

단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC/DC 컨버터

延在乙[†], 鄭鎭範^{*}, 金熙峻^{**}

Single stage Boost Input Type Resonant AC/DC Converter

Jae-Eul Yeon, Jin-Beom Jeong, and Hee-Jun Kim

요 약

본 논문에서는 새로운 형태의 부스트 입력방식의 공진형 AC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 교류 전 원류의 역률개선과 컨버터 출력전압을 동시에 제어하는 단일단 역률 개선방식으로써 전류 연속모드 펄스폭 변조방 식을 통해 99%의 고역률을 얻을 수 있으며, 변압기 누설 인덕턴스와 공진 커패시터간의 공진을 이용하여 영전압 스위칭을 구현할 수 있기 때문에 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 제안된 컨버터의 이론적 고찰을 위해 각 모드별 전 류경로를 통해 동작을 설명 하였으며, 정상상태에서의 DC해석을 이용한 공진특성 분석을 하였다. 본 논문에서는 제 안된 컨버터의 유효성 확인을 위해 입력 120[V_{AC}], 출력 48[V_{DC}], 4[A] 200[W]급 프로토타입 컨버터를 제작하였으 며 실험을 통해 얻은 결과를 제시함으로써 이를 증명하였다.

ABSTRACT

This paper proposes the novel boost input type resonant AC/DC converter. Since the proposed converter is single stage topology, it controls both of the input power factor and the output voltage at the same time, and resultingly obtains the high power factor of 99% with average current mode pulse width modulation. Especially, to accomplish the zero voltage switching, the resonance between the leakage inductance and external capacitor is used. For the theoretical consideration of the proposed converter, the six operation modes divided by means of current path are discussed, and the resonance characteristics in steady state are analyzed. To verify the validity of the proposed converter, a 200[W](120[V_{AC}]-48[V_{DC}], 4[A] prototype converter was built and its experimental results were presented in this paper.

Key Words : Power Factor Correction, Single stage, Resonant Zero voltage switching

1. 서 론

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

한 펄스성 전류는 각각의 전자기기에서 동시에 발생 하여 동 위상으로 더해지게 되므로 상용 전원측의 전 압강하를 발생시키고 많은 고조파 성분을 함유하기 때문에 입력측 역률이 크게 저하되는 문제점을 가지 고 있다^{[1][2]}.

이러한 문제에 대하여 IEC 1000-3-2 class D 규정 에서는 600[W] 이하의 소형 전자기기를 대상으로 하 여 고조파 성분에 의한 입력측 역률저하에 대한 규제 를 하고 있다.^[3]

입력측 역률을 개선하고 고조파 발생을 억제하기위 한 능동 역률개선회로는 최근 들어 능동 클램프 방식

[†]고신저자 : 학생회원, 한양대 메카트로닉스공학과 박사과정

[E-mail] : dionisus@ihanyang.ac.kr

* 학생회원, 한양대 전자전기제어계측공학과 박사과정

** 정회원, 한양대 전자컴퓨터 공학부 교수

접수일자 : 2003. 8. 26 1차 심사 : 2003. 8. 26

2차 심사 : 2003. 9. 30 3차 심사 : 2003. 11. 3

심사완료 : 2003. 11. 3

의 플라이 백 컨버터나 비대칭 하프브리지 컨버터 방식을 이용한 역률개선회로와 같이 입력측 역률개선과 변압기 2차측 출력을 동시에 제어할 수 있는 단일단 형태의 능동역률개선회로가 개발되었고 이에 대한 관심이 증가하고 있다^{[3]-[9]}.

본 논문에서는 전류 연속모드 펄스폭 변조 방식을 이용한 부스트 입력형 단일단 능동 역률개선 AC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 변압기 누설 인덕턴스와 공진 커패시터간의 공진을 이용한 영전압 스위칭을 통해 스위칭 손실을 저감할 수 있으며 단일 제어회로를 사용하므로 구성이 간단하다.

