

고역률을 갖는 단일 전력변환 AC-DC 컨버터

조용원¹, 박천윤¹, 권봉환[†]

Single Power-conversion AC-DC Converter with High Power Factor

Yong-Won Cho¹, Chun-Yoon Park¹, and Bong-Hwan Kwon[†]

Abstract - This paper proposes a single power-conversion ac-dc converter with a dc-link capacitor-less and high power factor. The proposed converter is derived by integrating a full-bridge diode rectifier and a series-resonant active-clamp dc-dc converter. To obtain a high power factor without a power factor correction circuit, this paper proposes a suitable control algorithm for the proposed converter. The proposed converter provides single power-conversion by using the proposed control algorithm for both power factor correction and output control. Also, the active-clamp circuit clamps the surge voltage of switches and recycles the energy stored in the leakage inductance of the transformer. Moreover, it provides zero-voltage turn-on switching of the switches. Also, a series-resonant circuit of the output-voltage doubler removes the reverse-recovery problem of the output diodes. The proposed converter provides maximum power factor of 0.995 and maximum efficiency of 95.1% at the full-load. The operation principle of the converter is analyzed and verified. Experimental results for a 400W ac-dc converter at a constant switching frequency of 50kHz are obtained to show the performance of the proposed converter.

Keywords: single power-conversion, active-clamp circuit, series-resonant circuit

1. 서 론

최근 저전력용 ac-dc 컨버터는 고역률, 고효율, 저비용 그리고 소형화에 맞춰서 발전하고 있다. 일반적으로, ac-dc 컨버터는 브리지 다이오드를 사용한 전파정류기와 직류 링크 커패시터, 고주파 dc-dc 컨버터로 이루어져 있다. 이러한 컨버터는 오직 정류된 입력전압이 직류 링크 전압보다 높을 때만 입력에서 출력으로 에너지를 전달한다. 따라서, 이런 컨버터는 낮은 역률과 높은 고조파 성분을 포함한 왜곡된 입력전류를 가진다. 이러한 문제를 해결하기 위해 PFC (power factor correction) ac-dc 컨버터^{[1]-[3]}에 대한 많은 연구가 진행되어 왔다.

PFC ac-dc 컨버터는 두 개의 전력 처리단으로 구성된다. 입력단인 PFC단은 일정한 직류 링크 전압을 가질 때 역률을 개선시키는 역할을 하며, 대부분의 PFC단은 boost 컨버터로 구성된다^{[4]-[6]}. 출력단은 고주파 dc-dc 컨버터로 구성되며, 출력전력을 제어한다.

일반적으로 PFC ac-dc 컨버터는 two-stage 컨버터와 single-stage 컨버터로 분류할 수 있다. two-stage 컨버터는 PFC단과 dc-dc 컨버터단으로 구성되며, PFC단의 스위치를 제어하기 위해 스위치 구동회로와 제어기로 구성된 제어회로, 역률 개선을 위한 제어알고리즘이 필요하다. dc-dc 컨버터단의 스위치를 위한 제어회로와 출력전력을 위한 제어알고리즘 역시 필요하다. 따라서, two-stage 컨버터의 각 단은 서로 독립된 제어회로를 가지므로 뛰어난 안정성과 신뢰성, 성능을 가진다. 반면, 회로가 복잡하고 시스템의 크기와 비용의 증가로 인해 저전력용 ac-dc 컨버터에는 적합하지 않다. 이러한 단점을 해결하기 위해 single-stage 컨버터^{[7]-[11]}가 많이 연구되고 있다. single-stage 컨버터의 핵심은 PFC단의 스위치를 dc-dc 컨버터단의 스위치와 공유함으로써 PFC단을 위한 별도의 스위치와 스위치 구동회로, 제어를 제거하여 전체 시스템의 크기와 제작 비용, 부품수를 감소

Paper number: TKPE-2014-19-1-4

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 Oct. 7, 2013; accepted Nov. 18, 2013

— 본 논문은 2013년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

시키는 것이다. 대부분의 저전력용 single-stage 컨버터는 회로가 간단하고 가격 경쟁력이 높은 flyback 또는 forward 컨버터와 같은 single-switch dc-dc 컨버터를 사용한다^{[12]-[13]}. 또한 대부분의 single-stage에 사용되는 PFC단은 역률 개선 특성이 내재된 DCM (discontinuous conduction mode) boost 컨버터를 사용하므로 출력전력을 위한 제어알고리즘과 하나의 제어기만을 요구한다. 그러나 기존의 single-stage 컨버터는 two-stage 컨버터에 비해 상대적으로 높은 전압 스트레스를 가지거나 낮은 역률을 가진다. 또한, boost 컨버터를 구성하는 인덕터와 고용량의 직류 링크 커패시터는 컨버터의 크기와 가격을 증가시킨다.

