

전류불연속 제어에 의한 새로운 PFC 승압형 AC-DC 컨버터

郭東杰[†], 金春杉[‡], 沈在先[§], 金千植^{||}, 李鉉雨^{****}

A Novel Step-up AC-DC Converter with PFC by Discontinuous Current Control

Dong-Kurl Kwak, Choon-Sam Kim, Jae-Sun Shim, Chun-Sik Kim and Hyun-Woo Lee

요 약

본 논문에서는 역률개선과 고효율로 동작되는 새로운 승압형 AC-DC 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 입력 전류 불연속제어로 구동되고, 스위치의 시비율 일정제어에 의해 입력전류는 교류 입력전압의 크기에 비례된 불연속적인 정현파 형태로 주어진다. 그 결과 입력역률은 거의 단위역률로 주어지고, 시비율 일정제어에 의해 제안된 컨버터는 제어기법이 간단하게 된다. 일반적으로 전류불연속 제어에 의한 컨버터의 경우, 사용된 스위치의 턴-온 동작은 영전류 스위칭으로 되는 장점이 있지만, 스위치의 턴-오프 동작은 최대 전류에서 스위칭되어 스위칭 손실을 증대시키고 스위치의 과중한 스트레스를 가져오게 된다. 이것은 컨버터의 효율을 저하시키는 요인이다. 본 논문에서는 부분적인 공진회로 동작에 의한 새로운 소프트 스위칭 회로가 설계되어 사용된 제어스위칭들의 턴-온, 턴-오프 동작을 소프트 스위칭으로 만들어 컨버터의 효율을 증대시킨다.

ABSTRACT

In this paper, authors propose a novel step-up AC-DC converter operated with power factor correction (PFC) and with high efficiency. The proposed converter behaves with discontinuous current control (DCC) of input current. The input current waveform in the proposed converter is got to be a discontinuous sinusoid form in proportion to magnitude of ac input voltage under the constant duty cycle switching. Therefore, the input power factor is nearly unity and the control method is simple. In the general DCC converters, the switching devices are turned-on with the zero current switching (ZCS). But turn-off of the switching devices is done at the maximum current. To achieve a soft switching at turn-off, the proposed converter uses a new partial resonant circuit, which results in the very low switching loss and the high efficiency of converter.

Key Words : Step-up converter, Power factor correction, Discontinuous current control, Soft switching, Partial resonant circuit

1. 서 론

[†]교신저자 : 정회원, 한중대 전기전자공학과 조교수

E-mail : dkkwak@donghae.ac.kr

[‡]정회원, 강원대 제어계측공학과 교수

[§]정회원, 강원대 전기공학과 교수

^{||}정회원, 경남대 산업협력단 사업지원실 선임연구원

^{****}정회원, 경남대 전자전기공학부 교수

접수일자 : 2006. 1. 3

1차 심사 : 2006. 2. 3

심사완료 : 2006. 2. 20

최근 AC-DC 컨버터의 정류회로부에 대한 역률개선, 고조파 제어 등의 입력전류 파형개선에 관한 연구들이 활발히 진행 중이다. 특히 입력단 정류회로에 승압형 초퍼를 접속하여 입력전류를 정현파 형태로 만드는 역률개선용(PFC) 컨버터들이 많이 연구된다^[1-3].

PFC 컨버터의 제어방식은 입력전류를 연속모드로 제어하는 방식과 불연속모드로 제어방식으로 분류된다. 전류불연속 제어방식(DCC)은 입력전류를 불연속으로 제어하는 방식으로 제어기법과 제어회로가 간단하여 많은 컨버터들에 적용되고 있다^[4,5]. 또한 DCC에 의한 입력전류 파형은 스위치의 시비율 일정제어에 의해 정현파와 입력전압의 크기에 비례된 정현파 형태의 불연속 전류로 된다. 전류불연속 제어에 의한 컨버터에 있어, 사용된 제어스위치의 턴-온 동작은 영전류 스위칭으로 되는 이점이 있지만, 스위치의 턴-오프 동작은 전류의 최대치에서 이루어지므로 스위칭 주파수의 증가와 더불어 스위치의 스트레스와 손실이 증대되고 컨버터의 효율을 감소시키게 된다.

본 논문에서는 스위치의 턴-온과 턴-오프를 소프트 스위칭으로 이루는 새로운 PFC 승압형 컨버터가 제안된다. 제안된 PFC 승압형 컨버터는 시비율 일정제어에 의한 입력전류 불연속모드로 동작되어 제어기법과 제어회로가 간단하고, 소프트 스위칭을 위한 공진회로는 지속적인 공진동작이 아닌 스위칭 동작에서 부분적인 공진을 가지는 부분공진 기법^[5] 적용된 새로운 공진회로가 설계되어 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 감소시키는 장점이 주어진다. 또한 공진소자로 이용된 커패시터는 축적된 에너지를 입력측으로 유입시켜 입력전류를 상승시킨다. 이는 기존의 PFC 컨버터와 비교하여 불요 고조파 성분이 저감되어 입력역률이 증대되는 효과를 가진다.

