

고역률 Boost-type 정류기의 고조파 분석.

배 창 한 . 이 교 범 . 아 광 원  
 아주대학교 전자공학부 제어계측공학과

Analysis of current harmonics  
 in the High PowerFactor Boost-type Rectifier

Chang-han Bae, Kyo-beum Lee, Kwang-won Lee  
 School of Electronics Engineering, Ajou University

**Abstract** - Harmonic analysis is important for PWM rectifiers with high powerfactor.

This paper describes the harmonic analysis of input current in high powerfactor boost-type rectifier. The magnitudes of the harmonics are obtained through the current wave from analysis and the effect of source reactance is also analyzed.

1. 서 론

PWM 스위칭방식을 이용한 전원공급장치의 역률개선과 입력 전류파형 일그러짐 감소를 위한 여러 가지 개선 방법들에 대한 연구가 많이 이루어지고 있다. [1-3]

특히 고역률을 얻기 위해 PWM 스위칭 파형을 이용한 부스트 타입(boost-type) 정류기가 보편적이며 이때 교류측 입력전류가 입력전압과 동상인 정현파의 형태를 갖어야 하며 PWM 스위칭으로 인한 입력전류의 고조파성분이 작아야 한다. 따라서 고역률을 갖는 정류기의 성능파악을 위해 입력전류의 고조파 분석은 중요하다.

본 논문에서는 1상한 동작 정류기와 2상한 동작 정류기의 회로동작과 파형분석을 통하여 전류의 실효치와 역률(PF) 그리고 전고조파왜율(THD)을 구하였으며 전원측의 리액턴스의 변화에 따른 고조파성분의 변화를 계산하였다.

2. 1상한 정류기의 고조파

2.1 회로동작

그림1은 단상교류전원에 연결된 부스트(boost) 컨버터의 기본회로를 나타낸 것이며 다이오드의 온, 오프에 따른 컨버터의 동작을 스위칭함수를 사용하여 식(1)과 식(2)에 나타내었다..

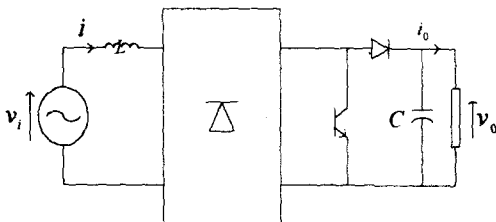


그림 1 1상한 boost-type 정류기

$$|v_i| - x \frac{di}{d\theta} = Sv_o \quad (1)$$

$$S|i| = y \frac{dv_o}{d\theta} + i_o \quad (2)$$

여기서,

S = 1 (다이오드 온, 스위치 오프 일 때)

S = 0 (다이오드 오프, 스위치 온 일 때)

x = wL, y = wC, w = 2\pi f 이다

스위칭 한 주기 동안 S의 듀티비(duty ratio)를 d라 할 때 단위역률을 위하여 다음 식으로 d를 조절하는 것으로 한다. [4]

$$dv_o = |V_i \sin \theta - xI^* \cos \theta| \quad (3)$$

여기서 V\_i : v\_i의 피크(peak)값.

I^\* : 기준 전류의 피크(peak)값.

따라서 식(1)의 한 주기 평균으로부터 다음 식을 얻는다.

$$x \frac{d|i|}{d\theta} = |V_i \sin \theta| - |V_i \sin \theta - xI^* \cos \theta| \quad (4)$$

2.2 저차고조파

그림2는 식(4)로부터 평균적인 전압과 전류의 파형을 그린 것이다.