이러한 관점에서, 본 논문에서는 높은 역률을 가지는 단일 전력변환 ac-dc 컨버터를 제안한다. 단일 전력변환 ac-dc 컨버터는 별도의 PFC 회로와 직류 링크 커패시터 없이 전파정류기와 고주파 dc-dc 컨버터만으로 구성되어 single-stage 컨버터와 같이 하나의 제어기만을 요구한다. 그러나 single-stage 컨버터와 달리 PFC 회로가 없기 때문에 역률 개선과 출력 제어를 모두 할 수 있는 제어 알고리즘이 필요하다. 또한, 직류 링크 커패시터가 없기 때문에 two-stage와 single-stage 컨버터와 비교하면 출력전압은 상대적으로 큰 입력전압의 2차 고조파 성분의 리플을 가진다. 그러나 single-stage 컨버터보다 구조가 더 간단하고, 요구되는 소자수가 적어 가격 경쟁력이 높다. 특히 컨버터의 크기와 가격 증가에 큰 영향을 미치는 인덕터와 고용량의 직류 링크 커패시터를 제거할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 역률 개선과 출력 전력 제어를 위해 제안된 컨버터에 적합한 제어 알고리즘과 전파정류기와 직렬공진 능동클램프 dc-dc 컨버터로 구성된 단일 전력변환 ac-dc 컨버터를 제안한다. 능동클램프 회로는 스위치의 전압 스트레스를 줄이며, 변압기의 누설 인덕턴스 성분에 저장된 에너지를 재사용하고, 스위치의 ZVS (zero voltage switching)를 통하여 스위칭 손실을 최소화한다. 또한, 변압기 2차측의 배전압 회로에 의해 형성된 직렬 공진은 출력다이오드를 ZCS (zero current switching) 시켜, 역회복 문제를 해결한다. 즉, 소프트 스위칭 기법을 사용하여 스위칭 손실을 최소화하였다. 400W 시제품의 제작 및 실험을 통하여 회로의 특성 및 성능을 검증한다.

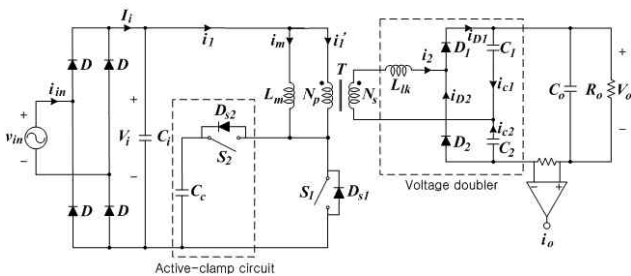
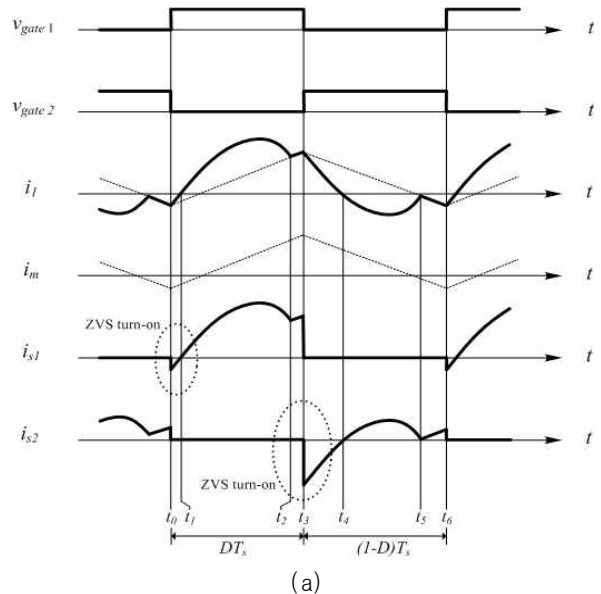


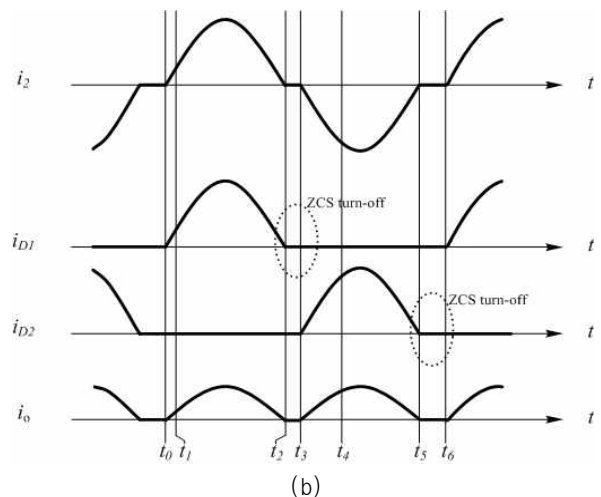
Fig. 1 Proposed Single Power-conversion AC-DC Converter

2. 제안하는 컨버터의 동작 원리

그림 1은 본 논문에서 제안하는 직접 전력변환 ac-dc 컨버터를 나타낸다. 제안하는 컨버터에 사용된 고주파 dc-dc 컨버터는 변압기 T의 1차측의 능동클램프 회로와 2차측의 배전압 회로로 구성된다^{[14]-[15]}. 그림 1과 같이 능동클램프 회로는 스위치 S2와 클램프 커패시터 Cc로 이루어진다. 메인스위치 S1과 S2는 PWM 게이트 신호에 의해 일정한 데드타임을 가지고 상보적으로 스위칭 한다. 이 때의 듀티비는 메인 스위치 S1에 대한 것이다. 능동클램프 회로는 변압기 T의 누설 인덕턴스 성분 Llk에 저장된 에너지를 스위치 S1이 턴 오프 될 때 클램프 커패시터 Cc에 저장함으로써 S1 양단에 발생하는 서지 전압을 클램핑 시키며, 스위치 S2의 턴 온에 의해 Cc에 저장된 에너지를 재사용하고 스위치 S1과 S2를 ZVS 턴



(a)



(b)

Fig. 2 Theoretical Waveforms of the Proposed Converter (a) Input Side Waveforms (b) Output Side Waveforms

