

역률개선을 위한 고효율 교류-직류 승압형 변환기

박 해동\* 윤 덕용\*\* 홍 순찬\*  
\*단국대학교 전기공학과 \*\*천안공업대학 제어계측과

A High Efficiency Single-Phase AC-DC Boost Converter for Power Factor Correction

Hae-Dong Park\* Duck-Yong Yoon\*\* Soon-Chan Hong\*  
\*Dankook University \*\*Chonan National Technical College

**Abstract** - This paper proposes a new high efficiency single-phase AC-DC boost converter for power factor correction. Lossless commutation circuit is interposed in the proposed converter for soft-switching. Due to this commutation circuit, the converter operates in 9 mode. In spite of changing input voltage and load, It attracts a constant DC output voltage because of the PWM control scheme using both the output voltage feedback and the input voltage feedforward. The converter is suitable for high power applications and operates in continuous conduction mode. In this paper, a 2.4[kW] converter is designed and simulated.

1. 서 론

교류 전원으로 부터 직류 출력전압을 얻기 위해서는 교류전압을 정류하여야 한다. 이러한 경우에 흔히 사용되는 브리지 다이오드의 출력단에 커패시터를 설치한 정류기는 안정된 직류전압을 얻기 위해 커패시터의 정전용량이 커야 한다. 이때, 입력전류는 진폭이 큰 펄스형태가 되어 많은 고조파 성분을 포함하게 된다. 이로 인해 파형의 왜율(distortion factor)이 높아질 뿐만 아니라 역률(power factor)도 매우 낮다(0.6정도).<sup>[1]</sup> 역률이 낮으면 교류 전원측에 나쁜 영향을 미치므로 입력전류의 역률을 개선하려는 연구가 활발히 진행되어 왔다.

근래에 들어 이러한 커패시터 정류기의 한계를 극복하기 위해 능동소자를 이용한 스위칭 파워 변환 기법이 직류전원장치에 적용되고 있다. 또한, 최근의 반도체 기술의 발달로 전력용 반도체 스위칭소자들의 스위칭 주파수를 높일 수 있게 됨에 따라, 장치의 소형·경량화 및 고성능화가 가능해졌다. 그러나 높은 주파수에서 하드 스

위칭으로 인한 스위칭 손실 및 도통손실이 수반되므로 이러한 손실을 저감하기 위해 그림 1과 같은 변환기들이 제안되었다.<sup>[2][4]</sup>

그림 1(a)의 변환기에서는 보조소자 L,C에 의한 공진 현상을 이용하여 스위치의 소프트 스위칭을 이루었다. 그러나 이것은 스위칭 소자에서의 전압 전류 스트레스가 크고, 불연속모드로 동작하므로 대용량 응용에는 부적합하다. 그림 1(b)의 변환기는 보조 스위치를 사용하여 주 스위치의 소프트 스위칭을 이루었으나, 보조소자 사용으로 회로구성과 제어가 복잡해진다. 그림 1(c)의 변환기는 도통손실 저감을 위해 브리지 정류기 대신 능동소자를 사용하였고, 소프트 스위칭을 위해 보조 커패시터를 추가하였다. 그러나 이 변환기는 가변 주파수 제어방식을 사용하므로 제어가 복잡해지며, 역시 불연속 모드로 동작하기 때문에 대용량 응용에 제한이 따른다.

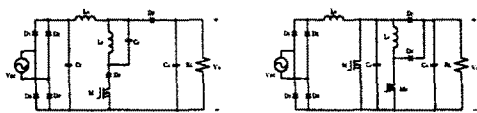
이러한 단점들을 개선하기 위해서, 본 논문에서는 일반적인 승압형 변환기에 무손실 전환회로<sup>[5]</sup>를 사용한 단위 역률, 고효율의 새로운 승압형 교류-직류 변환기를 제안한다.

2. 제안한 변환기

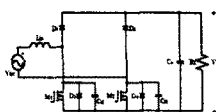
제안한 변환기는 역률을 개선할 뿐만 아니라 보조 스위치를 사용하지 않고 무손실 전환회로만으로 주스위치의 소프트스위칭을 구현하여 전력회로의 단순화 및 고효율화를 얻을 수 있도록 하였다. 변환기는 연속전류방식인 평균전류모드 PWM방식<sup>[6]</sup>으로 제어하였으며 입력전압변동 및 부하변동에도 강한 특성을 가지도록 하였다.