2. 역률개선회로

IEC 규격 1000-3-2 클래스 D에 의한 입력 전류의 제한치를 그림 1에서 나타내었다. 점선으로 표시되는 값은 입력 전류의 고조파 성분에 대한 IEC 제한치이며, 수직선으로 표시되는 값은 커패시터 입력형 정류 회로에서 펄스성 입력전류의 고조파 성분을 나타내는 것으로써 전범위에서 IEC 제한치를 초과하는 것을 알 수 있다.^[1]

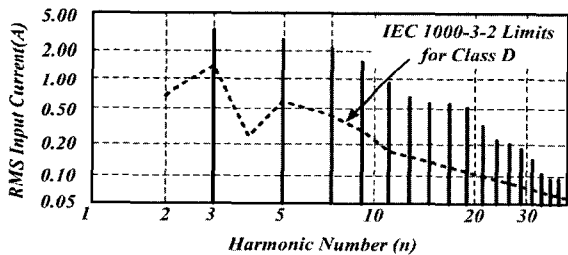


그림 1 입력전류 고조파 성분의 IEC 규제치
Fig. 1 IEC Standard regulation value of Harmonics

스위치 모드 전원장치를 이용한 능동역률개선회로는 한개 이상의 제어회로가 필요함에 따라 회로가 복잡하고 제조비용이 상승하는 단점이 있지만, 역률을 거의 1에 가깝게 만들 수 있는 장점으로 인해 전원 공급 장치뿐만 아니라 전자식 안정기 등의 입력 장치로 널리 사용되고 있다.

입력전류를 입력전압과 동위상의 같은 형태로 추종시키는 능동역률개선회로에서 전체 고조파 의한 파형의 왜곡률인 전고조파 왜율(THD : Total Harmonics Distortion)과 회로의 역률과의 관계를 살펴보면 다음과 같다.^[1]

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{rms(1)}}\right)^2 - 1} \times 100 \quad (1)$$

$$PF = \frac{I_{rms(1)}}{I_{rms}} \cos \theta \quad (2)$$

여기서, I_{rms} 는 전체 전류의 실효치이며, $I_{rms(1)}$ 는 기본파 전류의 실효치이다.

특히, 커패시터 입력형 정류기인 경우의 전고조파 왜율과 입력측 역률과의 관계는 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \quad (3)$$

그림 2는 능동 역률개선회로에서 입력전류의 고조파 성분이 완전히 제거되었을 경우 즉, 역률이 1인 경우의 입력전압, 전류 및 전력간의 관계를 보여준다.

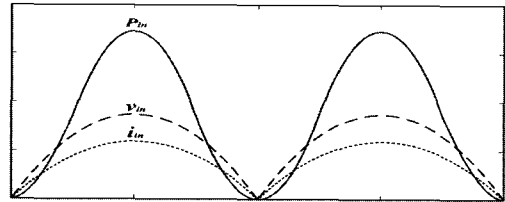


그림 2 이상적인 정류기의 전압, 전류 및 전력
Fig. 2 Input voltage, current and power in ideal rectifier

입력 전력 P_{in} 은 입력전압 v_{in} 과 입력전류 i_{in} 의 곱으로써 교류 입력측 전원 주파수의 두 배에 해당하는 주파수를 갖게 된다.^[2]

능동 역률개선회로는 구성형태에 따라 크게 두 개의 전력변환기가 직렬 접속된 형태의 이단 역률개선회로와 하나의 전력변환기만으로 구성된 단일단 역률개선회로로 구분된다.

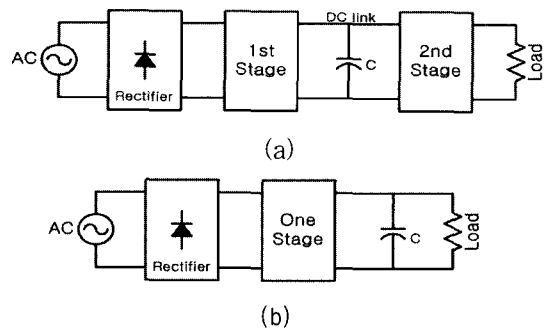


그림 3 능동 역률개선회로 (a) 이단 역률개선회로 (b) 단일단 역률개선회로

Fig. 3 Active Power Factor Correction (a) Two stage (b) Single stage

그림 3은 개략적인 능동 역률개선회로의 종류별 구성도이다. 그림 3(a)의 이단 능동역률개선회로는 넓은 입력전압 범위에서 높은 역률을 유지 할 수 있는 반면, 두개의 컨버터 회로가 직결된 형태이므로 회로가 복잡하며 제조비용이 상승하므로 저가의 전원회로에 적용하기가 곤란하다. 반면, 그림 3(b)의 단일단 능동 역률개선회로는 하나의 전력변환기를 통해 출력전압과 입력측 역률을 동시에 제어하므로 전력변환 손실을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 제조비용이 절감되므로 경제적이다.^[2]

3. 단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC/DC컨버터

그림 4는 제안된 AC/DC 컨버터의 기본 회로구성 및 개략적인 역률개선회로의 구성도를 나타낸다.

