3에서 메인스위치 S_1 과 보조스위치 S_2 가 턴-온 되기 전에 각 스위치 양단의 전압 v_{S1} 과 v_{S2} 가 먼저 0V가 되므로 영전압 스위칭을 달성할 수 있으며,

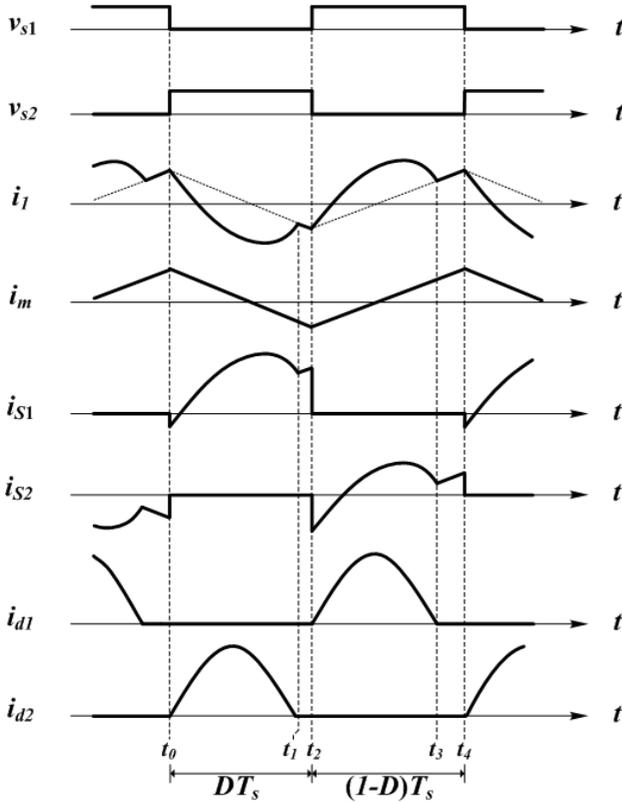


Fig. 4. Operating waveforms of the proposed single-power-conversion ac-dc converter.

다이오드 D_1 과 D_2 가 턴-오프 되기 전에 각 다이오드에 흐르는 전류 i_{d1} 과 i_{d2} 가 먼저 0A가 되므로 영전류 스위칭을 달성할 수 있다. 그리고 기존의 절연형 SEPIC 컨버터는 스위치가 on 또는 off 상태일 때만 2차측으로 에너지를 전달하는 반면, 제안된 컨버터는 2차측에 배전압 회로를 사용함으로써 스위치가 on 상태일 때와 off 상태일 때 모두 2차측으로 에너지를 전달 할 수 있다. 따라서 높은 변압기 이용률을 달성할 수 있으며 낮은 변압기 권선비로 높은 출력전압을 얻을 수 있다.

변압기의 volt-second 평형 조건에 의해 공진 캐패시터에 인가되는 평균 전압 V_{c1} 과 V_{c2} 는 아래와 같이 계산된다.

$$V_{c1} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} \frac{D}{1-D} V_i \quad (5)$$

$$V_{c2} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} V_i \quad (6)$$

출력전압 V_o 는 공진 캐패시터에 인가되는 전압 V_{c1} 과 V_{c2} 의 합으로 표현될 수 있다. 식 (5)와 (6)으로부터 제안된 컨버터의 입출력 전달식이 계산될 수 있으며, 이때 L_m 이 L_{lk} 에 비해 충분히 크다면 입출력 전달식은 아래와 같이 근사될 수 있다.