2.1 변환기의 구성 및 동작원리

제안된 변환기의 구조는 그림 2와 같다. 이 변환기는 기본적인 승압형 변환기에 해당하는 정류용 브리지 다이오드, 승압용 인덕터, 주스위치, 역저지 다이오드, 출력커패시터로 구성되는 주회로 부분과 공진용 소자와 전류패스 다이오드들로 구성되는 전환회로 부분으로 나눌 수 있다.



(a) 공진형 변환기 (b) ZVT형 변환기



(c) 준공진형 변환기

그림 1. 손실저감형 교류-직류 변환기

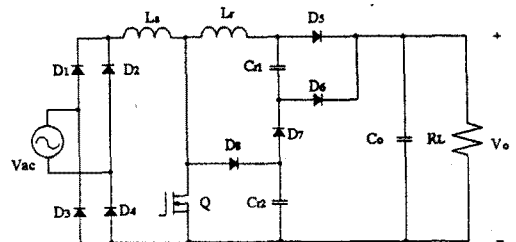


그림 2. 제안한 고효율 단위역률의 교류-직류 변환기

제한한 변환기는 추가된 전회회로로 인해 9가지의 모드로 동작한다. 각 모드별 변환기의 동작은 그림 3과 같고 그 동작파형은 그림 4의 형태가 된다. 한편, 스위치 Q의 확실한 ZVS 턴오프를 위해  $C_{r1} = 2C_{r2}$ 로 하였으며, 이렇게 하면  $v_{c2}$ 가 영이 되기 전에 다이오드  $D_7$ 이 턴오프 되는 것을 방지할 수 있다.

1) 모드 I [ $t_0 \sim t_1$ ]

주스위치 Q가 켜지면,  $L_r$  및  $D_5$ 에 흐르는 전류  $i_{Lr}$ 은 초기값  $i_{Ls}$ 에서 일정한 기울기를 갖고 감소하며, Q의 전류  $i_Q$ 는 반대로 영에서부터 서서히 증가한다.

따라서, 스위치 Q는 ZCS가 된다. 한편, 전류  $i_{Lr}$ 이 계속 감소하여 영이 되면 다이오드  $D_5$ 가 턴오프되고, 다음 모드가 시작된다. 이때, 다이오드  $D_5$ 에서 하드 스위칭시 발생하는 역회복현상을 피할 수 있다.

2) 모드 II [ $t_1 \sim t_2$ ]

$L_r$ ,  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ 가 직렬공진회로를 구성한다.  $C_{r2}$ 의 전압  $v_{c2}$ 는 방전하여  $V_o$ 에서 영으로 감소한다.  $C_{r1} = 2C_{r2}$ 이므로  $C_{r1}$ 의 전압  $v_{c1}$ 은 영에서  $V_o/2$ 로 상승한다. 한편,  $v_{c2}$ 가 영이 되면, 다이오드  $D_5$ 이 도통된다.

3) 모드 III [ $t_2 \sim t_3$ ]

$i_{Lr}$ 은  $D_5$ 를 통하여 계속 공진하며, 이로 인해  $v_{c1}$ 은 계속 증가하게 된다.  $i_{Lr}$ 이 영이 되면 다음 모드가 시작된다.

4) 모드 IV [ $t_3 \sim t_4$ ]

이 모드는 일반적인 승압용 직류-직류 변환기의 스위치가 켜져있는 구간에 해당한다. 인덕터  $L_s$ 에 흐르는 전류는 선형적으로 증가하며, 에너지를 저장한다.

이 구간을 조절하여 스위치의 듀티비 제어를 하게 된다.