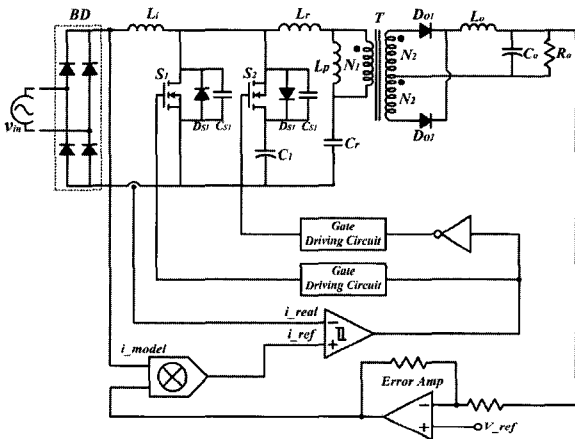


그림 4 제안된 컨버터의 제어 구성도
Fig. 4 Control concept of the proposed converter

부스트 컨버터 형태의 역률개선 회로부는 입력측 인덕터 L_l 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.

스위치 소자의 영전압 구현을 위한 공진회로는 변압기 누설인덕턴스 L_r 과 공진 커패시터 C_r 로 구성되며 필요한 경우 별도의 인덕터를 추가해 구성할 수 있다. 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. 출력측으로부터 검출된

전압은 오차 증폭기를 통해 증폭된 후, 입력전압과 곱해짐으로써 기준 전류신호로 사용된다. 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 적절한 데드타임을 부여해야 한다.

변압기 누설 인덕턴스 L_r 과 공진 커패시터 C_r 간의 고유 공진 주파수는 다음과 같다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

3.1 모드별 회로해석

제안된 컨버터의 동작은 간단히 6개의 모드로 구분되며, 각 모드별 전류경로와 해석을 위한 주요 부분의 이론적 파형을 각각 그림 5와 그림 6에 나타내었다.

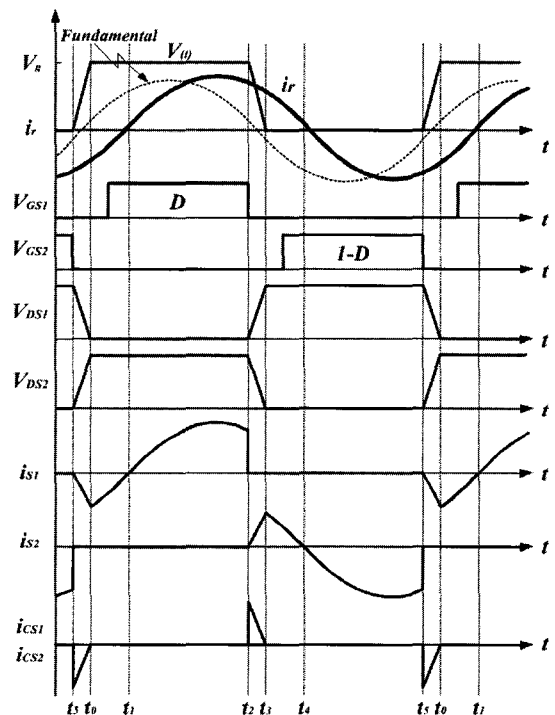


그림 5 각 부분의 이론파형
Fig. 5 Theoretical waveform

모드 1 ($t_0 \leq t < t_1$)

$t = t_0$ 에서 스위치 S_1 및 S_2 는 모두 오프 상태이다. 기생커패시터 C_{s1} 의 충전전압이 방전되어 역병렬 다이오드 D_{s1} 의 순방향 전압강하 이하로 낮아지면 다이

오드 D_{S1} 이 턴 온되고 변압기 누설인덕턴스 L_r 과 공진 커패시터 C_r 간의 공진전류 i_r 이 다이오드를 D_{S1} 을 통해 순환하게 되고 스위치 S_1 양단은 영전압 상태가 된다. 다이오드 D_{S1} 가 도통되는 구간동안 스위치 S_1 양단은 영전압 상태가 되므로 $t_0 \leq t < t_1$ 에서 S_1 을 턴

모드 3 ($t_2 \leq t < t_3$)

$t = t_2$ 에서 스위치 S_1 이 턴 오프되면 S_1 의 기생 커패시터 C_{S1} 은 $V_i/(1-D)$ 의 전압으로 충전되고 동시에 $-V_{C2}$ 로 충전되어 있던 스위치 S_2 의 기생 커패시터 C_{S2} 는 급속히 방전하게 된다.

