

# Semi-Bridge PWM 컨버터를 이용한 단상 입력 역률개선

( Power Factor Correction of Single Phase using Semi-Bridge PWM Converter )

이태원\* · 김재문 · 원충연

성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부

Tae-won Lee · Jae-mun Kim · Chung-yuen Won

Dept. of Electrical & Computer Eng. Sung Kyun Kwan Univ.

## Abstract

This paper presents a Single-phase Semi-Bridge PWM Converter, which features Continuous Conduction Mode and Phase-adjusted Unipolar PWM Method. The reduced conduction losses are achieved by the employment of a single converter, instead of the typical configuration composed of a front end rectifier followed by a boost converter. Theoretical principle of operation, a design example and Simulation results of a 3kW Semi-Bridge PWM converter with 220  $V_{rms}$  input voltage and 400  $V_{dc}$  output voltage are presented.

## 1. 서 론

근래에 들어 고주파 인버터를 이용한 다양한 DC/AC 컨버터의 연구가 진행되어 왔으며 광범위한 응용에 이용되고 있다. 이러한 고주파 인버터를 이용한 시스템에서는 일반적으로 다이오드 정류기를 사용하여 인버터의 입력전압을 얻고 있다. 이런 다이오드 정류기를 사용한 시스템에서는 정류기가 가지는 특성으로 인하여 전원단에는 불연속적인 돌입전류가 흐르게되며 이러한 전류는 많은 양의 고조파가 함유하고 있기 때문에 낮은 역률(Power Factor, PF)을 가질 뿐만 아니라 전원계통으로 유입되어 기기의 오동작을 일으키는 원인이 된다.

최근 들어 역률과 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion, THD)에 대한 각종 규제가 정립되고 시행되면서 국내에서도 전원측을 단위 역률로 동작하도록 PWM 컨버터나 스위치 모드 컨버터 등을 적용하는 연구가 활발하게 진행되어 왔으나 이러한 컨버터들은 다수의 전력용 반도체 소자가 존재하는 전류 Path를 통하여 출력측으로 전력을 전달하게 되므로 반도체 소자로 인한 에너지 전도 손실을 초래하게 된다. 이러한 전도 손실은 ZVS, ZCS등과 같이 공진을 이용하거나 다른 기술적인 방법을 사용하여 줄일 수 있다[1][2][3].

따라서, 본 논문에서는 이러한 전력용 반도체 소자에서 발생하는 에너지 손실을 최대한 줄일 수 있고 입력 전류를 정현파에 가깝게 제어하여 역률 개선을 꾀할 수

있는 형태인 Semi-Bridge PWM 컨버터를 제안하고자 한다. 또한 제안된 컨버터의 동작특성을 해석하고 시뮬레이션을 통해 타당성을 보이고자 한다.

## 2. 시스템 구성

### 2.1. 기존 시스템

그림 1은 지금까지 산업현장에서 널리 이용되고 있는 콘덴서 삽입형 정류기를 이용한 시스템을 나타내고 있다. 이러한 다이오드 정류기의 경우 운전상태에서도 많은 고조파를 함유한 불연속적인 펄스 형태의 전류가 흐르게 되어 제어기기의 오동작이나 시스템 운전에 있어서의 장애 요인이 되기도 한다[2][4].

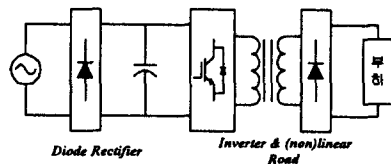


그림 1. 정류기를 이용한 시스템

Fig 1. System using Diode Rectifier.

또한 근래에 들어 각종 고조파 규제가 정립되어 시행되면서부터 고조파 국제 규제에 만족할 수 있도록 역률

제어 회로를 삽입시키는 연구가 활발히 진행되고 있으며 그 한 예로서 단일 스위치를 이용한 단상 승압형 컨버터를 채용한 시스템을 그림 2에 보이고 있다.