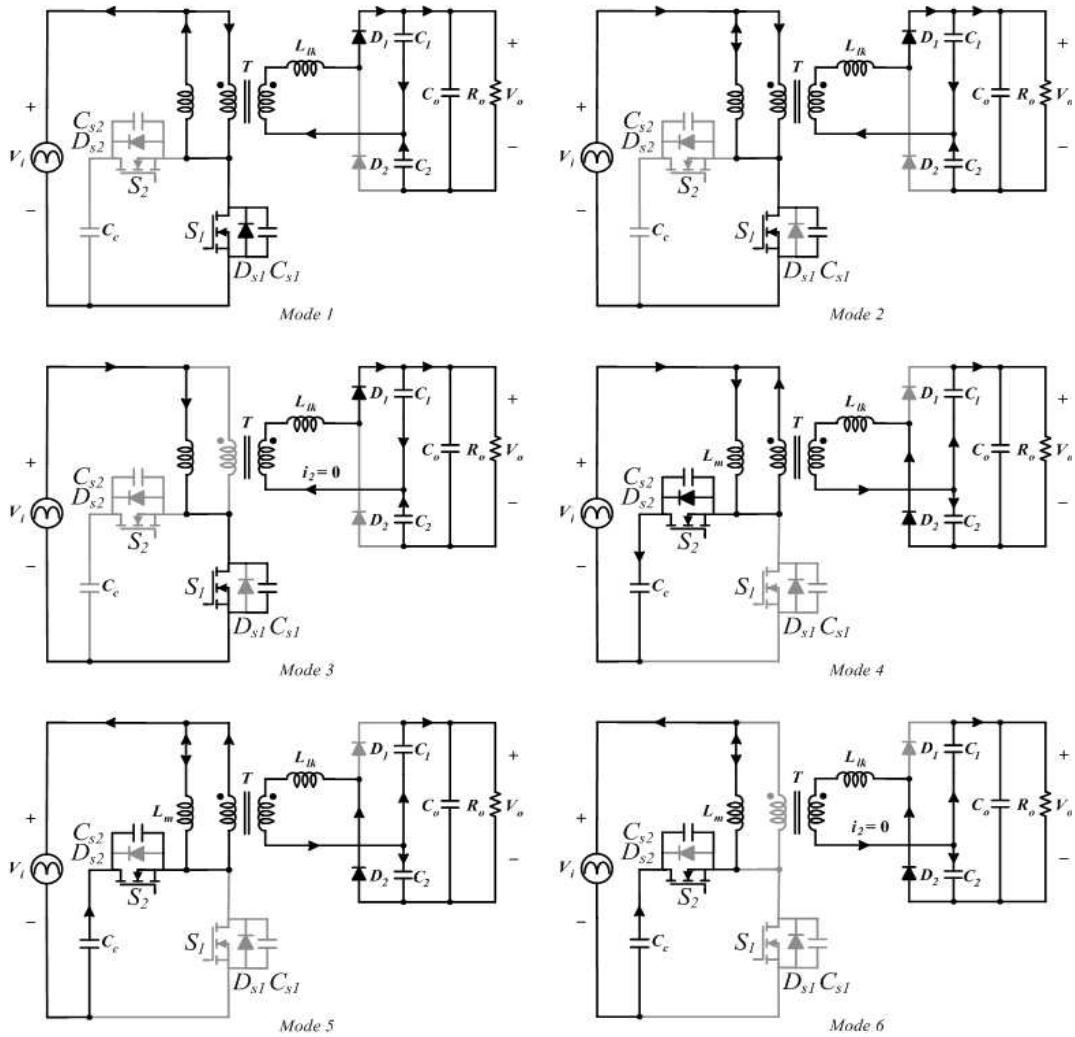


Fig. 3 Operating Modes of the Proposed Converter

은 시킴으로써 컨버터의 효율을 증가시킨다. 제안하는 컨버터에 사용된 배전압 회로는 L_{lk} 와 공진 커패시터 C_1 과 C_2 에 의해 직렬공진을 발생시킴으로써 출력다이오드 D_1 과 D_2 를 ZCS 턴 오프 시킨다.

스위칭 주기 T_s 동안의 제안하는 컨버터의 동작원리를 분석하기에 앞서 몇 가지의 가정을 한다. 첫 번째로, 입력전압 v_{in} 의 주기는 스위칭 주기보다 상대적으로 아주 크기 때문에 T_s 동안의 입력전압 v_{in} 은 일정하다고 가정한다. 두 번째로, C_c 는 양단에 걸리는 전압의 리플 성분을 무시할 수 있을 만큼 충분히 크기 때문에 T_s 동안의 C_c 양단에 걸리는 전압 V_c 는 일정하다고 가정한다. 이러한 가정 하에 제안하는 컨버터의 정상상태 동작은 하나의 스위칭 주기 동안에 6개의 모드로 동작한다. 그림 2와 그림 3은 제안하는 컨버터의 변압기 1차측과 2차측의 이론적 파형과 6가지 동작 모드이다. 정류된 입력전압 V_i 는 $|v_{in}| = V_m \sin \omega t / \sqrt{2}$ 이며, 여기서 V_m 은 v_{in} 의 최대값이며, ω 는 v_{in} 의 각주파수이다. 모드 1 이전 구간에서 변압기 1차측 전류 i_1 은 음의 방향으로 흐르고 있으며, 2차측 전류 i_2 는 0이며, 출력다이오드 D_2 가 도통 상

태를 유지하고 있다.

모드 1 [t_0, t_1]: t_0 일 때 스위치 S_1 의 바디 다이오드 D_{s1} 은 도통된 상태이며, 따라서 S_1 양단에 걸리는 전압 v_{s1} 은 0이다. 이때 S_1 이 턴 온 되므로 S_1 의 ZVS가 이루어진다. 하나의 스위칭 주기 T_s 동안 V_i 는 일정하므로 그림 2(a)와 같이 변압기 차화 인덕턴스에 흐르는 전류 i_m 은 선형적으로 증가한다.