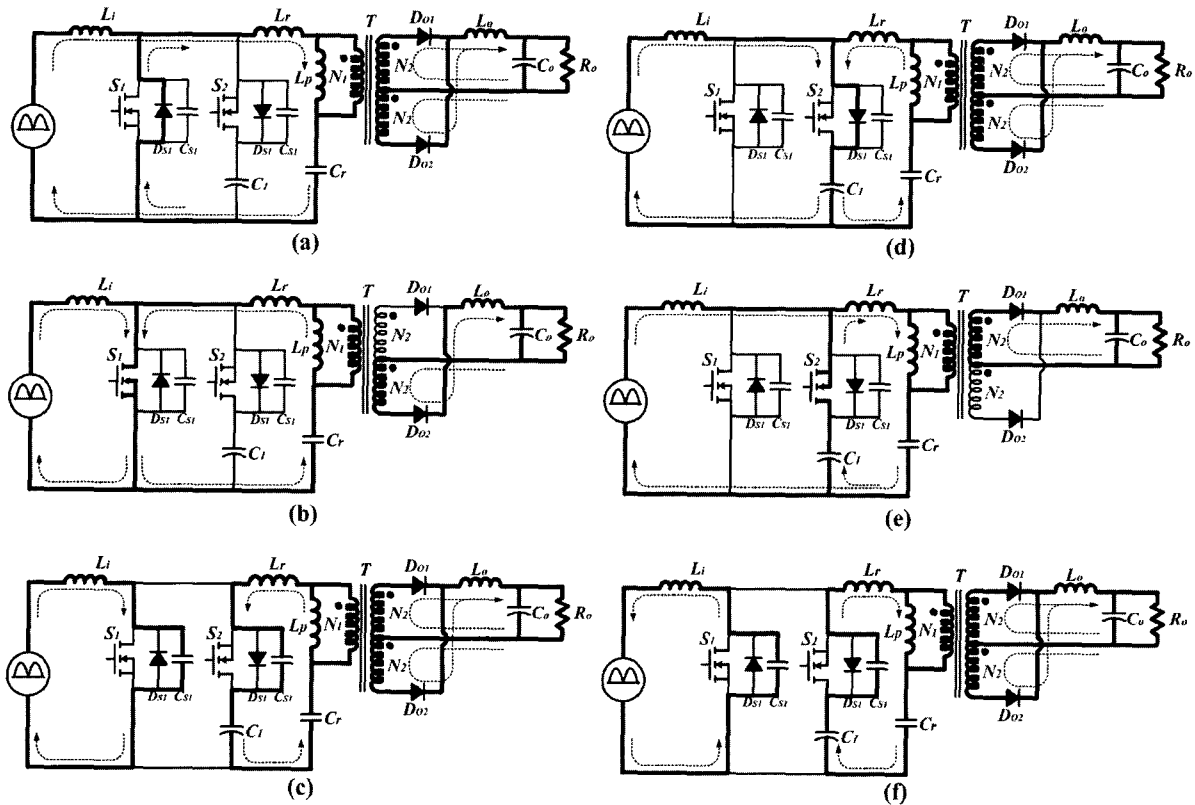


그림 6 모드별 전류경로

(a) 모드 1 (b) 모드 2 (c) 모드 3 (d) 모드 4 (e) 모드 5 (f) 모드 6

Fig. 6 Current path in each mode

(a) Mode 1 (b) Mode 2 (c) Mode 3 (d) Mode 4 (e) Mode 5 (f) Mode 6

온 시킴으로써 자연스럽게 영전압 스위칭이 이루어진다. 모드 1 구간동안 변압기 2차측의 전류는 2차 권선 N_2, N_3 및 두개의 정류다이오드 D_{O1} 및 D_{O2} 를 통해 부하측으로 전달한다.

모드 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

$t = t_1$ 에서 공진전류 i_r 은 방향이 반전되고 스위치 S_1 의 전류 i_{S1} 은 S_1 의 채널을 통해 흐르게 된다. 변압기 2차측의 전류는 권선 N_2 와 다이오드 D_{O1} 을 통해 부하측으로 전달된다.

