

고역률 스텝 업-다운 절연형 AC-DC 컨버터의 입력전류 파형분석에 관한 연구

†곽동걸, 김춘삼, 이봉섭, 김상훈
강원대학교

A Study on Input Current Waveform Analysis for Step Up-Down AC-DC Converter of High Power Factor added Electric Isolation

†Dong-Kurl Kwak, Choon-Sam Kim, Bong-Seob Lee, Sang-Hoon Kim
Kangwon National University

ABSTRACT

This paper is given a full detail of mathematical analyses of input current for novel active type power factor correction (PFC) AC-DC converter of step up-down added electric isolation. These are compared with harmonics components of input current for a conventional PFC converter of electric isolation type. The proposed PFC converter is constructed in using a new loss-less snubber circuit to achieve a soft switching of control device. Also the proposed converter for discontinuous conduction mode (DCM) eliminates the complicated circuit control requirement and reduces the size of components. The input current waveform in the proposed converter is got to be a sinusoidal form of discontinuous pulse in proportion to magnitude of ac input voltage under the constant duty cycle switching. Therefore, input power factor is nearly unity and the control method is simple. Particularly, the stored energy of loss-less snubber capacitor is recovered with input side and increases input current from resonant operation. The result is that input power factor of the proposed converter is higher than that of a conventional PFC converter. Some simulative results on computer and experimental results are included to confirm the validity of the analytical results.

1. 서론

기존에 많이 사용되는 역률개선용(PFC) 스텝 업-다운 절연형 컨버터는 에너지 축적용 인덕터 L을 이용하여 스위치의 PWM 제어에 의해 실현된다. PWM 제어에 의해 스텝 업-다운 인덕터에 흐르는 전류는 연속모드(CCM) 또는 불연속모드(DCM)로 제어된다. 전류불연속 모드 제어방식은 인덕터 전류를 불연속으로 제어하는 방식으로 스위치의 듀티율 일정제어에 의해 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파상으로 만들어 역률을 개선시킨다.^[1,2] 또한 전류불연속 제어에 의한 구성소자의 용량을 감소시키고 듀티율 일정제어에 의해 제어회로와 제어방식이 간단한 장점이 주어진다.^[3] 또한 전류불연속 제어에 의한 컨버터에 있어, 사용된 제어스위치의 턴-온 동작은 인덕터 전류가 영전류에서 스위칭되어 스위칭 손실이 없으나, 스위치의 턴-오프 동작은 스위칭 시점의 최대 인덕터 전류에서 동작되는 하드 스위칭으로 되므로 스위칭 주파수의 증가와 더불어 스위치 스트레스와 손실이 증대되는 문제점이 있다. 이를 보완하기 위해 일반적으로 스위치 양단에 스너버 회로를 사용하여 스위치를 보호하지만 이에 상당한 스너버 손실로 인한 컨버터의 효율을 감소시키는 요인이 된다.

본 논문에서는 기존 전력변환기의 스위치 보호용으로 이용되는 스너버 회로를 공진회로로 설계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여 제어스위치들의 소프트 스위칭을 이룬다. 이는 컨버터의 회로구성을 간소화시키고 효율을 증대시킨다.^[4] 그리고 제안한 컨버터는 제어스위치들의 듀티율 일정제어에 의한 입력전류 불연속 모드로 동작되어 제어회로와 제어방식이 간단하고, 공진회로는 지속적인 공진동작이 아닌 스위칭 동작에서 부분적인 공진동작을 가지게 되어 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 저감시키는 장점이 있다. 더욱이 공진소자로 이용되는 무손실 스너버 커패시터는 축적된 에너지를 입력측으로 유입시켜 입력전류를 상승시킨다. 이것은 기존의 PFC 컨버터에 비해 고조파 저감과 입력역률을 더욱 증대시키는 효과를 가진다. 제안한 PFC 컨버터의 이론적 해석들을 배경으로 본 논문에서는 입력전류의 파형에 대해 상세히 해석되며, 입력전류의 고조파성분에 대해 기존의 PFC 컨버터와 비교해서 분석된다.