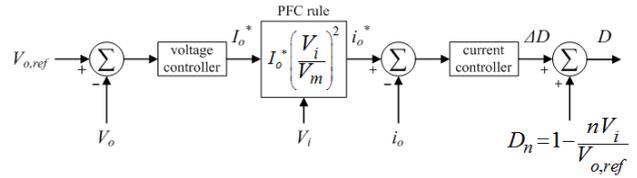


Fig. 5. Control block diagram of proposed ac-dc converter.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} \frac{1}{1-D} \approx \frac{n}{1-D} \quad (7)$$

2.3 제안된 컨버터의 제어 알고리즘

그림 5는 PFC 회로 없이 고역률을 달성하기 위해 본 논문에서 제안된 역률 제어 알고리즘의 블록 선도이다. 비선형적 관계를 가진 듀티비 D 와 정류된 입력전류 I_s 는 궤환 선형화를 통해 제어 가능성을 높일 수 있다. 인덕터 L_1 의 volt-second 평형 조건을 이용하여 아래와 같이 듀티비가 계산될 수 있다.

$$D = 1 - \frac{n|v_i|}{v_{o,ref}} + L_1 \frac{n}{v_{o,ref} T_s} \Delta i_{L_1} = D_n + \Delta D. \quad (8)$$

위의 듀티비 D 는 아래와 같이 공칭 듀티비 D_n 과 듀티비 변화율 ΔD 로 나눌 수 있으며 입력전류의 변화율 $\Delta I_s = \Delta i_{L_1}$ 과 듀티비 변화율 ΔD 가 선형적인 관계를 가지는 것을 확인할 수 있다.

$$D_n = 1 - \frac{n|v_i|}{v_{o,ref}}, \quad \Delta D = L_1 \frac{n}{v_{o,ref} T_s} \Delta i_{L_1}. \quad (9)$$

전력 손실이 없고 단위역률을 가지는 이상적인 컨버터로 동작한다면 역률 제어를 위한 기준 출력전류는 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$i_o^* = \frac{V_m I_m}{V_{o,ref}} \sin^2 \omega t = I_o^* \left(\frac{V_i}{V_m} \right)^2. \quad (10)$$

따라서 식 (9)과 (10)을 이용하여 그림 5의 역률 제어 알고리즘을 구현할 수 있다. 출력전압 V_o 의 제어를 위해 전압 제어기(PI 제어기)가 사용되며 기준 출력전류의 최댓값 I_o^* 가 결정된다. PFC rule을 통해 기준 출력전류 i_o^* 가 계산될 수 있으며 출력전류 i_o 의 제어를 위해 전류 제어기(P 제어기)를 통해 듀티비 변화율 ΔD 를 구할 수 있다. D_n 과 ΔD 에 의해 입력측의 역률과 출력전압, 출력전류의 제어를 위한 최종 듀티비 D 가 결정된다. 여기서 정류된 입력전압 V_i 는 op-amp amplifier를 통해 마이크로컨트롤러의 ADC를 사용하여 센싱 받으며, 입력전압의 왜란이 바로 제어기에 반영될 수 있기 때문에 왜란에 대한 영향이 적다.

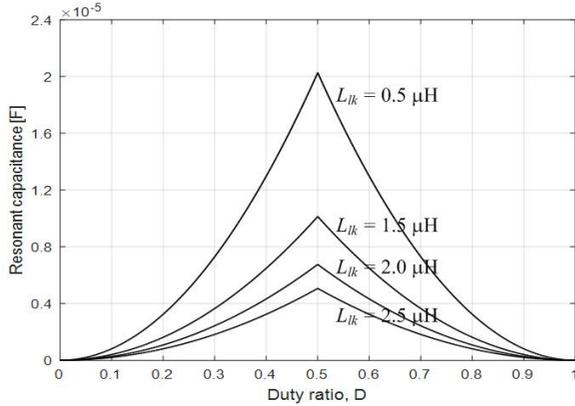


Fig. 6. Resonant capacitance C_r according to the duty ratio D for ZCS turn-off of the diodes.