모드 4 ($t_3 \leq t < t_4$)

$t = t_3$ 에서 기생커패시터 C_{S2} 의 충전전압이 방전되어 역병렬 다이오드 D_{S2} 의 순방향 전압강하 이하로 낮아지면 다이오드 D_{S2} 가 턴 온되고 공진전류 i_r 이 다이오드 D_{S2} 를 통하여 흐르게 되며 이 전류에 의하여 커패시터 C_1 은 $V_i/(1-D)$ 의 값까지 충전하게 된다. 다이오드 D_{S2} 가 도통되는 구간동안 스위치 S_2 양단은 영전압 상태가 되므로 $t_3 \leq t < t_4$ 에서 S_2 를 턴 온 시킴으로써 자연스럽게 영전압 스위칭이 이루어진다. 모드 4 구간동안 변압기 2차측의 전류는 2차 권선 N_2, N_3 및

두개의 정류다이오드 D_{o1} 및 D_{o2} 를 통해 부하측으로 전달된다.

모드 5 ($t_4 \leq t < t_5$)

$t = t_4$ 에서 공진전류 i_r 은 방향이 반전되고 스위치 S_2 의 전류 i_{s2} 는 S_2 의 채널을 통해 흐르게 된다. i_r 은 방향이 반전되고 변압기 2차측의 전류는 권선 N_3 와 다이오드 D_{o2} 을 통해 부하측으로 전달된다.

모드 6 ($t_5 \leq t < t_6$)

$t = t_5$ 에서 스위치 S_2 가 턴 오프되면 S_2 의 기생 커패시터 C_{s2} 는 $V_i/(1-D)$ 의 전압으로 충전됨과 동시에 V_{C1} 으로 충전되어 있던 스위치 S_1 의 기생 커패시터 C_{s1} 은 급속히 방전하게 됨으로써 한 주기가 끝난다.

3.2 정상상태 해석

그림 4와 같이 제안된 컨버터는 크게 입력측 인덕터 L_i 와 주 스위치 S_1 및 클램핑 커패시터 C_1 으로 구성된 승압형 컨버터와 보조 스위치 S_2 와 변압기 T 및 공진 커패시터 C_r 로 구성된 전력 전달부로 구분하여 해석할 수 있다. 주 스위치 S_1 의 시비율을 D 라고 하면, 승압형 컨버터부의 DC 링크전압인 C_1 의 전압

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_i \quad (5)$$

이고 변압기의 권수비

$$V = \frac{N_2}{N_1} = \frac{N_3}{N_1} \quad (6)$$

을 고려한 2차측 전압은 다음과 같다.^[1]

$$V_o = 2ND(1-D)V_{C1} = 2NDV_i \quad (7)$$

실제 회로에서는 인덕터 L_i 및 변압기 T 의 권선저항을 포함한 기생저항 성분이 존재하게 된다. 1차측 기생 저항성분에 의한 영향을 k 라고 하면

$$V_o = \frac{1}{1 + \frac{r}{(1-D)^2 R}} \quad (8)$$

이다.^[5]

여기서 R 은 부하측 저항 성분이며, r 은 1차측의 합성 기생저항 성분이다. 따라서 이를 고려했을 경우의 2차측 전압은

$$V_o = 2NDV_i \left\{ \frac{1}{1 + \frac{r}{(1-D)^2 R}} \right\} \quad (9)$$

이 된다.

이를 토대로 시비율 D 에 대한 출력전압의 변화를 살펴보면 그림 7과 같이 나타난다.

그림 7에서 점선은 인덕터 L_i 및 변압기 T 의 권선저항을 포함한 저항 성분에 의한 영향 k 를 고려하지 않은 이상적인 경우의 전압 전달비이며 k 를 고려할 경우 실선과 같은 형태가 된다. 그러나 실제 회로에서 제안된 컨버터는 무부하 운전시 입력전압 파형에 추종하기 위해 최저 평균 시비율 D_{avg} 가 일정치 이상 유지되어야 하므로 DC 링크단의 전압은 목표값보다 상승하게 되는 특징을 갖는다.

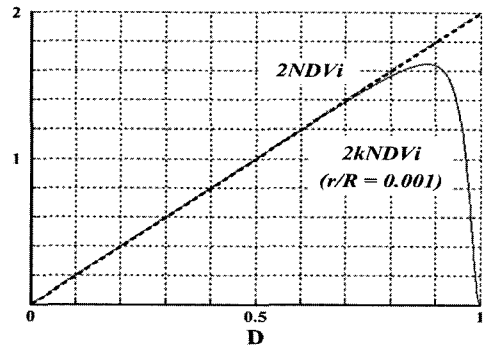


그림 7 입출력 전압 전달비 (N=1)
Fig. 7 Transfer ratio (N=1)