2. 제안한 고역률 스텝 업-다운 절연형 컨버터

기존의 PFC 컨버터에서 나타나는 효율감소의 문제점을 해결하고 더욱 높은 역률을 얻을 수 있는 제안한 스텝 업-다운 절연형 컨버터를 그림 1에 나타낸다. 회로구성은 기존의 PFC 컨버터의 입력측과 부하측 사이에 스텝 업-다운과 소프트 스위칭(ZCS, ZVS)을 위한 부분공진 회로부를 접속한다. 부분공진 회로부는 스텝 업-다운 인덕터 L_r 와 기존의 스위치 보호용으로 이용되는 스너버 커패시터 C_r 와 제어소자들로 구성된다.

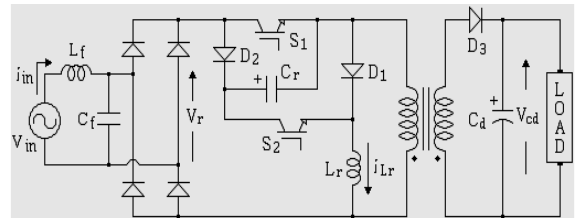


그림 1 제안한 고역률 스텝 업-다운 절연형 컨버터
Fig. 1 A proposed step up-down converter of high power factor added electric isolation

특히 공진용 소자로 이용된 스너버 커패시터 C_r 는 축적된 에너지를 손실없이 입력측으로 유입시켜 무손실 스너버 커패시터로 동작되고 입력전류를 상승시키게 된다. 그 결과 입력전류의 고조파 성분이 감소되어 역률을 증대시키는 특징이 있다.

그림 2는 스위칭 1주기(T_c)에 대한 동작모드별 등가회로를 나타내고 있으며 5가지 동작모드로 구분된다.

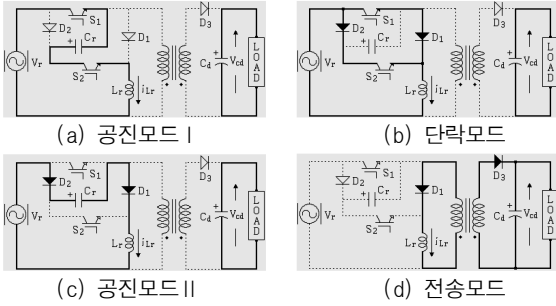


그림 2 스위칭 1주기에 대한 동작모드별 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuits in one cycle switching

공진회로부의 초기조건으로 스위치 S_1, S_2 는 오프이며 공진용 커패시터 C_r 에는 정류기 출력전압 v_r 와 출력측 평활용 커패시터 전압 V_{cd} 의 합($=v_r + V_{cd}$)으로 충전되어 있다.

공진모드 I ($T_1, t_0 \sim t_1$)

시각 t_0 에서 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온하면, 회로경로는 $v_r + S_1 - C_r - S_2 - L_r - v_r$ 의 직렬 공진회로가 형성된다. 스위치 턴-온 직전의 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 영이므로 S_1, S_2 는 ZCS로 동작된다. 그리고 공진에 의해 정류기 출력전압 v_r 과 커패시터 충전전압 v_{cr} 와의 합이 인덕터 L_r 에 인가되고 커패시터 C_r 는 방전한다. 공진 인덕터의 저항을 무시하면, 커패시터의 전압 v_{cr} 는 식 (1)과 같이 방전하고 인덕터에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 식 (2)와 같이 증가한다. 커패시터 전압이 영으로 되면 공진모드 I은 끝나며, 식 (3)은 이 모드의 기간이다.

$$v_{cr} = (2v_r + V_{cd}) \cos \omega_r t - v_r \quad (1)$$

$$i_{Lr} = \frac{2v_r + V_{cd}}{X} \sin \omega_r t \quad (2)$$

$$\theta_1 = \omega_r T_1 = \cos^{-1} \frac{v_r}{2v_r + V_{cd}} \quad (3)$$

여기서, $X = \sqrt{L_r / C_r}$, $\omega_r = 1 / \sqrt{L_r C_r}$ 이다.