5) 모드 V [ $t_4 \sim t_5$ ]

스위치가 꺼지면, 스위치로 흐르던 전류  $i_{Ls}$ 는  $D_5$ 를 통하여  $C_{r2}$ 로 우회하며,  $v_{c2}$ 는 서서히 증가한다. 따라서, 스위치가 ZVS상태로 꺼지게 된다. 한편,  $i_{D5}$ 은 초기값  $i_{MDS}$ 에서부터  $L_s$ 와  $C_{r2}$ 의 공진에 의해 증가하다가  $v_{c2} = v_{in}$ 이 되면 감소하기 시작한다. 이때,  $v_{c2}$ 는 계속 증가하며  $V_o - V_{C_{r1}}$ 이 되면, 다음 모드가 시작된다.

6) 모드 VI [ $t_5 \sim t_6$ ]

$L_r$ ,  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ 로 이루어진 직렬공진회로가 공진을 시작함에 따라,  $i_{Lr}$ 은 영에서부터 증가하여  $C_{r2}$ 와  $D_6$ 를 경유하여 출력단으로 흐른다. 따라서  $v_{c1}$ 은 감소한다. 한편,  $i_{D6}$ 은 감소하고,  $v_{c2}$ 는 계속 상승하여 출력전압  $V_o$ 와 같게 된다. 이때, 다이오드  $D_6$ 가 턴오프되어 다음 모드가 시작된다.

7) 모드 VII [ $t_6 \sim t_7$ ]

$i_{Ls} - i_{Lr}$ (모드6의 최종값)만큼의 전류가 다이오드  $D_5$ ,  $D_7$ ,  $D_6$ 를 통해 흐른다. 한편,  $i_{Lr}$ 은  $(D_5 + D_7 + D_6)$ 의 전압강하분 만큼의 기울기로 계속 증가하고, 그 크기가  $i_{Ls}$ 와 같아지면 다음 모드가 시작된다. 이 모드는 보통  $i_{Ls} - i_{Lr}$ 의 값이 작기 때문에 매우 짧다.

8) 모드 VIII [ $t_7 \sim t_8$ ]

$i_{Lr}(=i_{Ls})$ 은 일정한 기울기를 갖고 감소하며,  $v_{c1}$ 은 영으로 떨어진다.  $v_{c2}$ 가 영이 되면 다음 모드가 시작된다. 이때,  $v_{MDS}$ 는  $L_r$ 과  $C_{r1}$ 에서의 전압강하분 만큼 감소하였다가 증가하여 다시  $V_o$ 가 된다.

9) 모드 IX [ $t_8 \sim t_9$ ]

이 모드는 일반적인 승압형 직류-직류 변환기의 스위치 오프 구간에 해당한다. 즉,  $L_s$ 와  $L_r$ 에 흐르는 전류  $i_{Ls}$ 는 선형적으로 감소하며, 에너지를 출력측으로 넘겨주게 된다. 스위칭 주기  $T_s$ 가 끝나면, 다시 스위치 Q가 턴온