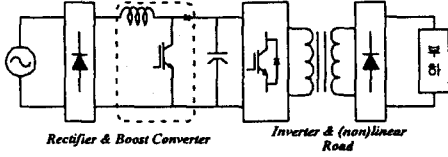


그림 2 승압형 컨버터를 이용한 시스템  
Fig 2. System using the Boost Converter

## 2.2. 제안된 시스템

그림 3은 본 논문에서 제안하고있는 Semi-Bridge PWM 컨버터를 이용한 시스템을 보여주고 있다.

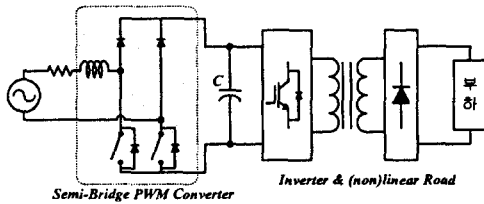


그림 3 제안된 컨버터 시스템  
Fig 3. Proposed Converter System

Semi-Bridge PWM 컨버터는 Full-Bridge PWM 컨버터와는 다르게 상위 브리지는 다이오드로만 구성되며, 하위 브리지는 스위칭 소자와 역 병렬 다이오드로 구성된다. 이 컨버터는 전력전달이 이루어지는 전류 경로내에 최소한의 전력용 반도체 소자가 존재하게 되므로 에너지의 손실을 줄일 수 있는 장점이 있다.

## 3. 컨버터 동작 해석

### 3.1. 동작 모드별 분석

#### 가. 동작 모드 1

그림 4는 제안된 컨버터의 동작 모드 1을 보여주고 있다. 인가되는 전원전압은 양의 반주기이고 컨버터 입력전압  $V_i$ 는 스위치  $S_1$ 과 다이오드  $D_4$ 의 전압강하를 무시하면 0이다.

입력전류는 스위치  $S_1$ 과 다이오드  $D_4$ 에 의해 형성되는 경로를 통해 양의 방향으로 급격히 상승하게 되고 인덕터  $L$ 에 에너지를 축적되게 된다. 이때, 직류측 커

패시터  $C$ 는 부하단으로 방전을 시작하게 된다.

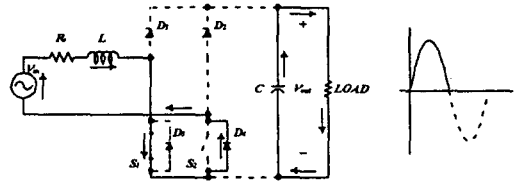


그림 4 동작 모드 1  
Fig 4. Operation Mode 1

모드 1의 상태 방정식을 구하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dV_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} V_o \\ \frac{di_s}{dt} &= \frac{1}{L} [V_i - R_s i_s] \end{aligned} \quad (1)$$

#### 나. 동작 모드 2

그림 5는 동작 모드 2를 나타내고 있다. 인가되는 전원전압은 양의 반주기이고 컨버터 입력전압  $V_i$ 는 다이오드  $D_1$ 과  $D_4$ 의 전압강하를 무시하면  $V_o$ 와 같다. 이때 인덕터  $L$ 에 축적된 에너지는 다이오드  $D_1$ 과  $D_4$ 로 이루어지는 경로를 통해 커패시터  $C$ 와 부하로 에너지가 전달되게 된다.

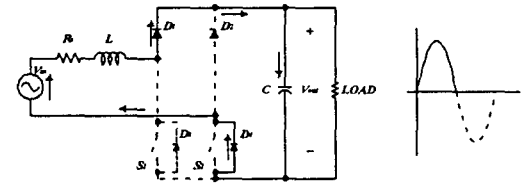


그림 5 동작 모드 2  
Fig 5. Operation Mode 2

모드 2에 대한 상태 방정식을 구하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dV_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} V_o - \frac{1}{C} i_s \\ \frac{di_s}{dt} &= \frac{1}{L} [V_i - V_o - R_s i_s] \end{aligned} \quad (2)$$

#### 다. 동작 모드 3

입력전압은 음의 반주기이고 컨버터 입력전압  $V_i$ 는 스위치  $S_2$ 와 다이오드  $D_3$ 의 전압강하를 무시하면 0이다.