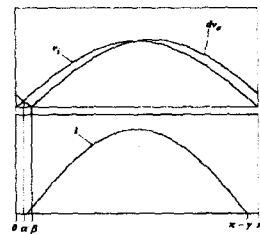


그림 2 전압 전류 파형

파형의 모양이 바뀌는 순간은 식(4)로부터

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{xI^*}{2V_i}, \quad \beta = \tan^{-1} \frac{xI^*}{V_i} \quad (5)$$

이며 구간별로 계산 한 결과는 아래와 같다

1)  $\alpha \leq \theta \leq \beta$  일 때

$$\frac{i(\theta)}{I^*} = \frac{1}{\sin \alpha} (1 - \cos(\theta - \alpha)) \quad (6)$$

2)  $\beta \leq \theta \leq \pi - \gamma$  일 때

$$\frac{i(\theta)}{I^*} = \sin \theta - \sin \gamma \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{단 } \sin \gamma &= \frac{2}{\sin \beta} - \frac{1}{\sin \alpha} \\ &= \frac{2V_i}{xI^*} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{xI^*}{V_i}\right)^2} - \sqrt{1 + \left(\frac{xI^*}{2V_i}\right)^2} \right\} \end{aligned}$$

식(6),(7)로 얻은 정류화된 전류파형으로부터 저차고조파를 구한다. 저차 고조파의 실효값은

$$TH_L = \sqrt{(\text{실효치})^2 - (\text{기본파})^2}$$

이며 DFT (Discrete Fourier Transform)를 수행하여 저차고조파 성분을 구하였다.

### 2.3 고차고조파

1상한 boost-type 정류기의 고차고조파는 PWM 스위칭을 사용함으로써 발생하는 고조파성분들로 이루어지며 기준 입력 전류와 고주파성분이 포함된 실제 입력전류의 파형을 그림 3과 같이 근사 화한다.

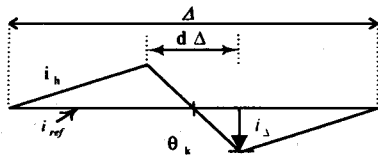


그림 3 1상한정류기의 고차고조파

$v - x \frac{di}{d\theta} = v_0$  를  $[\theta_k, \theta_k + \frac{d\Delta}{2}]$  동안 적분함으로써

$$i_{\Delta} \approx \frac{\Delta v_0}{2x} d(1-d) \quad (8)$$

$$\text{단, } \Delta = \frac{2\pi}{k_s}$$

$k_s$ : 전원주파수에 대한 소자 스위칭 주파수의 배율

고차고조파전류  $i_h$ 의 실효치를 기준전류의 첨두값에 대하여 나타낸 것을  $I_h$ 라하면

$$\begin{aligned} I_h^2 &= 2 \overline{i_h^2(\theta)} \\ &= 2 \cdot \frac{1}{3} \overline{i_{\Delta}^2} \end{aligned} \quad (9)$$

따라서

$$xI_h = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi v_0}{k_s} \sqrt{d^2(1-d)^2} \quad (10)$$

### 2.4 전고조파 왜율

저차고조파와 고차고조파분석으로 얻은 고조파성분들로부터 전류의 실효값, 역률(PF), 그리고 전고조파왜율(THD)을 식(11),(12),(14)에 나타내었다.

$$xI_{rms} = \sqrt{(xI^*)^2 + (xI_h)^2} \quad (11)$$

$$PF = \frac{(xI^*) \cdot \text{기본파 동상분}}{xI_{rms}} \quad (12)$$

$$TH = \sqrt{(xI^* \cdot TH_L)^2 + (\text{고차고조파})^2} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} THD &= \frac{1}{(\text{기본파}) \cdot xI^*} \times TH \\ &= \sqrt{\left(\frac{TH_L}{\text{기본파}}\right)^2 + \left(\frac{xI_h}{xI^* \cdot \text{기본파}}\right)^2} \end{aligned} \quad (14)$$

## 3. 2상한 정류기의 고조파

### 3.1 회로동작

그림 4는 2상한 동작을 위하여 스위치를 브릿지형태로 연결한 2상한 정류기의 회로를 나타내고 식(15)과 식(16)에서는 컨버터의 동작을 스위칭함수를 사용하여 나타낸다.