제안된 컨버터 공진회로의 정상상태 해석을 위해 두 스위치 간의 데드타임에 의한 영향은 무시하며, 스위치 S_1 오프시 드레인파 소스간의 전압 V_{DS1} 이 비교적 큰 값을 갖는 C_1 에 의해 $V_g = V_i/(1-D_{avg})$ 의 일정한 값이 된다고 가정할 경우 V_{DS1} 을 푸리에 급수로 전개하면

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (10)$$

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

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

이다. 여기서, D_{avg} 는 시비율 D 의 평균값이다. 스위칭 주파수 ω_s 가 직렬 공진주파수 ω_r 에 근접하게 된다고 가정할 경우, $v(t)$ 는 기본파 성분으로 근사화되어 다음과 같이 나타낼 수 있다.^[9]

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

$$v_{(t)} = v_g(1 - D) - \frac{\sqrt{2}}{\pi} v_g \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \cos^2 \pi D}} \cdot \sin(\omega_t + \phi_n) \quad (11)$$

여기서, $\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} \frac{-\sin 2\pi D}{\cos 2\pi D - 1}$ 이다.

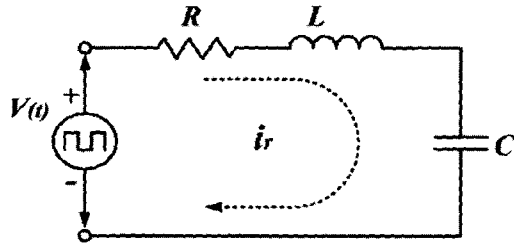


그림 8 공진회로의 정상상태 해석을 위한 등가회로
Fig. 8 Equivalent circuit to analyze the resonant circuit for steady state

그림 8은 정상상태에서의 공진전류 i_r 을 구하기 위해 회로의 등가저항 R 을 추가한 등가회로이며, 이 등가회로로부터 임피던스 Z 를 구하면

$$\begin{aligned} \bar{Z} &= R + j(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}) = R + j\frac{1}{R}(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}) \\ &= R + j Q_0 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) = |\bar{Z}| e^{j\phi} \end{aligned} \quad (12)$$

가 되며,

$$\begin{aligned} Q_0 &= \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}, \\ \bar{Z} &= R \sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right)^2}, \\ \phi_Z &= \tan^{-1} Q_0 \left(\frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \end{aligned}$$

이다. 또한 이때의 공진전류 i_r 은 다음과 같다.

$$i_{r(t)} = \frac{v_g(1 - D)}{|\bar{Z}|} e^{j\phi_Z} - \left(\frac{\sqrt{2} V_g}{\pi |\bar{Z}|} \cdot \sqrt{1 - \cos 2\pi D} \right) \cdot \sin(\omega_t + \phi_n - \phi_Z) \quad (13)$$

4. 실험결과 및 고찰

제안한 컨버터의 유효성 확인을 위해 입력전압 120[VAC], 출력 전압 48[VDC], 출력전류 5[A]의 프로토타입 컨버터를 제작하여 실험하였다.

그림 9는 제안된 컨버터의 시비율에 따른 출력전압

의 변화를 나타낸다. 정상상태의 DC해석을 위해 컨버터 입력전압은 직류 100[V]이고 변압기 권수비 $N=1/4$ 이다. 여기서 A는 기생 저항성분을 고려하지 않은 이상적인 경우의 계산치이며, B는 실제 측정된 값이다. 측정결과 시비율 50% 이하의 구간과 비교할 때 시비율 50% 이상의 구간은 1차측 기생 저항성분에 의해

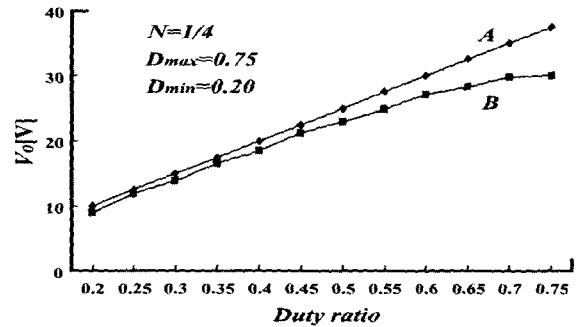


그림 9 시비율에 따른 출력전압의 변화
Fig. 9 Output voltage variation by duty ratio

기울기가 완만하게 변화하게 되므로 전압 전달의 측면에서 유리하지 않음을 알 수 있다.