입력전류는 스위치  $S_2$ 과 다이오드  $D_3$ 에 의해 형성 되는 경로를 통해 입력전류는 음의 방향으로 급격히 증가하여 인덕터에 에너지가 축적되며, 직류측 평활용 커패시터는 부하로 방전을 하게된다. 모드 3 은 모드 1과 비교할 때 입력전압이 음의 반주기라는 점을 제외하면 같은 동작 상태가 된다.

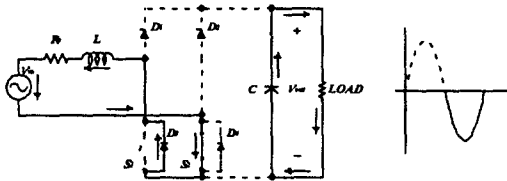


그림 6. 동작 모드 3  
Fig 6. Operation Mode 3

모드 3 의 상태 방정식은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dV_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} V_o \\ \frac{di_s}{dt} &= \frac{1}{L} [V_s - R_s i_s] \end{aligned} \quad (3)$$

#### 라. 동작 모드 4

인가되는 입력전압은 음의 반주기이고 컨버터 입력전압  $V_s$ 는 다이오드  $D_2$ 와  $D_3$ 의 전압강하를 무시하면  $-V_o$ 와 같다. 인덕터에 충전된 에너지는 다이오드  $D_2$ 와  $D_3$ 로 이루어지는 경로를 통해 커패시터와 부하단으로 에너지가 전달되게 된다.

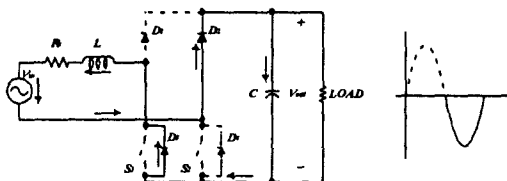


그림 7. 동작 모드 4  
Fig 7. Operation Mode 4

모드 4 에 대한 상태 방정식을 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dV_o}{dt} &= -\frac{1}{RC} V_o - \frac{1}{C} i_s \\ \frac{di_s}{dt} &= \frac{1}{L} [V_s + V_o - R_s i_s] \end{aligned} \quad (4)$$

## 3.2. 제어 기법

### 가. 스위칭 방식

제안된 Semi-Bridge PWM 컨버터의 경우 전원전압이 양의 반주기일 경우에는 0과  $V_o$ 가, 전원전압이 음의 반주기일 경우에는 0과  $-V_o$ 가 컨버터 입력전압이 되도록 Unipolar PWM 방식의 스위칭 방식이 사용가능하다. 제안된 컨버터는 전원전압의 전 구간에서 스위치 두 개를 동시에 동작을 시킬 수 있지만 하나의 스위치는 전류의 흐름에 기여하지 못하는 상태로 도통 또는 차단된다.

본 논문에서는 이와 같이 불필요한 스위칭 동작을 하지 않는 방식으로 입력전압의 상태에 따라 스위칭 소자를 선택하여 스위칭 동작을 하는 Phase-adjusted Unipolar PWM 방식을 채택하였다[5][6].

### 나. 제어 기법

본 논문에서는 일정한 스위칭 주파수로 입력전류를 제어하는 방식으로 스위칭 주파수가 일정하여 EMI 필터 등의 설계가 용이한 일정 주파수 제어방식을 채택하였다. 또한 스위칭 한 주기 동안의 입력전류의 평균이 기준치를 추종하도록 하는 제어방식으로 전압제어기와 전류제어기를 사용한다.

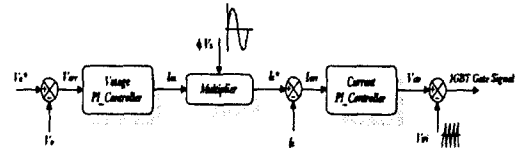


그림 8. 제어 블록도  
Fig 8. Control Block Diagram

그림 8 에 나타난 제어 블록도와 같이 직류전압의 기준 값  $V_o^*$ 와 DCPT로 검출한 직류 출력전압  $V_o$ 의 오차전압  $V_{err}$ 가 전압 PI제어기의 입력이 된다. 전압제어기의 출력  $I_m$ 과 전원전압의 위상  $\phi$   $V_s$ 가 곱해진 값이 입력전류의 기준값  $i_s^*$ 가 되며 실제 전원전류  $i_s$ 와 비교하여 오차  $I_{err}$ 를 구하고 전류제어기를 통해 제어전압  $V_{cr}$ 을 만든다. 또 이 제어량  $V_{cr}$ 은 일정한 주파수를 가지는 삼각파  $V_m$ 와 비교되어 컨버터 스위칭 소자의 구동신호로 인가된다.