이 때, 변압기 2차측에 있는 공진 커패시터 C_1 과 C_2 , 출력커패시터 C_o 는 공진에 영향을 미친다. 그러나 C_o 는 C_1 과 C_2 에 비하여 상당히 크므로 그 영향은 무시할 수 있다. 그러므로 등가 공진 커패시턴스 C_r 은 $C_1 + C_2$ 이며, 모드 1에서 D_1 이 도통 되어 i_2 는 L_{lk} 와 C_r 에 의해 발생하는 직렬공진에 의해 다음식과 같다.

$$i_2(t) = \frac{nV_i - V_{cl}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \tag{1}$$

여기서 V_{cl} 은 C_1 의 평균 전압이며, 공진 각주파수 ω_r 과 공진 임피던스 Z_r 은 다음과 같다.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{lk}C_r}}, Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}} \quad (2)$$

그림 2(a)에서와 같이 i_i 은 직렬공진에 의해 증가한다. 그림 2(b)에서 보여 주듯이, 출력전류 i_o 는 D_1 에 흐르는 전류 i_{D1} 의 절반이다.

모드 2 [t_1, t_2]: t_1 에서 i_i 은 음에서 양의 방향으로 변한다. 모드 1에서 발생한 L_{lk} 과 C_r 에 의한 공진이 계속된다.

모드 3 [t_2, t_3]: t_2 에서 이전 모드에서 발생된 직렬공진이 끝나면서 i_2 가 0가 되지만, D_1 은 여전히 도통 상태를 유지한다. 또한 i_i 과 i_m 이 같아지며, i_i 은 모드 1의 i_m 과 같이 선형적으로 증가한다.

모드 4 [t_3, t_4]: t_3 에서 S_1 과 D_1 이 턴 오프 된다. 이 때 이전 모드에서부터 i_2 가 0이었으므로 D_1 의 ZCS가 이루어지며 다이오드의 역회복 문제가 해결된다. L_{lk} 에 저장된 에너지가 스위치 S_2 의 바디 다이오드 D_{S2} 를 통해 C_c 에 전달되므로 스위치 S_2 의 양단 전압 v_{S2} 는 0이다. 따라서, 이 순간 S_2 가 ZVS 턴 온 한다. 앞서 가정을 통해 V_i 와 V_c 가 하나의 스위칭 주기 동안 일정하므로 i_m 은 선형적으로 감소한다.

이 구간에서 다시 직렬 공진이 발생하는데 변압기 1차측의 C_c 이 공진에 영향을 미친다. 그러나 C_o 와 같이 C_c 역시 변압기 2차측으로 반영되면서 그 크기 C_c/n^2 이 C_r 과 C_2 보다 상당히 크므로 그 영향은 무시할 수 있다. 여기서 권선비 n 은 N_s / N_p 이다. 따라서, 모드 1과 같은 공진 각주파수 ω_r 와 공진 임피던스 Z_r 를 가지며, i_2 는 다음과 같다.

$$i_2(t) = -\frac{nV_c - nV_i - V_{c2}}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (3)$$

여기서 V_{c2} 는 C_2 의 평균전압이다. 그림 2(a)에서와 같이 i_i 은 직렬공진에 의해 감소하며, 그림 2(b)에서와 같이 출력전류 i_o 는 D_2 에 흐르는 전류 i_{D2} 의 절반이다.

모드 5 [t_4, t_5]: 모드 4에서 발생한 공진이 계속되며, i_i 의 방향이 양에서 음으로 변한다.

모드 6 [t_5, t_6]: 모드 3과 유사하게 이전 모드에서 발생된 직렬공진이 끝나면서 i_2 가 0가 되지만 D_2 는 여전히 도통 상태를 유지한다. 또한, i_i 과 i_m 이 같아지며, 모드 4의 i_m 과 같이 선형적으로 감소한다. 모드 6이 끝나고 모드 1이 반복되면서 D_2 의 ZCS가 이루어진다.

S_2 가 턴 온 일 때 변압기 1차측 양단의 평균전압은 $V_i = DV_i / (1-D)$ 이며, L_m 의 volt-second balance law에 의해 C_1 과 C_2 양단에 걸리는 평균전압은 다음과 같다.

$$V_{c1} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} V_i = (1-D) V_o \quad (4)$$

$$V_{c2} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} \frac{D}{1-D} V_i = DV_o \quad (5)$$

여기서 출력전압 V_o 은 $V_{c1} + V_{c2}$ 이다. 식 (4)와 (5)로부터 다음과 같은 입력전압과 출력전압과의 관계식을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} \frac{1}{1-D} \quad (6)$$

만약 L_{lk} 가 L_m 에 비해 매우 작다면 식 (6)으로부터 제안하는 컨버터의 입출력 전압 전달식은 절연된 boost 컨버터와 동일함을 알 수 있다.

3. 제안하는 컨버터의 제어 알고리즘

제안하는 컨버터는 PFC 회로가 없기 때문에 고역률을 위해서 PFC 기능과 출력 제어 기능을 수행할 수 있는 제어 알고리즘이 요구된다. 또한, 입력전류 i_{in} 과 듀티비 D 는 비선형 관계이기 때문에 제어가 어렵다. 따라서, 좀 더 쉬운 제어를 위해 비선형 시스템을 변환선형화를 통한 선형 시스템으로의 변환이 필요하다.