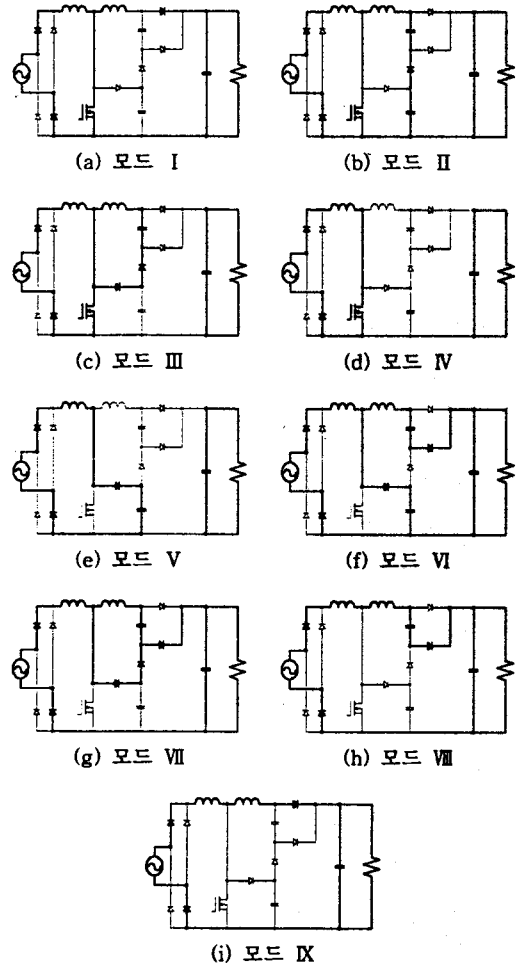


그림 3. 변환기의 동작모드

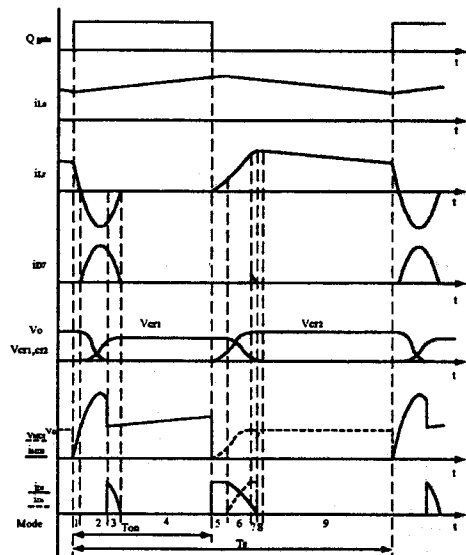


그림 4. 변환기의 동작파형

되어 다음 스위칭주기가 시작된다.

## 2.2 변환기의 특성

제안된 변환기의 전환회로는 이론적으로 손실이 없으며, 보조능동스위치를 사용하지 않는다. 따라서, 변환기의 효율을 높일 있고, 구성이 간단하고 제어 쉽다.

표 1은 제안한 변환기의 각 전류용 반도체소자의 턴온 및 턴오프시 스위칭상태를 보여주고 있다. 표에서 알 수 있는 바와 같이 각 소자들이 시스템의 스위칭 주파수와 효율을 높일 수 있는 ZVS 또는 ZCS의 소프트 스위칭 동작을 수행한다.

표 1. 스위칭 소자의 스위칭 동작

소자명	스위칭 동작	
	turn-on 시	turn-off 시
주스위치 Q	ZCS	ZVS
역저지 다이오드 D <sub>5</sub>	ZVS	ZVZCS
보조 다이오드 D <sub>6</sub>	ZVZCS	ZVZCS
보조 다이오드 D <sub>7</sub>	ZVS	ZCS
보조 다이오드 D <sub>8</sub>	ZVS	ZCS

모드 I에서, 스위치 Q의 드레인-소스 양단 전압( $V_{DS}$ )이 영으로 떨어진 후, 전류  $i_Q$ 가 서서히 증가하므로 스위치 Q는 ZCS로 턴온된다.

모드 V에서, 스위치 턴오프시 스위치에 흐르던 전류는 병렬 연결된  $C_2$ 로 우회하며, 스위치 전압( $V_{DS} = V_{C2}$ )은  $i_Q$ 가 영으로 떨어진 후, 서서히 증가하므로 스위치 Q는 ZVS로 턴오프된다.

특히, 이러한 소프트 스위칭시에 공진인덕터  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_2$ 에 저장된 에너지를  $C_1$ 을 통해 출력단으로 넘겨줌으로서 무손실 전환회로로 동작하는 것이다. 일반적으로 PWM변환기에서 넓은 범위의 입력전압변동 및 부하변동에도 원하는 입력 전류파형과 직류출력값을 얻기 위해서 폭넓은 범위의 듀티비 변화는 필수적이다. 제안된 변환기는 약 100[kHz]의 스위칭주파수로 동작하므로 한 주기가 약 10[ $\mu$ s]이다. 또한, 전환회로의  $L_r$  및  $C_1$ 의 값이 3.8[ $\mu$ H], 20[nF]이므로, 최대공진기간이 약 0.9[ $\mu$ s]정도가 된다. 따라서 제안된 변환기는 한 주기에 비해 공진기간이 매우 작으므로, 폭넓은 듀티비의 변화가 가능하다.

## 2.3 변환기의 제어

본 논문에서 제안된 변환기는 교류 입력단을 단위역률로 유지하고, 부하변동 및 입력전압변동에 대하여 강한 특성을 갖도록 하기 위해 다음과 같이 제어하며, 그 제어 블록도는 그림 5와 같다.