이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류 $I_{L,t1}$ 은 다음과 같다.

$$I_{L,t1} = \frac{1}{X} \sqrt{(2v_r + V_{cd})^2 - v_r^2} \approx \frac{2v_r + V_{cd}}{X} \quad (4)$$

단락모드 ($T_2, t_1 \sim t_2$)

단락모드는 커패시터 전압 v_{cr} 이 영으로 되어 다이오드 D_1, D_2 가 도통되는 모드이다. 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 $S_1 - D_1, D_2 - S_2$ 의 두 회로로 분류된다. 이 모드의 기간에서 인덕터 L_r 는 에너지를 축적하며 인덕터 전류 i_{Lr} 는 식 (5)와 같이 직선적으로 증가한다. T_2 는 스위치 S_1, S_2 를 오프하기까지의 시간으로 식 (6)과 같다. 식 (7)은 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r}{L_r} t + I_{L,t1} \quad (5)$$

$$T_2 = T_{on} - T_1 \quad (6)$$

$$I_{L,t2} = I_e + I_{L,t1} \quad (7)$$

여기서, $I_e = \frac{v_r}{L_r} T_2$ 이다.

공진모드 II ($T_3, t_2 \sim t_3$)

시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 오프하면, 인덕터 전류 i_{Lr} 는

$D_2 - C_r - D_1$ 를 통하여 흐르고 인덕터 L_r 와 커패시터 C_r 는 직렬공진을 하여 C_r 를 충전시킨다. 커패시터와 병렬로 배치된 스위치들의 턴-오프 동작은 공진초기 커패시터전압이 영이므로 ZVSO로 동작된다. 이 모드의 기간은 매우 짧으므로 이 모드에서의 인덕터 전류는 $I_{L,t2}$ 로 볼 수 있다. 식 (8)은 이 모드의 기간이고, 커패시터 C_r 이 $v_r + V_{cd}$ 로 충전이 되면 이 모드는 끝난다.

$$T_3 = \frac{C_r (v_r + V_{cd})}{I_{L,t2}} \quad (8)$$

전송모드 ($T_4, t_3 \sim t_4$)와 방전모드 ($T_5, t_4 \sim t_5$)

커패시터 C_r 의 충전이 끝나면, 인덕터 전류는 다이오드 D_1 과 D_3 을 통하여 부하측으로 전송된다. 이 모드에서 인덕터 전류는 식 (9)와 같이 직선적으로 감소되고 부하측 커패시터 C_d 를 충전하게 된다. 전송모드는 인덕터 전류가 영으로 되면 끝나고, 이 모드의 기간은 식 (10)과 같다.

$$i_{Lr} = -\frac{V_{cd}}{L_r} t + I_{L,t2} \quad (9)$$

$$T_4 = \frac{L_r}{V_{cd}} I_{L,t2} = \frac{L_r}{V_{cd}} \left(\frac{2v_r + V_{cd}}{X} + \frac{v_r}{L_r} T_2 \right) \quad (10)$$

방전모드는 커패시터 C_d 의 충전전하가 부하측으로 방전하는 모드이고, 제어스위치들은 다음의 턴-온 동작에 대기한다.

제한한 컨버터의 스위칭 동작에 대한 각부의 컴퓨터 시뮬레이션 동작파형을 그림 3에 나타낸다. 그림 3에는 공진회로의 인덕터 전류 i_{Lr} 와 커패시터 전압 v_{cr} 을 스위칭 1주기에 대해 모드별로 나타내며 또한 제어스위치의 양단전압 v_{s1}, v_{s2} 와 전류 i_{s1}, i_{s2} 동작 파형을 나타낸다.