스위치 S_1 의 온 상태와 오프 상태일 때, KVL (Kirchhoff's voltage law)을 사용하여, 다음과 같은 각각의 식을 얻는다.

$$|v_{im}| - L_m \frac{di_m}{dt} = 0 \quad \text{on-state of } S_1 \quad (7)$$

$$|v_{im}| - V_c - L_m \frac{di_m}{dt} = 0 \quad \text{off-state of } S_1 \quad (8)$$

식 (7)과 (8)로부터, 하나의 스위칭 주기 동안에 변압기의 자화 인덕턴스 성분에 걸리는 평균 전압은 다음과 같다.

$$|v_{im}|D + (|v_{im}| - V_c)(1-D) = L_m \frac{\Delta i_m}{T_s} \quad (9)$$

여기서 Δi_m 은 하나의 스위칭 주기 동안에 i_m 의 전류 변화량이다. V_c 의 리플 성분은 클램프 커패시터의 용량이 충분히 크므로 무시가능하다. 그러므로 volt-second balance law에 의해 V_c 는 다음과 같다.

$$V_c = \frac{|v_{in}|}{1-D} \quad (10)$$

만약, L_{lk} 가 L_m 에 비해 상대적으로 매우 작다면 식 (6)으로부터 제안하는 컨버터의 입출력 전압 전달함수가 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{V_{o,ref}}{|v_{in}|} \approx \frac{n}{1-D} \quad (11)$$

여기서 $V_{o,ref}$ 는 출력기준전압이다. 식 (9)와 식 (10), 식 (11)로부터 듀티비 D 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$D = 1 - \frac{nV_i}{V_{o,ref}} + L_m \frac{n}{V_{o,ref}T_s} \Delta i_m = D_n + \Delta D \quad (12)$$

여기서, 공칭 듀티비 D_n 과 제어 듀티비 ΔD 를 다음과 같이 정의한다.

$$D_n = 1 - \frac{nV_i}{V_{o,ref}}, \quad \Delta D = L_m \frac{n}{V_{o,ref}T_s} \Delta i_m \quad (13)$$

식 (13)과 같이 D_n 을 디커플링하면, Δi_m 과 ΔD 는 선형적으로 비례한다. 또한, 하나의 스위칭 주기 동안에 변압기 1차 권선에 흐르는 전류의 변화량 Δi_1 과 2차 권선에 흐르는 전류 변화량 Δi_2 가 0으로 같으므로 정류된 입력전류의 변화량 ΔI_i 는 Δi_m 과 같다. 따라서, ΔI_i 와 ΔD 는 선형적으로 비례하게 되며, ΔD 를 제어함으로써, 비선형 시스템이 일차 선형 시스템으로 변환되어 좀 더 용이한 제어가 가능하다.

그림 4는 제안하는 컨버터가 이상적인 컨버터로써 단위 역률을 가진다고 가정했을 때의 입력전압과 입력전류, 입력전력, 출력전력, 출력전류를 나타낸다. 단위역률을 가지므로 입력전압과 같은 위상을 가지는 입력전류

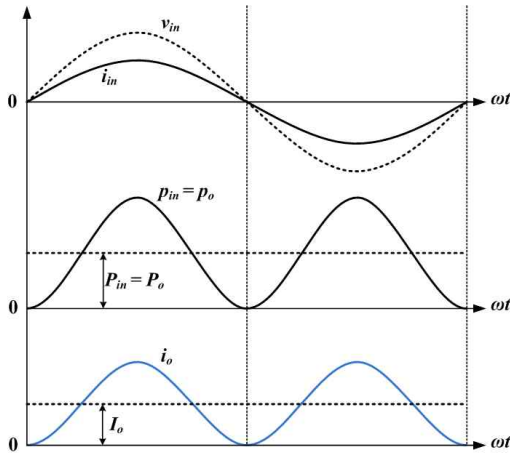


Fig. 4 Key Waveforms of the Ideal Single Power-conversion AC-DC Converter

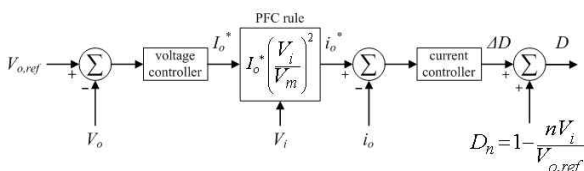


Fig. 5 Control Block Diagram of the Proposed Converter

의 식은 다음과 같다.

$$i_{in} = I_m \sin \omega t \quad (14)$$

여기서 I_m 은 입력전류의 최대값이다. 제안하는 컨버터가 전력손실이 없는 이상적인 컨버터라고 가정하면, 순시 입력전력 p_{in} 과 기준 순시전력 p_o^* 의 관계는 다음과 같다.

$$p_{in} = v_{in}i_{in} = V_{o,ref}i_o^* = p_o^* \quad (15)$$

여기서 i_o^* 는 출력기준전류이다. 그림 4에서 알 수 있듯이 일정한 출력전압을 가질 때 i_o^* 는 다음과 같다.

$$i_o^* = \frac{v_{in}i_{in}}{V_{o,ref}} = \frac{V_m I_m}{V_{o,ref}} \sin^2 \omega t \quad (16)$$

즉, i_o^* 는 $\sin 2\omega t$ 에 비례한다. 따라서 그림 5의 PFC rule 에 관련된 식을 얻을 수 있다.

$$i_o^* = I_o^* \left(\frac{V_i}{V_m} \right)^2 \quad (17)$$

여기서 I_o^* 는 출력기준전류의 최대값이다.

그림 5는 제안하는 컨버터의 제어 블록선도를 나타낸다. 전압 제어기는 $V_{o,ref}$ 와 측정된 출력전압 간의 오차를 I_o^* 를 조절하여 최소화 시키는 PI 제어기이다. 즉, I_o^* 는 전압 제어기에 의해 산출된다. 그리고 산출된 I_o^* 와 측정된 입력전압 V_i 를 이용하여 PFC rule에 의해 i_o^* 가 산출된다. 산출된 i_o^* 와 측정된 출력전류 간의 오차는 P 제어기인 전류 제어기를 통해 최소화된다. 최종적으로 전류 제어기를 통해 얻은 ΔD 와 D_n 의 합에 의해 최종 듀티비 D 를 얻게 된다.