3. 설계 고려사항

스위치 S_1 의 ZVS를 달성하기 위해서는 시간 t_0 에서 S_1 에 흐르는 전류 i_{s1} 이 음의 값을 가져야 한다. 변압기의 1차측 전류 i_1 의 평균은 캐패시터 C_f 의 amp-second 평형 조건에 의해서 0A이다. 따라서, 1차측의 평균전류 $i_{1,avg}$ 는 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$i_{1,avg} = \frac{i_1(t_0) + i_1(t_2)}{2} = 0. \quad (11)$$

식 (7)에 의해서 시간 t_0 에서 1차측 전류 i_1 은 아래와 같다.

$$i_1(t_0) = \frac{1}{nL_m} \frac{D(1-D)T_s}{2} V_o. \quad (12)$$

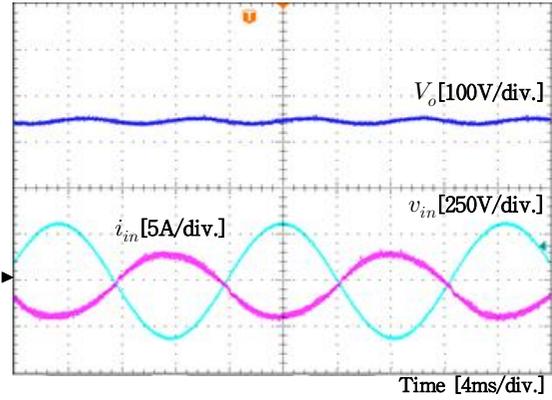
따라서 시간 t_0 에서 스위치 S_1 에 흐르는 전류 i_{s1} 은 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$i_{s1}(t_0) = \frac{n}{1-D} i_o - \frac{1}{nL_m} \frac{D(1-D)T_s}{2} V_o. \quad (13)$$

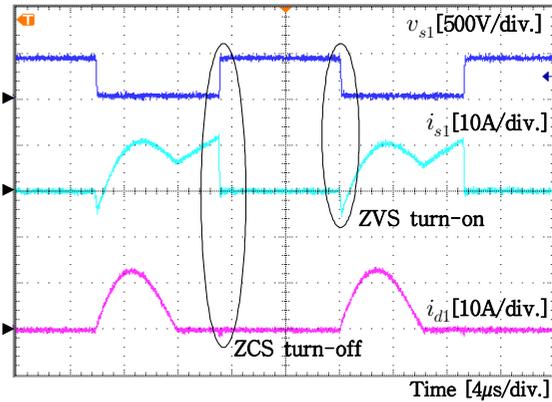
스위치 S_1 이 ZVS를 달성하기 위해서 시간 t_0 에서 스위치 전류 i_{s1} 은 음의 값을 가져야 한다. 따라서 스위치 S_1 의 ZVS를 달성하기 위한 자화인덕턴스 L_m 의 범위는 아래와 같다.

$$L_m < \frac{D(1-D)^2 V_o^2}{2n^2 f_s p_{o,peak}}. \quad (14)$$

다이오드 D_1 과 D_2 의 ZCS를 달성하기 위해서 직렬공진기의 반주기는 스위치 S_1 의 on 시간(듀티 D 가 0.5 이하일 경우) 또는 off 시간(듀티 D 가 0.5 이상일 경우)보다 짧아야 한다. 따라서 다이오드 D_1 과 D_2 의 ZCS를 위한 공



(a)



(b)

Fig. 7. Experimental waveforms of the proposed converter. (a) Output voltage, input voltage, and input current.

(b) ZVSturn-on of the switch S_1 and ZCS turn-off of the diode D_1 .

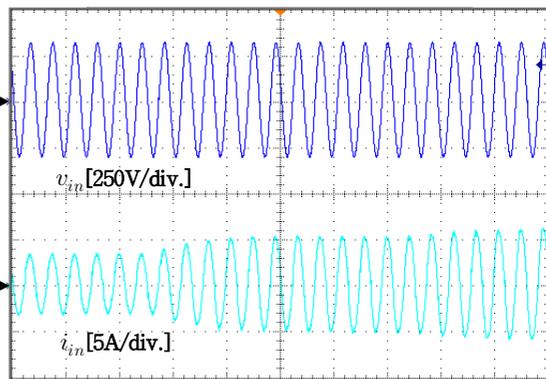


Fig. 8. Experimental waveforms of the input voltage and input current according to the variation of the load.

