

고역률의 단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC-DC 컨버터

연재을*, 정진범**, 김희준***

한양대 메카트로닉스공학과*, 한양대 전자전기제어계측공학과**, 한양대 전자·컴퓨터공학부***

A Single Stage Boost Input Type Resonant AC-DC Converter with High Power Factor

J.E. Yeon*, J.B. Jeong**, and H.J. Kim***

*Dept. of Mechatronics Eng., Hanyang Univ.

**Electronic, Electrical, control and Instrumentation Eng., Hanyang Univ.

***School of Electrical Eng. & Computer Science, Hanyang Univ.

ABSTRACT

This paper proposes the single stage boost input type resonant AC-DC converter. Proposed converter uses the resonance between leakage inductance of the transformer and resonance capacitance. And it obtains high power factor more than 98% through continuous current mode pulse width modulation. To verify the validity of the proposed converter, operation principle in the steady state is analyzed and experimental results are presented.

1. 서 론

커패시터 입력형 정류 회로는 교류 입력전압의 최대값 부근의 짧은 기간동안만 정류회로가 도통되기 때문에 폭이 좁은 펄스성 전류를 발생시킨다.^[1]

이러한 펄스성 전류는 각각의 전자기기에서 동시에 발생하여 동 위상으로 더해지게 되므로 상용 전원측의 전압강하를 발생시키고 많은 고조파 성분을 함유하기 때문에 입력측 역률이 크게 저하되는 문제점을 가지고 있다.^{[2],[3]} 이러한 문제에 대하여 IEC 1000-3-2 class D 규정에서는 600W 이하의 소형 전자기기를 대상으로 하여 고조파 성분에 의한 입력측 역률저하에 대한 규제를 하고 있다.^[1]

입력측 역률을 개선하고 고조파 발생을 억제하기 위한 능동 역률개선회로는 최근들어 입력측 역률개선과 변압기 2차측 출력을 동시에 제어할 수 있는 단일단 형태로 발전하고 있다.^{[3],[4]}

본 논문에서는 단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 영전압 스위칭 구현을 위해서 변압기 누설인덕턴스와

공진커패시터 간의 공진을 이용한다. 또한 전류 연속모드 제어를 통해 입력측 역률과 출력전압을 동시에 제어하는 단일단 형태를 갖는다. 따라서 제어회로의 구성이 간단하고 제조비용의 절감을 기대할 수 있다.

본 논문에서 제안한 컨버터의 유효성을 입증하기 위해 정상상태에서의 동작과 특성을 분석하였고 입력전압 110[V_{AC}] 출력전압 48[V_{DC}], 출력전류 5[A]인 프로토타입 컨버터를 제작하여 실험결과를 제시하였다.

2. 본 론

2.1 단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC-DC컨버터

그림 1은 제안된 컨버터의 기본 회로와 역률개선을 위한 개략적인 제어 구성도를 나타낸다.

부스트 컨버터 형태의 역률개선 회로부는 입력측 인덕터 L_1 와 스위치 S_1 으로 구성되며 스위치 S_2 와 커패시터 C_1 은 능동 클램프 회로를 구성한다. 스위치 S_1 및 S_2 의 역병렬 다이오드 D_{S1} 및 D_{S2} 는 스위치 소자의 내장 다이오드이며 스위치 소자 S_1 과 S_2 는 각각 C_{S1} 및 C_{S2} 로 표시되는 기생 커패시터 성분을 갖는다.

한 주기 동안 스위치 S_1 과 S_2 는 각각 시비율 D 및 $(1-D)$ 로 도통되고 두개의 스위치 모두 턴-온 시에 영전압 스위칭이 이루어진다. 출력전압제어를 위해 출력측으로 부터 검출된 전압은 오차 증폭기에 의해 증폭되고 다시 송산기를 통해 입력전압과 곱해짐으로써 기준전류가 된다. 스위치 S_1 의 게이트 구동신호는 히스테리시스 비교기를 이용해 기준전류 신호와 실제 전류를 비교하여 얻어지며, 스위치 S_2 의 게이트 구동신호는 스위치 S_1 의 구동신호를 반전시킨 파형이다. 두 신호 간에는 암단락 방지와 영전압 스위칭이 이루어지도록 충분한 데드타임을 부여해야 한다.

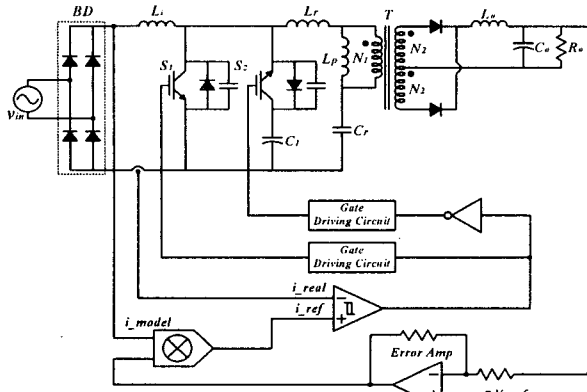


그림 1. 기본회로 및 제어 구성도

변압기 누설 인덕턴스 L_r 과 공진 커패시터 C_r 간의 고유 공진 주파수 f_0 는

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

이다.