4. 소프트 스위칭 조건

스위치 S_2 의 소프트 스위칭은 L_{lk} 와 L_m 에 저장된 에너지

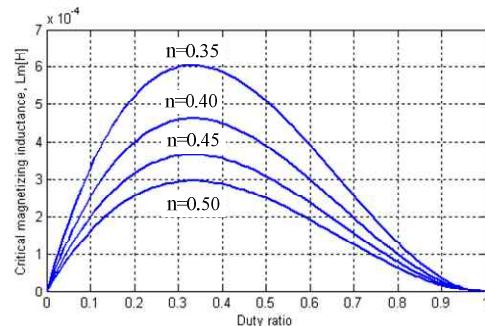


Fig. 6 Critical Magnetizing Inductance for Turn-on ZVS of the Switches

지에 의해 자연스럽게 이루어진다. 그러나 S_i 의 ZVS는 L_m 과 P_o 에 의해 결정된다. 변압기 2차측 전류 i_2 의 평균값은 0이므로 변압기의 자화 인덕턴스 성분에 흐르는 평균 전류 $i_{m,avg}$ 는 I_i 와 같다. 따라서, 식 (6)으로부터 I_i 와 i_o 의 관계식은 다음과 같다.

$$i_{m,avg} = I_i = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} \frac{1}{1-D} i_o \quad (18)$$

그림 2(a)의 i_m 과 i_i 으로부터 $i_{m,avg}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i_{m,avg} = \frac{i_1(t_0) + i_1(t_3)}{2} = \frac{i_m(t_0) + i_m(t_3)}{2} \quad (19)$$

만약 L_{lk} 가 무시가능할 정도로 작다면, t_0 일 때 i_i 은 식 (18)로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$i_1(t_0) \approx \frac{n}{1-D} i_o - \frac{1}{n L_m} \frac{D(1-D) T_s}{2} V_o \quad (20)$$

스위치 S_i 의 ZVS를 위해 t_0 일 때 i_i 은 음수이어야 함으로 L_m 은 다음과 같은 식을 만족 시켜야 한다.

$$L_m < \frac{D(1-D)^2 V_o^2}{2n^2 f_s P_{o,peak}} \quad (21)$$

여기서 f_s 는 스위칭 주파수이다. 순시 출력전력 P_o 의 평균값이 정격 출력전력 P_o 이므로 그림 4로부터 $P_{o,peak}$ 값은 P_o 의 2배임을 알 수 있다. S_i 의 ZVS 조건을 만족시키기 위한 듀티비 D 에 따른 자화 인덕턴스의 경계값은 그림 6에 나타나 있다.

출력다이오드 D_1 과 D_2 의 ZCS 턴 오프를 위해 다음과 같은 조건을 만족 시켜야 한다.

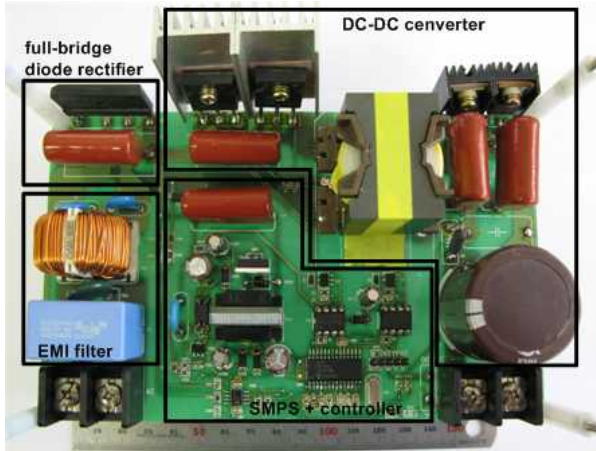


Fig. 7 Prototype of the Proposed Converter

Table 1 Parameters and Components of the Prototype

Parameters	Symbols	Value
Input voltage	v_{in}	90~265V _{rms}
Output voltage	V_o	200V
Switching frequency	f_s	50kHz
Input capacitor	C_i	2.2μF
Clamp capacitor	C_c	2.2μF
Magnetizing inductance	L_m	435μH
Secondary leakage inductance	L_{lk}	1μH
Primary winding turns	N_p	45turns
Secondary winding turns	N_s	18turns
Resonant capacitors	C_1, C_2	2.2μF
Output capacitor	C_o	330μF
Components	Symbols	Part number
Switches	S_1, S_2	W26NM60
Transformer core	T	PQ3535
Output diodes	D_1, D_2	15ETH03
Full-bridge diode rectifier		RBV-1506

$$C_r < \frac{1}{\omega_{rc}^2 L_{lk}} = \frac{(1-D)^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}} \quad \text{for } D > 0.5 \quad (22)$$

$$C_r < \frac{1}{\omega_{rc}^2 L_{lk}} = \frac{D^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}} \quad \text{for } D < 0.5 \quad (23)$$

여기서 각 공진주파수의 경계값 ω_{rc} 는 $\pi f_s / D$ 이다.