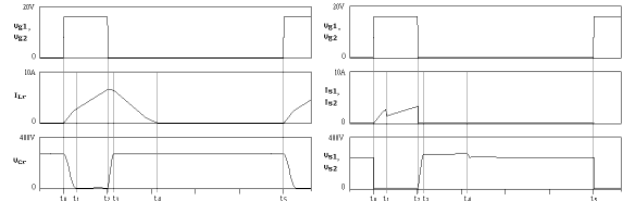


그림 3 스위칭 동작에 대한 시뮬레이션 파형
Fig. 3 Simulation waveforms in one cycle switching

3. 입력전류 파형분석 및 검토

제한한 PFC 컨버터의 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류는 입력전압의 크기에 비례된 불연속 전류형태로 주어진다. 또한 인덕터 전류는 교류입력 전원주파수 성분과 스위칭주파수 성분이 함께 포함되어 있으므로, 입력전류의 고조파분석을 위해 복소이중 푸리에 급수 전개 (Complex-double Fourier series)를 이용한다.

$$i_{in} = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} e^{j(mx+ny)} \quad (11)$$

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lr}(x,y) e^{-j(mx+ny)} dx dy \quad (12)$$

여기서, $x = \omega_c t$, $y = \omega_s t$ 로써 ω_c 는 스위칭 각주파수, ω_s 는 교류 입력전원의 각주파수이다. 위 식에서 입력전류는 기본파성분 ($m=0, n=1$), 저차 고조파성분 ($m=0, n \geq 2$), 스위칭 주파수 정수배성분 ($m \geq 1, n=0$) 그리고 스위칭 주파수 사이드밴드 ($m \geq 1, n \neq 0$)로 주어진다. 여기서 전원주파수와 스위칭 주파수의 비는 매우 크므로 스위칭 주파수 정수배성분과 사이드밴드 성분은 적당한 저역필터로 제거가 가능하다. 그러므로 입력전류 파

형은 다음 식으로 정리된다.

$$i_{in} = \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{0n} e^{jny} \quad (13)$$

$$K_{0n} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lr}(x,y) dx \right\} e^{-jny} dy$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ I_{Lr}(y) \} e^{-jny} dy \quad (14)$$

여기서, $I_{Lr}(y)$ 는 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류 i_{Lr} 의 평균 전류로 된다. 이것은 입력전류에 대한 파형분석이 인덕터 전류의 평균값에 대한 성분분석으로 표현됨을 의미한다.

제안한 PFC 컨버터의 입력전류를 해석하기 위해 그림 4에 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류의 분석파형을 나타낸다.

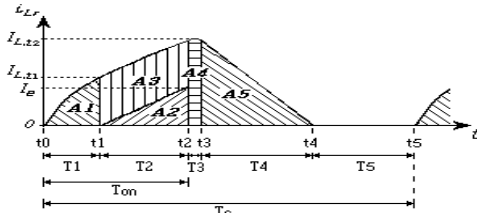


그림 4 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류파형
Fig. 4 Waveform of inductor current in one cycle switching

스위칭 1주기에 대해 입력전류로 주어지는 구간 ($T_1 \sim T_3$)에서의 인덕터 전류 i_{Lr} 은 그림 4의 면적 $A_1 \sim A_4$ 에 해당되고 각 구간에 대한 면적은 다음으로 주어진다.

$$\cdot \text{면적 } A_1 : A_1 = \int_0^{T_1} i_{Lr} dt \cong C_r (v_r + V_{cd}) \quad (15)$$

$$\cdot \text{면적 } A_2 : A_2 = \frac{1}{2} T_2 I_e = \frac{v_r}{2L_r} T_2^2 \quad (16)$$

$$\cdot \text{면적 } A_3 : A_3 = T_2 I_{L,t2} \cong \frac{2v_r + V_{cd}}{X} T_2 \quad (17)$$

$$\cdot \text{면적 } A_4 : A_4 = I_{L,t2} T_3 \cong C_r (v_r + V_{cd}) \quad (18)$$

그리고 스위칭 1주기에 대한 구간 $T_1 \sim T_3$ 에서의 인덕터 전류 평균값 $I_{Lr}(y)$ 은 다음과 같다.