## 3.3. 수동소자의 선택

Semi-Bridge PWM 컨버터를 구성하는 수동소자들은 다음에 나타난 표 1 과 같은 설계 사양을 바탕으로 각

각의 값들을 선택하게 된다.

표 1. 설계 사양  
Table 1. Design parameter

입력 용량	3 [kW]
입력 전압 (RMS)	AC 220 [V] ±10%, 60 [Hz]
스위칭 주파수	20 [kHz]
출력 전압	DC 400 [V] ±10%

승압용 인덕터  $L$ 의 선택은 입력전압과 시비율( $D$ ), 입력전류의 리플 성분( $\Delta I$ ), 스위칭 주파수( $f_s$ )의 관계로 나타내어지는 식 (5)을 통해 승압용 인덕터 값의 선택이 가능하다.

$$L = \frac{V_{IN, \min}(peak) \times D}{\Delta I \times f_s} \quad (5)$$

여기서,  $V_{IN, \min}(peak)$ 는 입력전압의 최소값이다.

또한, 평활용 커패시터  $C$ 는 커패시터에 흐르는 평균 전류( $I_{c, rms}$ )와 직류 출력 전압의 리플성분( $\Delta V$ ), 정류기 출력의 각 주파수( $\omega$ )의 상호 관계로 나타나는 식 (6)과 같은 방법으로 구할 수 있다.

$$C = \frac{I_{c, rms}}{\omega \cdot \Delta V} \quad (6)$$

$I_{c, rms}$ 는 커패시터에 흐르는 평균전류로서 브리지를 이루고 있는 다이오드에 흐르는 전류와 출력전류의 관계식으로 구할 수 있으며, 식 (7)과 같다.

$$I_{c, rms} = \sqrt{I_{d, rms}^2 - I_{o, rms}^2} \quad (7)$$

$I_{d, rms}$ 는 스위치가 차단 동작일 때 흐르는 다이오드 평균전류이며,  $I_{o, rms}$ 는 출력전류의 평균값을 의미한다.

이와 같은 방법에 의해 선택되어진 컨버터의 수동소자는 표 2와 같다[7][8].

표 2. 수동소자 사양  
Table 2. Parameter of passive element

승압용 인덕터	616 [ $\mu$ H]
평활용 커패시터	3000 [ $\mu$ F]

#### 4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 Semi-Bridge PWM 컨버터의 타당성을 확인하기 위하여 Pspice로 시뮬레이션을 하였다. 다음 결과에서 볼 수 있듯이 전압제어 및 역률 제어가 잘 되는 것을 볼 수 있다. 그림 9는 콘덴서 삽입형 다이오드 정류기를 이용한 경우의 입력 전압과 전류 파형이다. 그림에서 볼 수 있듯이 입력전압이 DC-Link 전압보다 큰 경우에만 전류가 흐르게 되어 고조파를 많이 함유하고 있는 불연속적인 전류가 흐르는 것을 볼 수 있다. 그림 10은 제안된 컨버터의 입력 전압과 전류 파형으로 동위상이 되는 것을 볼 수 있다.