기준전압과 측정된 출력전압의 차가 전압제어를 거쳐 제어 신호를 발생시키며, 이 제어신호는 승산기에서 전압분배기를 통하여 측정된 입력전압과 곱해져서 입력 전류 지령값을 출력한다. 이와 같이 얻은 전류지령값은 입력전압과 동상으로서 입력단의 역률을 1로 제어하기 위해 사용된다. 이 입력 전류지령치를 전류센서를 통해 측정된 실제 입력전류와 비교하여 얻은 제어신호는 전류제어를 통과한 후에 PWM 발생기에서 삼각파 신호와 비교하여 스위칭소자에 가해지는 PWM 제어신호를 발생시킨다. 또한 입력전압의 변동에 의한 출력전압의 변동을 최소화하기 위해 입력전압의 실패치는 제어기에서 제공한 후, 위에서 구한 전류지령값을 나누는 피드포워드 제어신호로 사용된다.

## 3. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 변환기의 타당성 검증은 위하여 그림 5에 제시한 시스템에 대하여 Saber를 이용한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션의 조건으로 입력전압

교류 220 [V], 출력 2.4 [kW], 출력전압 400 [Vdc]로 하였다. 공진용 인덕터  $L_r$ 은 3.8[ $\mu$ H], 공진용 커패시터  $C_1$ 은 20[nF],  $C_2$ 로는 10[nF]을 사용하였다.

그림 6은 전력회로 각 부의 전압 및 전류파형을 나타낸다. 이 그림에서 스위치가 켜질 때는 ZCS, 꺼질 때는 ZVS로 동작하는 것을 알 수 있다.

그림 7은 컨버터 입력단의 전압 및 전류파형 그리고 출력전압 파형을 나타낸다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 입력전압 및 전류파형이 동상을 이루어, 역률이 거의 1로 제어됨을 알 수 있다.

그림 8은 입력전류를 FFT를 사용하여 고조파 분석한 결과로서, 고조파 전류가 거의 나타나지 않음을 알 수 있다. 이에 따라 변위역률이 ( $|I_{s1}|/|I_s|/\cos\phi_1$ ) 이므로 역률이 1에 가까워진다.