$$I_{Lr}(y) = \frac{1}{T_c} (A_1 + A_2 + A_3 + A_4)$$

$$= \left(\frac{D_c^2}{2f_c L_r} + \frac{D_c}{X} + \frac{f_c C_r}{2} \right) v_r + \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \quad (19)$$

$$\text{여기서, } T_1 = \frac{\theta_1}{\omega_r} \cong \frac{1}{\omega_r} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{v_r}{2v_r + V_{cd}} \right) \cong \frac{1}{\omega_r}, \quad T_{on} = T_1 + T_2,$$

$$D_c = \frac{T_{on}}{T_c} \text{ 이다.}$$

식 (19)에서 $v_r = V_m \sin \omega_s t$ 이므로 1항은 정현파 성분이고 2항은 구형파 성분으로 주어진다. 그러므로 식 (13)과 식 (14)를 이용하여 입력전류 i_{in} 의 기본파 성분의 크기 $I_{m,1}$ 과 고조파 성분의 크기 $I_{m,h}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$I_{m,1} = \left(\frac{D_c^2}{2f_c L_r} + \frac{D_c}{X} + \frac{f_c C_r}{2} \right) V_m + \frac{4}{\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \quad (20)$$

$$I_{m,h} = \frac{4}{n\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd}, \quad n = 3, 5, 7, \dots \quad (21)$$

그림 5는 듀티율의 변화에 대한 입력전류 i_{in} 의 기본파 성분과 3고조파 성분의 관계를 나타낸다. 그림 6에는 듀티율 변화에 대한 전고조파왜율(THD)의 입력역률의 측정결과를 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대해 각각 나타낸다.

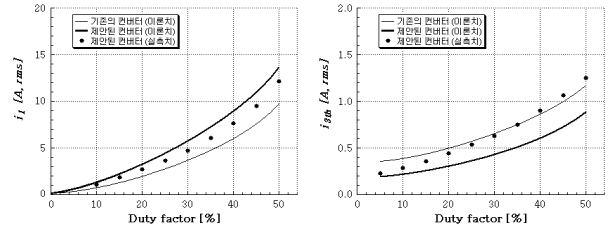


그림 5 듀티율에 대한 입력전류 특성분석
Fig. 5 Characteristic analyses between i_{in} and D_c

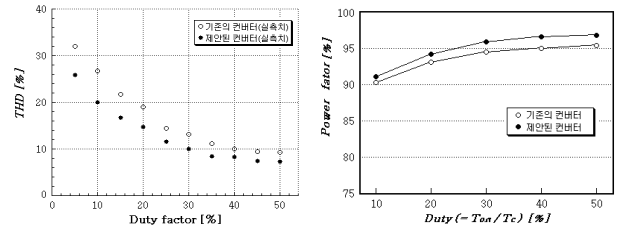


그림 6 전고조파왜율과 입력역률 특성분석
Fig. 6 Characteristic analyses of THD and power factor

4. 결론

본 논문에서는 새로운 고역률 스텝 업-다운 절연형 AC-DC 컨버터를 제안하고 입력전류의 파형에 대해 상세히 해석하였으며 기존의 PFC 컨버터와 비교 검토되었다. 제안한 컨버터는 공진용 스너버 커패시터의 축적된 에너지의 입력측 유입으로 인해 저차 고조파 성분이 감소되었으며 그 결과 기존의 PFC 컨버터에 비해 입력역률이 더욱 증대되었다.

본 연구는 2007년도 강원대학교 캠퍼스간 공동연구비 지원사업으로 수행되었으며 이에 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] Q. Zhao, F. C. Lee, "Single-switch parallel power factor correction ac-dc converters with inherent load current feedback", IEEE Trans. on PE, Vol. 19, No. 4, pp. 928, 2004
- [2] 광동걸, "전류불연속 제어에 의한 새로운 PFC 승압형 AC-DC 컨버터", 전력전자학회논문지, Vol. 11, No. 2, pp. 142-148, 2006
- [3] D. Sadarnac, C. Karimi, "The Double Discontinuous Mode Operation of a Converter: A method for soft switching", IEEE Trans. on PE, Vol. 19, No. 2, pp. 453-460, 2004
- [4] 광동걸, "소프트 스위칭형 PFC 박-부스트 AC-DC 컨버터에 관한 연구", 전력전자학회논문지, Vol. 12, No. 6, pp. 465-471, 2007