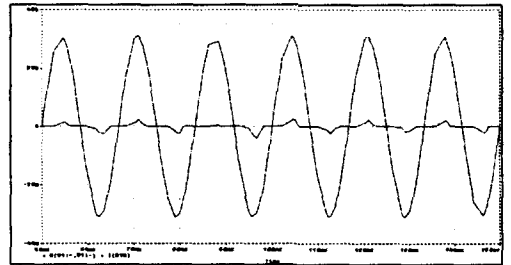


그림 9. 다이오드 정류기의 입력파형  
Fig 9. Input waveform of Diode rectifier

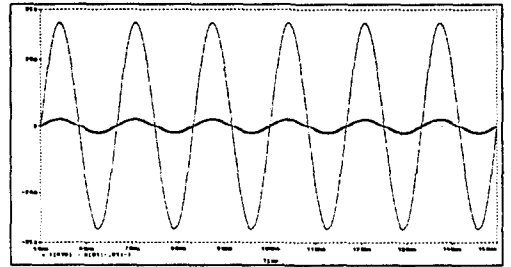


그림 10. 입력 전압 및 전류 파형  
Fig 10. Waveform of Input voltage & Current

그림 11은 다이오드 정류기 입력전류의 FFT분석 파형이며, 다량의 저차 고조파를 포함하고 있는 것을 볼 수 있다. 그림 12는 제안된 회로의 입력전류에 대한 FFT 분석 파형이다. 기존 다이오드 정류기를 사용하는 시스템에 비해 3차 고조파를 조금 함유하고 있지만 저차 고조파가 현저히 줄어든 것을 알 수 있다.

## 참고 문헌

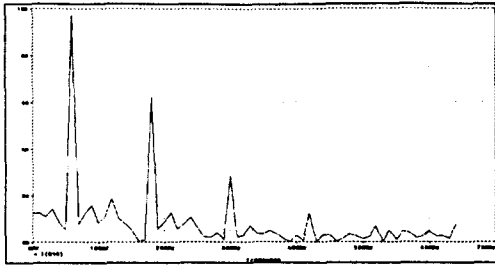


그림 11 다이오드 정류기 전류의 고조파 분석  
Fig 12. Harmonic spectrum of Input current of Diode rectifier

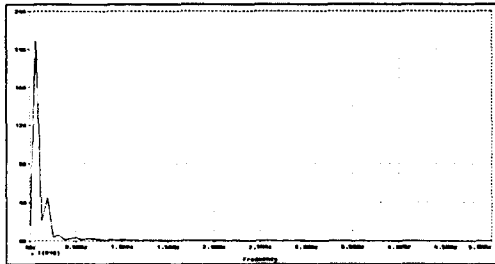


그림 12 제안된 컨버터 입력전류의 고조파 분석  
Fig 12. Harmonic spectrum of Input current of Proposed Converter

## 5. 결론

본 논문에서는 역률보상 및 전력반도체 소자가 가지는 전도 손실을 줄일 수 있는 Semi-Bridge PWM 컨버터를 제안하였으며, 시뮬레이션을 통해 컨버터의 특성을 고찰한 결과 입력전류가 포함하고 있는 고조파 성분이 많이 줄어든 것을 알 수 있었으며 DC-Link 단 전압도 잘 제어되는 것을 확인하였다.

향후 연구과제로는 제시된 회로정수를 가지고 실제 시스템을 구성하고 시뮬레이션을 통한 결과를 토대로 실험 및 기존 시스템과 비교, 분석할 예정이다.

- (1) A. F. Souza, "A New ZVS Semi-resonant high power factor rectifier with reduced conduction losses", IEEE PESC '96, pp.203-209, 1985.
- (2) G. E. Cook, "The Effect of High-Frequency Pulsing of a Welding Arc", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, no. 5, pp.1294-1299, Sept., 1985.
- (3) C. Zhou, M.M.Jovanovic, "Design Trade-Offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power Factor Correction Circuits", VFEC, pp.15-26, 1992.
- (4) Roberto Martinez, "A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No. 2, pp.311-317, March, 1996.
- (5) John C. Salmon, "Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-controlled Single-Phase Boost Rectifiers", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 8, No. 4, pp.509-520, Oct., 1993.
- (6) John C. Salmon, "Circuit Topologies for Single-Phase Voltage-doubler Boost Rectifiers", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 8, No. 4, pp. 521-529, Oct., 1993.
- (7) Lloyd H. Dixon, "High Power Factor Switching Preregulator Design Optimization", Unitrode Switching Regulated Power Supply design Seminar Manual, pp.13.1-13.12, 1994.
- (8) Lloyd H. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies", Unitrode Application Note U-140, pp.10.303-10.322.