제안된 컨버터는 간단히 6개의 모드로 구분되며 해석을 위한 주요 부분의 이론적 파형 및 영전압 전이구간의 전류경로를 각각 그림 2와 그림 3에 나타내었다.

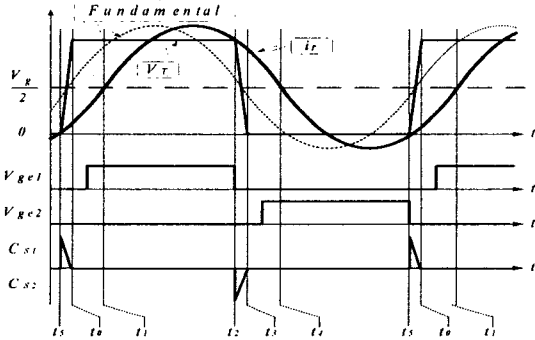
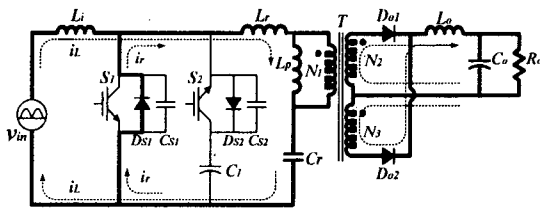
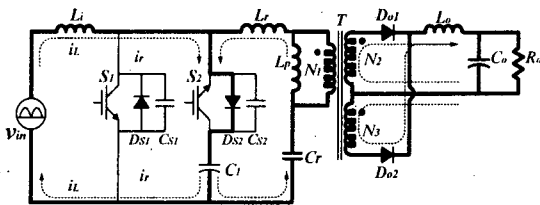


그림 2. 주요부분의 이론적 파형



(a) $t_0 \sim t_1$



(b) $t_3 \sim t_4$

그림 3. 영전압 전이구간의 전류경로

그림 2 및 그림 3을 통해 두 스위치가 동시에 오픈 되는 데드타임 구간동안 역병렬 다이오드가 도통되어 스위치 양단의 전압은 “영”이 되고 각 스위치를 턴 온 시킴으로써 영전압 스위칭이 이루어진다.

2.2 정상상태 해석

정상상태 해석을 위해 두 스위치 간의 데드타임에 의한 영향은 무시하며, 스위치 S_1 오픈시 컬렉터와 에미터 간의 전압 V_{CE1} 은 비교적 큰 값을 갖는 C_1 에 의해 $V_g = V_i(1 - D_{avg})$ 의 일정한 값이 된다고 가정할 경우 V_{CE1} 을 푸리에 급수로 전개하면

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2)$$

이다. 여기서,

$$a_0 = v_g(1 - D), \quad a_n = -\frac{v_g}{n\pi} \sin(2\pi n D)$$

$$b_n = \frac{v_g}{n\pi} \{\cos(2\pi n D) - 1\}$$

이고, D_{avg} 는 시비율 D 의 평균값이다.

스위칭 주파수 ω_s 가 직렬 공진주파수 ω_r 에 근접하게 되면, $v(t)$ 는 기본파 성분으로 근사화 되어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v(t) = v_g(1 - D) + \frac{v_g}{\pi} \{(\cos 2\pi D - 1) \cdot \sin \omega_s t - \sin 2\pi D \cdot \cos \omega_s t\} \quad (3)$$

$$v(t) = v_g(1 - D) - \frac{\sqrt{2}}{\pi} v_g \cdot$$

$$\sqrt{1 - \cos^2 \pi D} \cdot \sin(\omega_s t + \phi_n) \quad (4)$$

그림 4는 정상상태에서의 공진 전류 i_r 를 구하기 위해 회로의 등가저항 R 을 추가한 등가회로를 나타낸다.

그림 4의 등가회로로부터 임피던스 Z 를 구하면

$$\begin{aligned} \vec{Z} &= R + j(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}) = R(1 + j\frac{1}{R}(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C})) \\ &= R \left[1 + jQ_0 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right] = |\vec{Z}| e^{j\phi} \quad (5) \end{aligned}$$

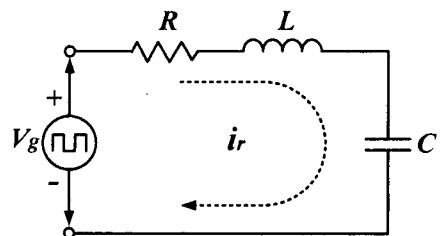


그림 4. 정상상태 해석을 위한 등가회로

가 된다. 여기서,

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC},$$

$$\vec{Z} = R \sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right)^2},$$

$$\phi_o = \tan^{-1} \left[Q_0 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right]$$