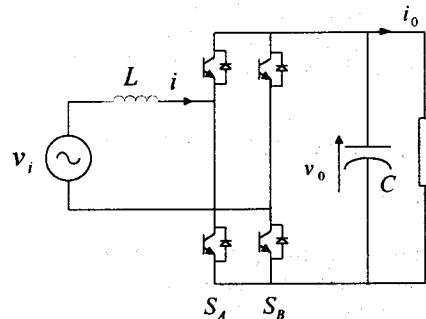


그림 4 2상한 정류기

$$v_i - x \frac{di}{d\theta} = (S_A - S_B) v_0 \quad (15)$$

$$(S_A - S_B) i = y \frac{dv_0}{d\theta} + i_0 \quad (16)$$

여기서,  $x = \omega L$ ,  $y = \omega C$ ,  $\omega = 2\pi j$

스위칭 한주기 동안  $S_A - S_B$  의 듀티비(duty ratio)를  $d$ 로  $S_A, S_B$  의 듀티비(duty ratio)를  $d_A, d_B$ 라 할 때

$$d_A = \frac{1+d}{2} \quad (17)$$

$$d_B = \frac{1-d}{2}$$

를 얻으며 1상한 정류기와 마찬가지로

$$dv_o = V_i \sin \theta - xI^* \cos \theta \quad (18)$$

로 한다.

### 3.2 파형분석

듀티비(duty ratio)가 양의 값을 갖을 때 전류파형을 그림 5에 보여준다.

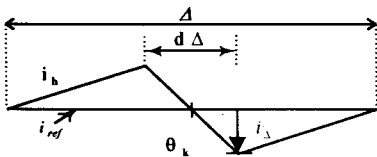


그림 5 2상한 정류기의 전류파형

1상한 정류기에서와 마찬가지로  $v - x \frac{di}{d\theta} = v_o$  를  $[\theta_k, \theta_k + \frac{d\Delta}{2}]$  동안 적분하면 식(19)를 얻는다.

$$i_d \approx \frac{\Delta v_o}{2x} d(d-1) \quad (19)$$

$d < 0$  일 때까지 고려하면

$$\begin{aligned} |i_d| &= \frac{\Delta v_o}{2x} |d|(1-|d|) \\ &= \frac{\pi v_o}{x} \cdot \frac{|d|(1-|d|)}{2k_s} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서

$$\Delta = \frac{\pi}{k_s}$$

$k_s$  : 전원주파수에 대한 소자 스위칭 주파수의 배율

을 얻는다.

### 3.3 전고조파 왜율

전류는 기본파 성분과 고조파성분의 합이며 식(21)로 표현된다. 따라서 고조파성분의 실효값을 식(24)로 나타낸다.

$$I_{rms} = \sqrt{\{I^* \sin \theta + i_h(\theta)\}^2} \cdot \sqrt{2} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} I_{rms}^2 &= \{I^* \sin \theta + i_h(\theta)\}^2 \cdot 2 \\ &= (I^*)^2 + (I_h)^2 \end{aligned} \quad (22)$$

$$I_h^2 = 2 \overline{i_h^2(\theta)} \quad (23)$$

$$xI_h = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{\pi v_o}{2k_s} \sqrt{d^2(1-|d|)^2} \quad (24)$$

따라서, 전류의 실효치와 역률(PF) 그리고 전고조파왜율(THD)은 아래와 같이 정리된다.

$$xI_{rms} = \sqrt{(xI^*)^2 + (xI_h)^2} \quad (25)$$

$$PF = \frac{xI^*}{xI_{rms}} \quad (26)$$

$$THD = \frac{xI_h}{xI^*} \quad (27)$$

### 3.4 시뮬레이션

그림 6,7,8,9는 2상한 정류기에서 기준전류를 0에서 2까지 변화시키며 전원측의 단위 리액턴스를 0.05, 0, 1, 0, 2, 0.5, 1로 하였을 경우 입력 전류의 고조파와 실효치, 역률(PF) 그리고 전고조파왜율(THD)을 나타낸다. 그림 6에서 전원측 단위 리액턴스값이 커질수록 전류의 고조파성분은 감소함을 확인할 수 있다. 그러나 단위 리액턴스 값이 1을 갖을 때 기준 입력전류값이 증가함에 따라 전류의 고조파성분도 증가하므로 기준 전류입력값의 변화에 무관하며 적은 고조파성분을 갖는 단위 리액턴스값은 0.2(20%)임을 확인할 수 있다.