5. 실험 결과

제안하는 컨버터와 제어 알고리즘을 검증하기 위하여 400W급 시제품을 구현하고 이를 이용하여 실험을 수행하였다. 시제품의 사진은 그림 7과 같으며, 시제품의 주요 파라미터 값과 소자는 표 1과 같다. 변압기의 권선비 n 을 0.4로 설계하였다. 따라서 스위치 S_i 의 ZVS 턴 온을 위해 식 (21)로부터 구한 $L_m < 460\mu\text{H}$ 의 조건을 충족시키는 435μH의 자화 인덕턴스 성분을 가지는 변압기를 사용하였다. 또한, 출력다이오드 D_1 과 D_2 의 ZCS 턴 오프를 위한 조건 식 (22)와 (23)을 충족시키기 위해 각각 2.2μF의 공진커패시터 C_1 과 C_2 를 사용하였다. 제안하는 컨버터의 제어 알고리즘은 Microchip dsPIC30F3011을 사용하여 구현하였다.

그림 8은 입력전압과 입력전류, 출력전압 파형을 나타낸다. 입력전류 i_{in} 은 EMI (electromagnetic interference) 필터에 의해 필터링 된 파형으로 입력전압과 거의 동일한 위상을 가지는 정형파임을 확인 할 수 있다. 출력전압은 200V로 5%의 리플 성분을 가진다. 그림 9는 $v_{in}=220\text{V}$ 과 $P_o=400\text{W}$ 일 때, 입력전류의 고조파 성분과 IEC 61000-3-2 Class D를 비교한 것이다. 그림 9를 통해 제안하는 컨버터가 IEC 61000-3-2 Class D를 만족함을 알 수 있다. 그림 10은 출력 전력이 400W일 때 90-265V의 입력전압 범위에서 측정된 역률을 나타낸다. 이 그래프를 통해 제안하는 컨버터가 모든 구간에서 0.99이상의 고역률을 가짐을 알 수 있다.

그림 11은 입력 전압 220V, 출력 전력 400W에서 스위치 S_1 양단에 걸리는 전압 v_{s1} 과 변압기의 1차측 전류 i_1 , 2차측 전류 i_2 파형을 나타낸다. v_{s1} 파형을 통해 스위치가 턴 오프 시 변압기의 누설 인덕턴스에 저장된 에너지에 의해 스위치 양단에 발생하는 서지 전압이 발생하지 않음을 확인할 수 있다. 또한, S_1 의 턴 오프 시 출력다이오드의 ZCS 턴 오프가 이루어짐을 i_2 의 파형을 통해 확인할 수 있다. 그리고 i_1 의 파형을 통해 스위치 S_1 과 S_2 의 ZVS 턴 온이 발생함을 알 수 있다. 그림 12는 입력 전압이 220V일 때 부하에 따른 효율을 나타낸다. 정격전력에서 측정된 효율은 95.1%이며, 최대 측정 효율은 96%이상의 고효율을 가진다.

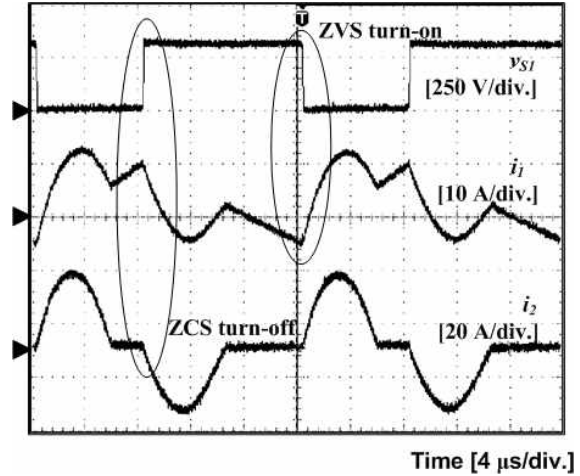


Fig. 11 Experimental Waveforms V_{s1} , i_1 , and i_2

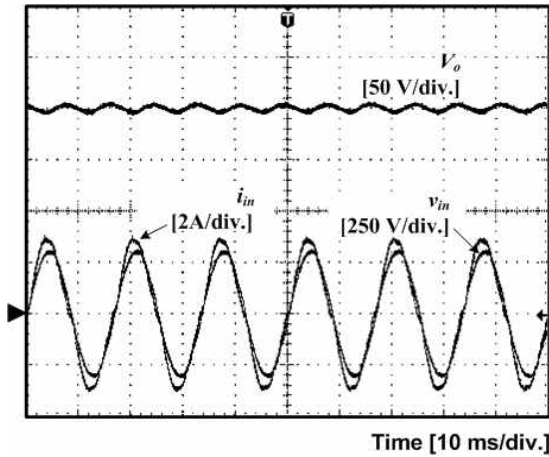


Fig. 8 Experimental Waveforms of the Input Voltage v_{in} , the Input current i_{in} , and the output voltage V_o