이다. 또한 이때의 공진전류 i_r 은 다음과 같다.

$$i_r(t) = \frac{v_g(1-D)}{|\vec{Z}|} e^{j\phi_z} - \left(\frac{\sqrt{2}V_g}{\pi|\vec{Z}|} \cdot \sqrt{1 - \cos 2\pi D} \right) \cdot \sin(\omega_t + \phi_n - \phi_z) \quad (6)$$

3. 실험결과

본 연구결과를 입증하기 위해 입력전압 110[V_{AC}], 출력전압 48[V_{DC}], 출력전류 5[A] 프로토타입 컨버터를 제작하여 실험결과를 제시하였다.

그림 5는 주 스위치 S₁의 구동 신호와 컬렉터 에미터 간 전압 V_{CE}, 스위치 전류 i_D를 나타낸다. 공진전류가 스위치의 역병렬 다이오드를 통해 흐르는 동안 영전압 상태가 이루어지고 이때, 스위치를 턴온 시킴으로써 영전압 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다.

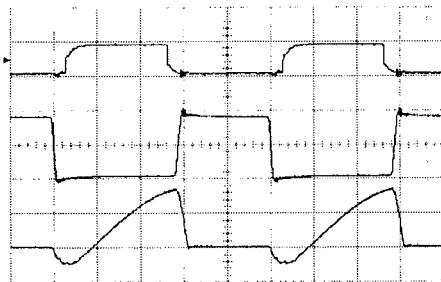


그림 5. 주 스위치 S₁에서의 영전압 스위칭 (V_{GS} 20[V], V_{DS} 200[V], I_D 5[A] / 2μs)

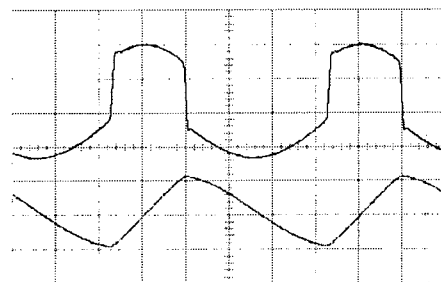


그림 6. 변압기 1차측 전압 V_r와 공진전류 i_r (V_r 200[V], I_r 5[A] / 2μs)

그림 6은 변압기 1차측에 인가되는 전압 V_r와 공진전류 i_r을 나타내고 있다. 여기서, 공진전류는 펄스 폭 변조로 인해 비대칭적인 형태를 갖게 되지만, 양방향성이므로 두 개의 스위치 모두 턴온 이전에 역방향 전류구간이 발생됨을 보여주고 있다.

그림 7은 컨버터에 인가되는 교류 입력 전압 및 전류를 나타낸 것으로서 입력전류가 입력전압의 형태를 완벽하게 추종함을 보여줌으로써 역률 개선효과를 확인할 수 있으며, 실험을 통해 98%의 고역율을 얻을 수 있었다.

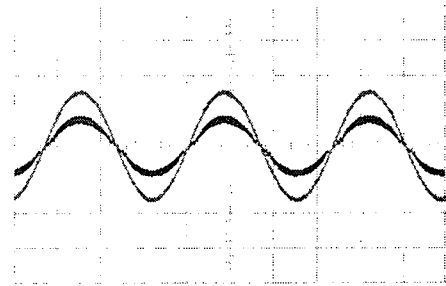


그림 7. 입력전압 및 입력전류 (V_{IN} 100[V], I_{IN} 2[A] / 5ms)

4. 결 론

본 논문에서는 단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 변압기 누설인덕턴스와 공진 커패시터간의 공진을 이용하여 영전압 스위칭을 구현할 수 있다. 또한 입력측 역률과 출력전압을 동시에 제어하는 단일단 구조이므로 제어회로의 구성이 간단하면서도 98% 이상의 고역율을 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Sergey Korotkov, Alexey Nemchinov, Simon Fraidlin, "Asymmetrical Half-Bridge In A Single Stage PFC AC/DC Converter" APEC '97 Conference Proceedings 1997 Vol 1, pp. 484-488. Feb. 1997.
- [2] S. Cuk, "switching DC-DC converter with Zero input or Zero output current ripple", IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 1978 Record, pp. 1131-1146, Toronto, Ont, Oct. 1978.
- [3] Petersen, L. "Input-current-shaper based on a modified SEPIC converter with low voltage stress", Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, Vol 2, pp. 666-671, June 2001.
- [4] I. Barbi, S.A.O. Silva, "Sinusoidal Line Current Rectification at Unity Power Factor with Boost Quasi-Resonant Converters", in Proceedings of the Applied Power Electronics Conference, pp. 553-562, 1990.