제한된 컨버터의 부하를 변동에 역률 및 효율을 그림 10에 나타내었다. 측정결과 경부하 운전시 제안된 컨버터의 역률 및 효율이 비교적 낮은 편이며, 중부하에서 최대부하구간에 걸쳐 높은 역률 및 효율을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 결과적으로 제안된 컨버터는 부하변동이 큰 부하에 적용하기 보다는 고압 방정등용 안정기의 입력장치 및 마그네트론 전원장치 등과 같이 일정한 고정된 부하를 대상으로 하는 저가의 역률개선회로로 적합할 것으로 판단된다. 측정된 최대효율은 83%이며 최대 역률은 99%이다.

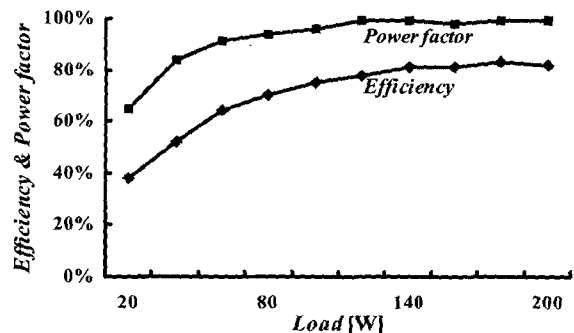


그림 10 제안된 컨버터의 역률 및 효율
Fig. 10 Power factor and efficiency of the proposed converter

실험을 통해 측정된 각 부분의 측정파형을 그림 11부터 그림 14에 걸쳐 나타내었다.

그림 11은 정상 동작 상태에서 각 부분의 측정파형이며 그림 12는 그림 11의 파형에서 스위칭 순간을 확대하여 측정한 파형이다. 그림상의 V_{GS1} , V_{DS1} , i_r 및 i_s 은 각각 주 스위치 S_1 의 구동 신호, 드레인 소스간의 전압, 전류와 인덕터 L_i 에 흐르는 전류를 나타낸다.

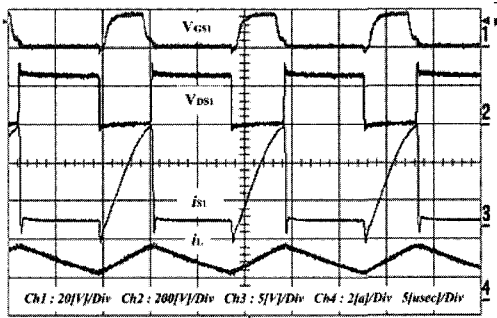


그림 11 각 부분의 측정파형
Fig. 11 Measured waveform at each part

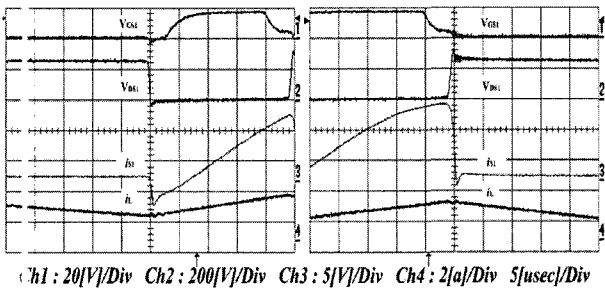


그림 12 스위칭 순간의 측정파형
(a) 턴 온 (b) 턴 오프
Fig. 12 Measured waveform at switching time
(a) Turn on (b) Turn off

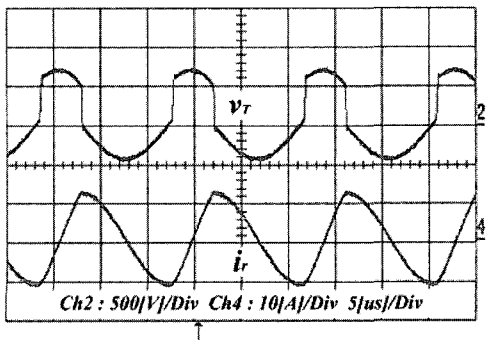


그림 13 변압기 양단전압 v_r 및 공진전류 i_r
Fig. 13 Transformer voltage(v_r) and resonant current(i_r)

그림 12(a)의 턴 온 순간의 스위치 전류 i_s 는 스위치의 역병렬 다이오드를 통해 흐르게 되므로 영전압 상태가 확보되고 이때, 스위치를 턴 온 시킴으로써 영전압 스위칭이 이루어짐을 알 수 있다. 반면, 그림 12(b)의 턴 오프 순간의 스위치 전류 i_s 와 스위치 양단전압인 V_{ds1} 이 서로 겹치게 됨으로 스위칭 손실이 발생됨을 보여준다.