진 캐패시턴스 C_r 의 범위는 아래와 같다.

$$C_r < \frac{D^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}}, \quad D < 0.5 \quad (15)$$

$$C_r < \frac{(1-D)^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}}, \quad D > 0.5.$$

TABLE I
PARAMETERS AND COMPONENTS OF THE PROTOTYPE

Parameters	Symbols	Value
Input voltage	v_{in}	220V _{rms}
Output voltage	V_o	350V
Switching frequency	f_s	50kHz
Input capacitor	C_i	1μF
Primary inductor	L_l	1.5mH
Primary capacitor	C_l	4.4μF
Clamp capacitor	C_c	2.2μF
Magnetizing inductance	L_m	100μH
Secondary leakage inductance	L_{lk}	1.2μH
Primary winding turns	N_p	30turns
Secondary winding turns	N_s	24turns
Resonant capacitors	C_{r1}, C_{r2}	4.4μF
Output capacitor	C_o	680μF
Components	Symbols	Part number
Switches	S_1, S_2	IRFPS43N50K
Transformer core	T	PQ5050
Output diodes	D_1, D_2	BYV34X-600
Full-bridge diode rectifier		RBV-1506

그림 6은 듀티 D 의 변화에 따른 다이오드 D_1 과 D_2 의 ZCS를 달성하기 위한 공진 캐패시턴스 C_r 의 값을 나타내고 있다.

4. 실험 결과

본 논문에서는 제안된 회로의 시작품 실험을 수행하여 타당성을 검증하였다. 시작품의 입력전압은 220V_{rms}, 60Hz이며 출력전압은 350V, 정격전력은 1kW이다. 시제품의 주요 파라미터 값과 소자는 표 1과 같다. 그림 7(a)는 입력전압 v_{in} 과 입력전류 i_{in} 의 실험파형을 나타낸다. 입력전류는 입력전압과 동일한 위상을 가지는 정현파인 것을 확인할 수 있다. 또한, 모든 동작 영역에서 인덕터 L_l 은 연속 전류 모드(CCM)로 동작한다. 그림 7(b)는 메인스위치 S_1 의 양단에 걸리는 전압 v_{s1} 과 전류 i_{s1} , 다이오드 D_1 양단에 걸리는 전압 v_{d1} 과 전류 i_{d1} 의 실험파형을 나타낸다. 메인스위치 S_1 이 턴-온 되기 전에 각 스위치 양단의 전압이 먼저 0V가 되므로 영전압 스위칭을 달성하는 것을 확인할 수 있다. 보조스위치 S_2 또한 같은 원리로 영전압 스위칭을 달성할 수 있다. 그리고 다이오드 D_1 이 턴-오프 되기 전에 다이오드에 흐르는 전류가 먼저 0A가 되므로 영전류 스위칭을 달성하는 것을 확인할 수 있다. 다이오드 D_2 또한 같은 원리로 영전류 스위칭을 달성할 수 있다. 그림 8은 부하의 변화에 따른 입력전류 i_{in} 의 변화를 나타낸다. 부하가 500W에서 1kW로 변함에 따라 입력전류가 두 배 증가하며, 입력전압과 동일한 위상을 가지는 정현파인 것을 확인할 수 있다. 그림 9은 부하의 변화에 따른 효율을 나타낸다.

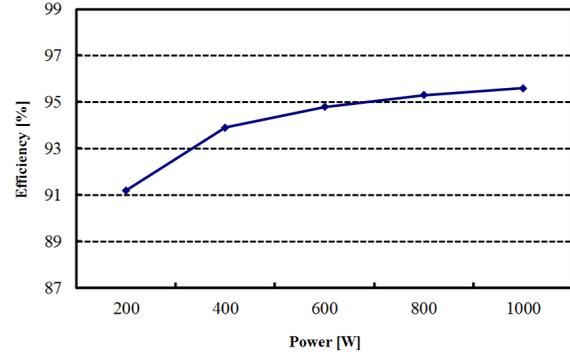


Fig. 9. Power efficiency under different loads.