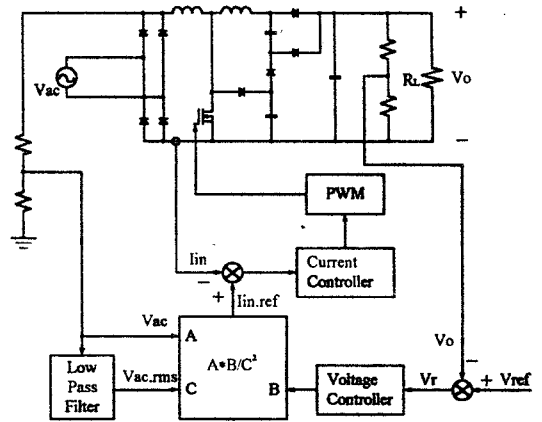


그림 5. 제어 블록도

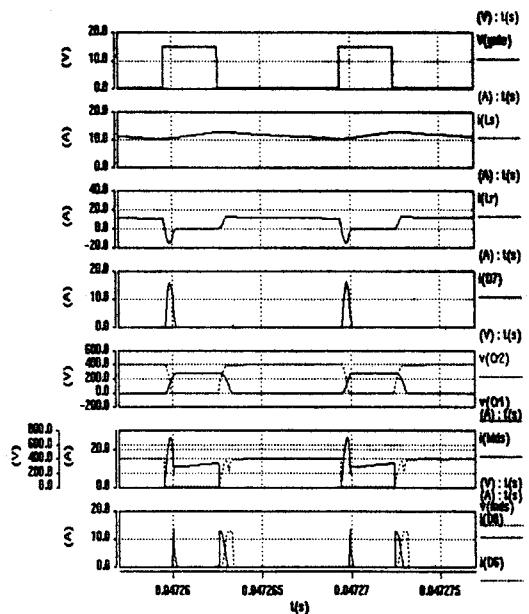


그림 6. 각 소자에서의 전압 및 전류파형

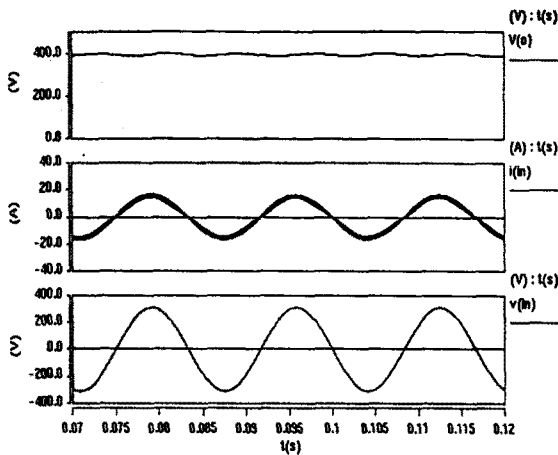


그림 7. 출력전압, 입력 전류 및 전압 파형

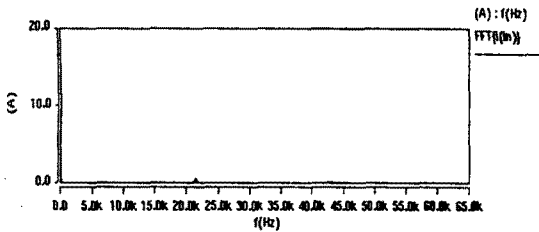


그림 8. 입력전류의 고조파 스펙트럼

#### 4. 결 론

본 논문에서는 교류-직류 변환기의 역률개선을 목적으로, 무손실 전환회로를 추가한 400[V], 2.4[kW]의 승압형 교류-직류 변환기를 제안하였다.

제안한 변환기는 스위치 턴온시 ZCS, 턴오프시 ZVS로 동작하도록 구성하였고, 출력전압 피드백과 입력전압 피드포워드를 사용한 PWM제어로 입력전압변동 및 부하변동에도 일정한 직류출력전압을 얻을 수 있었다. LC 공진회로와 수동스위칭 소자만을 사용한 손실없는 전환회로를 구현하였고, 이 전환회로의 공진주기가 짧아 폭넓은 듀티비 변화가 가능한 PWM제어를 수행할 수 있었다. 또한, 연속전류모드로 동작하므로 대용량 시스템에도 적용이 가능하다.

2.4[kW]의 변환기에 대한 시뮬레이션 결과, 제안한 변환기의 9가지 모드 동작과, 소프트 스위칭을 확인하였고, 입력전류가 입력전압에 동상으로 유지되며 고조파가 현저히 저감되어 역률이 거의 1로 개선됨을 확인하였다.

제안한 변환기는 제어와 구성이 간단해서 경제적이며, 소용량에서 대용량까지의 교류-직류 변환기에 폭넓은 응용이 기대된다.

#### 참 고 문 헌

- [1] M. Milanovic, F. Mihalic, and U. Milutinovec, "Single Phase Unity Power Factor Correction Circuits with Coupled Inductance", IEEE PESC Record, Vol.2, pp. 1077-1082, 1992.
- [2] K. A. Amarasinghe and C. D. Manning, "A Resonance Power Supply that Provides Dynamic Power Factor Correction in Capacitor Input Off-Line Converters", IEEE APEC Record, pp. 563-570, 1990.
- [3] X. Zhou, M. Elmore, and F. C. Lee, "Comparison of High-Frequency Application of Silicon Rectifier, and ZVT Technology in a PFC Boost Converter", IEEE PESC Record, pp. 8-13, 1997.
- [4] A. F. de Souza and I. Barbi, "A New ZVS Semi-Resonant High Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses", IEEE PESC Record, Vol. 1, pp. 203-209, 1996.
- [5] 김인동, "저도통손 브릿지회로와 무손실 스너버를 결합한 고효율 역률보상 단상 AC/DC 컨버터", 전기학회 논문지, 제47권, 제5호, pp. 568-575, 1998.
- [6] J. Rajagopalan, F.C. Lee, and P. Nora, "A Generalized Technique for Derivation of Average Current Mode Control Laws for Power Factor Correction without Input Voltage Sensing", IEEE APEC Record, Vol. 1, pp. 81-87, 1997.