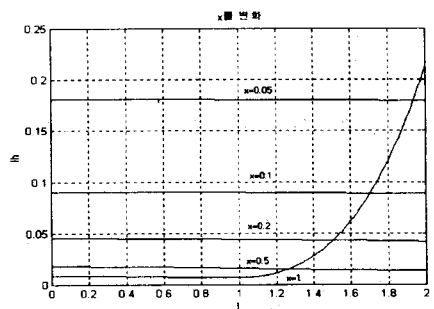


그림 6 단위 리액턴스 변화에 대한 고조파 성분

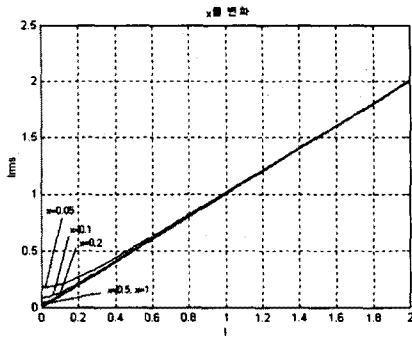


그림 7 단위리액턴스 변화에 대한 전류의 실효값

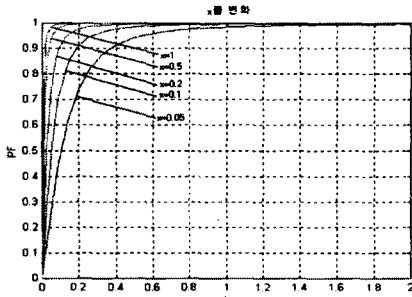


그림 8 단위리액턴스 변화에 대한 역률(PF)

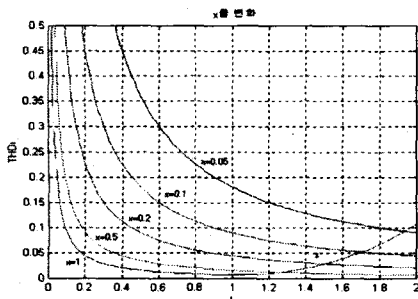


그림 9 단위리액턴스 변화에 대한 전류의  
전고조파왜율(THD)

### 3. 결 론

본 논문에서는 단상 부스트 컨버터 정류기에 대하여 1상한 동작과 2상한 동작의 경우 PWM 스위칭 제어시 입력전류의 고조파성분을 파형분석을 통하여 수식으로 나타내었다. 또한 입력전류의 고조파 감쇄를 위해 필터링역활을 하는 입력전원측 인터터의 리액턴스값을 변화시키며 고조파성분과 실효값, 역률(PF) 그리고 전고조파왜율(THD)을 구하였다.

#### [참고 문헌]

- [1] Roberto Martinez, "A High-Performance Single-Phase Rectifier with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, pp.311-317, March 1996.

- [2] Yasuyuki Nishida, "A Predictive Instantaneous-Current PWM Controlled Rectifier with AC-Side Harmonic Current Reduction", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, NO. 3, pp. 337-343, June 1997.

- [3] DaFeng Weng, "Constant-Switching-Frequency AC-DC Converter Using Second-Harmonic-Injected PWM", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp.115-121, January 1996.

- [4] S.Sivakumar, "Control of Power Factor Correcting Boost Converter Without Instantaneous Measurement of Input Current", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.10, No.4, pp.435-445, July 1995