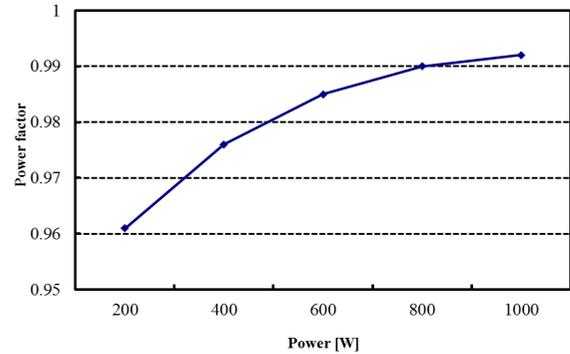


Fig. 10. Power factor under different loads.

정격전력 1kW에서 측정된 효율은 95.6%이다. 또한 그림 10은 부하의 변화에 따른 역률을 나타내며 정격전력에서 측정된 역률은 0.99 이상으로 고역률은 얻는 것을 확인할 수 있다. 위의 실험결과로부터 제안된 컨버터가 추가적인 PFC 회로 없이 제안된 역률제어 알고리즘을 사용하여 고효율 및 고역률을 얻는 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 입력 직류 링크 전해 캐패시터와 PFC 회로 없이 고효율 및 고역률을 갖는 단일 전력변환 직렬 공진형 ac-dc 컨버터를 제안하였다. 제안된 역률개선 제어 알고리즘을 이용하여 고역률을 달성함으로써 추가적인 PFC 회로를 필요로 하는 기존의 ac-dc 컨버터에 비해 간단한 구조를 가지며 소프트 스위칭 기법을 사용하여 스위치의 서지 전압을 줄일 수 있고 스위칭 손실을 최소화함으로써 고효율을 달성할 수 있다.

본 연구는 2016년도 미래과학창조부의 재원으로 포항테크노파크의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. S0144-15-1007)

References

- [1] H. Ma, J. S. Lai, Q. Feng, W. Yu, C. Zheng, and Z. Zhao, "A novel valley-fill SEPIC-derived power supply without electrolytic capacitors for LED lighting application," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 6, pp. 3057-3071, Jun. 2012.
- [2] H. S. H. Chung, K. K. Tse, S. Y. R. Hui, C. M. Mok, and M. T. Ho, "A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or cuk converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 18, No. 3, pp. 717-724, May 2003.
- [3] B. Singh and B. N. Singh, "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 50, No. 5, pp. 962-981, Oct. 2003.
- [4] H. S. Bae, J. H. Park, B. H. Cho, and G. J. Yu, "New MPPT control strategy for two-stage grid-connected photovoltaic power conditioning system," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 2, pp. 174-180, Apr. 2007.
- [5] J. E. Park, J. W. Kim, B. H. Lee, and G. W. Moon, "Design on topologies for high efficiency two-stage AC-DC converter," *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, Vol. 1, pp. 257-262, Jun. 2012.
- [6] B. R. Lin and S. C. Huang, "Analysis, design and implementation of an interleaved single-stage AC/DC ZVS converters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 258-267, Mar. 2012.
- [7] G. Moschopoulos and P. Jain, "Single-phase single-stage power-factor-corrected converter topologies," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 1, pp. 23-35, Feb. 2005.
- [8] Y. M. Liu and L. K. Chang, "Single-stage soft-switching AC-DC converter with input current shaping for universal line applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 2, pp. 467-479, Feb. 2009.

**정서광(鄭書光)**

1990년 8월 29일생. 2015년 금오공과대 전자공학부 졸업. 2015년~현재 포항공대 대학원 전자전기공학과 석박사 통합과정.

**차우준(車宇濬)**

1979년 9월 3일생. 2013년 한양대 전자전기공학과 졸업(석사). 2015년 포항공대 전자전기공학과 졸업(공학). 2015년~현재 포항공대 대학원 전자전기공학과 박사후과정.

**이성호(李晟鎬)**

1985년 1월 31일생. 2011년 동국대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 포항공대 전자전기공학과 석박사 통합과정.

**권봉환(權鳳煥)**

1958년 3월 15일생. 1982년 경북대 전자공학과 졸업. 1984년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학). 1990년~1991년 미국 Virginia Tech. VPEC 방문교수. 1987년~현재 포항공대 교수.