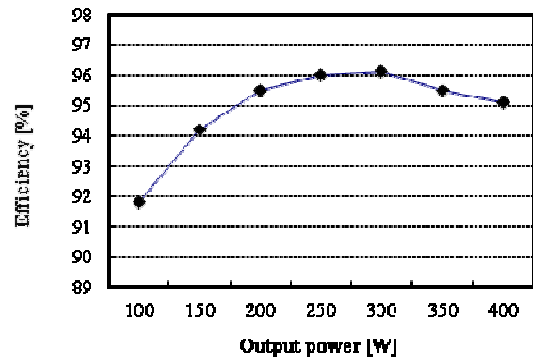


Fig. 12 Power Efficiency under Different Loads

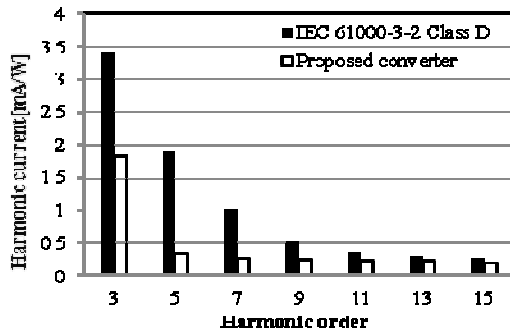


Fig. 9 Harmonic Content of the Input Current i_{in}

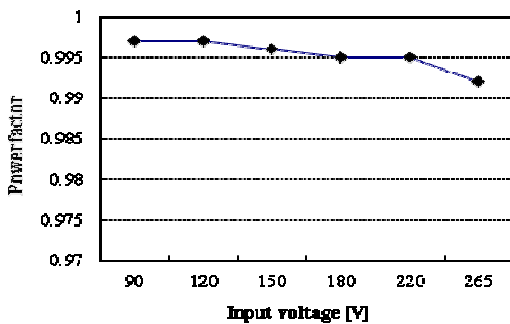


Fig. 10 Power Factor under the Universal Input Voltage

6. 결 론

본 논문에서는 높은 역률을 가지는 단일 전력변환 ac-dc 컨버터와 그에 적합한 제어 알고리즘을 제안하였다. 제안한 단일 전력변환 컨버터는 PFC 회로와 직렬 링크 커패시터가 없는 전과정류기와 직렬공진 능동클램프 dc-dc 컨버터로만 구성되었다. 직렬공진 능동클램프 dc-dc 컨버터는 flyback 컨버터를 기반으로 변압기 1차측에는 능동클램프를 사용하였고, 2차측에는 배전압 회로를 사용하였다. 능동클램프 회로와 배전압 회로는 스위치의 전압 스트레스를 줄이며, 소프트 스위칭을 통한 스위칭 손실을 최소화한다. 또한 제안하는 컨버터는 PFC 회로가 없는 단일 전력변환 구조로서 구조가 간단하고, 높은 가격 경쟁력을 가진다. 그러므로 LED 전원 회로와 같은 저전력용 시스템에 적합하다. 제안하는 컨버터는 IEC 61000-3-2 Class D를 만족하며 0.99이상의 높은 역률을 가진다. 제안하는 제어 알고리즘은 CCM (continuous conduction mode)으로 동작하는 PFC boost 컨버터의 제어 알고리즘을 기반으로 함으로 boost 타입의 PFC ac-dc 컨버터에 적용할 수 있다. 400W 시제품의 제작 및 실험을 통하여 회로의 특성 및 성능을 검증하였다.

이 논문은 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2012R1A1A2008890)

References

- [1] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 50, No. 5, pp. 962-981, Oct. 2003.
- [2] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality ac-dc converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 51, No. 3, pp. 641-660, Jun. 2004.
- [3] D. K. Kwak, "A study on PFC buck-boost ac-dc converter of soft switching," *Transaction of the korean institute of Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 465-471, Dec. 2007.
- [4] F. Yang, X. Ruan, Y. Yang, and Z. Ye, "Interleaved critical current mode boost PFC converter with coupled inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 9, pp. 2404-2413, Sep. 2011.
- [5] M. Marvi and A. Fotowat-Ahmady, "A fully ZVS critical conduction Mode boost PFC," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 4, pp. 1958-1965, Apr. 2012.
- [6] S. S. Nam, J. S. Won, K. H. Hwang, K. S. Oh, J. U. Park, D. H. Kim, and S. H. Oh, "A characteristic analysis of single-power-stage high frequency resonant ac-dc converter with high power factor," *Transaction of the korean institute of Power Electronics*, Vol. 9, No. 4, pp. 372-380, Aug. 2004.
- [7] Y. C. Li and C. L. Chen, "A novel single-stage high-power-factor ac-to-dc LED driving circuit with leakage inductance energy recycling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 2, pp. 793-802, Feb. 2012.
- [8] T. H. Hsia, H. Y. Tsai, D. Chen, M. Lee, and C. S. Huang, "Interleaved active-clamping converter with ZVS/ZCS Features," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 1, pp. 29-37, Jan. 2011.
- [9] S. Ou and H. Hsiao, "Analysis and design of a novel single-stage switching power supply with half-bridge topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 11, pp. 3230-3241, Nov. 2011.
- [10] W. Y. Choi, J. S. Yoo, and J. Y. Choi, "A bridgeless half-bridge ac-dc converter with high-efficiency," *Transaction of the korean institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 293-301, Jun. 2011.
- [11] B. H. Lee, C. E. Kim, K. B. Park, and G. W. Moon, "A new single-stage PFC ac/dc converter with low link-capacitor voltage," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 4, pp. 328-335, Oct. 2007.
- [12] Ma. H, Ji, Y, and Xu. Y, "Design and analysis of single-stage power factor correction converter with a feedback winding," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1460-1470, Jun. 2010.
- [13] D. D. C. Lu, H. H. C. Iu, and V. Pjevalica, "Single-stage ac/dc boost-forward converter with high power and regulated bus and output voltage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 2128-2132, Jun. 2009.
- [14] J. J. Lee, J. M. Kwon, E. H. Kim, and B. H. Kwon, "Dual series-resonant active-clamp converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 2, pp. 699-710, Feb. 2008.
- [15] G. Spiazzi, P. Mattavelli, and A. Costabeber, "High step-up ratio flyback converter with active clamp and voltage multiplier," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 11, pp. 3205-3214, Nov. 2011.



조웅원(曹容愿)

1983년 6월 6일생. 2009년 경북대 전기전자 컴퓨터학부 졸업. 2009년~현재 포항공대 대학원 전자전기공학과 석박사 통합과정.



박천윤(朴天潤)

1984년 8월 18일생. 2008년 포항공대 전자전기공학과 졸업. 2008년~현재 포항공대 대학원 전자전기공학과 석박사 통합과정.



권봉환(權鳳煥)

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