그림 13은 변압기 1차측에 인가되는 전압 V_T 와 공진전류 i_r 을 나타내고 있다. 여기서, 공진전류는 펄스폭 변조로 인해 비대칭적인 형태를 갖게 되지만, 양방향성으로 두 개의 스위치 모두 턴 온 이전에 역방향 전류구간이 발생할 수 있음을 보여준다.

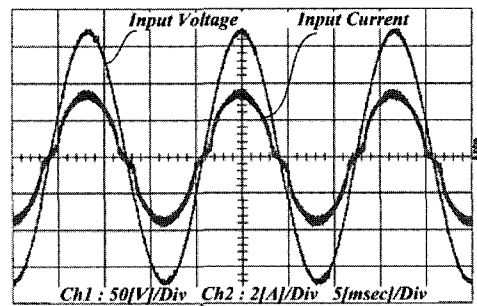


그림 14 입력전압과 입력전류
Fig. 14 Input voltage and current

그림 14는 컨버터에 인가되는 교류 입력 전압 및 전류를 나타낸 것으로서 입력전류가 입력전압의 형태를 완벽하게 추종함을 보여줌으로써 역률 개선효과를 확인할 수 있으며, 실제 실험을 통해 99%의 고역율을 얻을 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 단일단 부스트 입력방식의 공진형 AC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 변압기 누설인덕턴스와 공진 커패시터간의 공진을 이용하여 영전압 스위칭을 구현한다는 점에서 기존의 역률 개선회로와는 차별되는 새로운 형태이다. 부스트 컨버터 형태의 제안된 컨버터는 무부하시 DC 링크 커패시터의 전압이 상승하게 되므로 1차측 전압이 제한되고 공진전류의 최대치가 크다는 단점이 있으나 LC 공진을 사용한 영전압 스위칭을 통해 스위칭 손실을 저감할 수 있고 입력측 역률과 출력전압을 동시에 제어하는 단일단 형태이므로 제어회로의 구성이 간단하면서도 펄스폭 변조를 통해 고역율을 얻을 수 있다는 장

점이 있다. 향후 제안된 컨버터를 상용화하기 위해서는 본 논문에서 연구된 펄스폭 변조기법과 더불어 전파 정류된 입력 전압파형에 추종한 스위칭 주파수 변조방식을 도입해 주 스위치의 시비율 변화를 최소화 시킴으로써 공진 전류를 안정화시키고 출력전압의 리플을 최소화할 수 있는 방법에 대한 연구가 지속적으로 이루어져야 할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] 김희준, 스위칭 전원의 기본설계, 성안당, pp. 321~323, 2002.
- [2] Garcia, O. Cobos, J.A. Alou, P. Prieto, R. Uceda, J. Ollero, S. "A new family of single stage AC/DC power factor correction converters with fast output voltage regulation" PESC 'PESC '97 Record., 28th Annual *IEEE*, Vol. 1 pp. 536~542, 1997.
- [3] Chongming Qiao; Smedley, K.M. "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper" APEC 2000. 15th Annual *IEEE*, Vol. 1, 6-10 pp. 460~467, 2000.
- [4] 이준영, 문건우, 김현수, 윤명중, "부스트 플라이백 결합형 ZCS Quasi-Resonant 역률개선 컨버터" *전력전자학 회논문지*, 제4권 1호, pp. 91~98, 1999
- [5] 김희준, 스위치 모드 파워 서플라이, 성안당, pp. 40~43, 1993.
- [6] 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.
- [7] Chongming Qiao; Smedley, K.M. "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper" APEC 2000. 15th Annual *IEEE*, Vol. 1, 6-10 pp. 460~467, 2000.
- [8] Kam-Wah Siu, Yim-Shu Lee, "A novel high-efficiency flyback power factor correction circuit with regenerative clamping and soft switching", *IEEE Trans.* Vol. 47, pp. 350~356, 2000.
- [9] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics SE*, pp. 709~713, 2000.

저 자 소 개



연재을(延在乙)

1973년 10월 24일생. 2000년 호서대 전기공학과 졸업(학사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양대 공과대학 메카트로닉스공학과 박사과정.



정진범(鄭鎭範)

1976년 4월 20일생. 2001년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 2003년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 졸업(석사). 현재 한양대 공과대학 전자전기제어계측공학과 박사과정.



김희준(金熙峻)

1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 3월 일본 규슈대 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년~현재 한양대 전자·컴퓨터 공학부 교수. 1991년~1992년 미국 버지니아공대 방문교수.