2. DCC에 의한 PFC 승압형 컨버터

기존에 많이 사용되는 역률개선용(PFC) 승압형 컨버터는 그림 1과 같이 에너지 축적용 인덕터 L 을 이용하여 스위치의 PWM 제어에 의해 실현된다. PWM에 의한 전류불연속 제어방식(DCC)은 그림 2와 같이 인덕터 전류를 불연속으로 제어하는 방식이다.

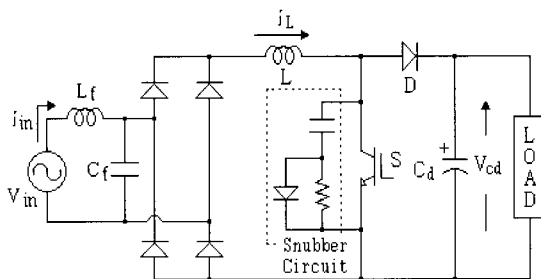


그림 1 기존의 PFC 승압형 컨버터
Fig. 1 A conventional PFC step-up converter

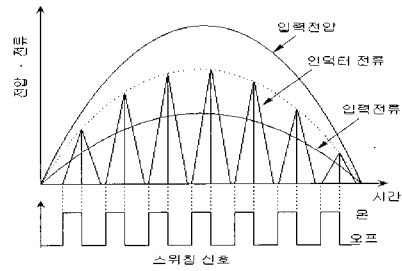


그림 2 전류불연속 제어에 의한 입력전류 파형
Fig. 2 Waveforms of input current with DCC

전류불연속 제어방식의 컨버터에 있어, 사용된 제어스위치의 턴-온 동작은 인덕터 전류 i_L 가 영전류에서 스위칭되어 스위칭 손실이 없으나, 스위치의 턴-오프 동작은 스위칭 시점의 최대 인덕터 전류에서 동작되는 하드 스위칭(hard switching)되므로 스위칭 주파수의 증가와 더불어 스위치 스트레스와 손실이 증대되는 문제점이 있다. 이를 보완하기 위해 일반적으로 스위치 양단에 그림 1과 같이 스너버(snubber)회로를 사용하여 스위치를 보호하지만 이에 상당한 스너버 손실로 인한 컨버터의 효율을 감소시키는 요인이 된다. 이를 개선하기 위해 제어스위치 주위에 공진회로를 적용한 소프트 스위칭 즉, ZVS(zero voltage switching) 또는 ZCS로 스위치를 동작시키는 회로 토폴로지들이 많이 연구되고 있다^[4,6]. 그 결과 컨버터는 스위칭 손실이 감소되어 효율을 증대시킨다. 그러나 이들 소프트 스위칭 회로들은 변환기의 스위치 단에 공진회로의 기법을 적용시킨 것으로 사용된 리액터 및 제어소자의 수가 증가되어 회로구성과 스위칭 시퀀스가 복잡한 문제점이 주어진다.

본 논문에서는 기존의 스위치 보호용으로 이용되는 스너버 회로를 부분공진 회로로 설계한 새로운 소프트 스위칭 회로에 대해 제안된다.

2.1 제안된 PFC 컨버터의 회로구성

기존의 PFC 승압형 컨버터에서 나타난 효율감소의 문제점을 해결하고 더욱 높은 역률을 얻을 수 있는 전류불연속 제어의 새로운 PFC 승압형 AC-DC 컨버터를 그림 3에 제안한다.

제안된 고효율의 PFC 컨버터의 회로구성은 기존의 하드 스위칭 PFC 컨버터[그림 1]의 입력측과 부하단 사이에 소프트 스위칭(ZCS, ZVS)과 승압을 겸하는 부분공진 회로부를 접속한다. 부분공진 회로부는 제어소자들과 승압용(&공진용) 인덕터 L_r 그리고 스너버 커패시터 C_r 로 구성된다. 또한 제안된 컨버터는 시비율

일정 스위칭 제어에 의해 전류불연속 모드로 동작되고 고역률 컨버터로 동작된다. 또한 스위치의 턴-온, 턴-오프를 소프트 스위칭으로 만들어 변환기의 효율을 증대시킨다.

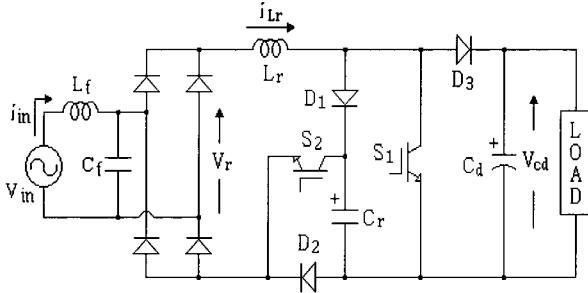


그림 3 새로운 PFC 승압형 AC-DC 컨버터
Fig. 3 A novel PFC step-up AC-DC converter

2.2 동작원리 및 회로해석

출력 부하측 인덕턴스가 공진용 인덕턴스와 비교 하여 충분히 큰 것으로 가정하면, 공진 1주기 동안에는 부하를 정전류원 I_o로 보는 것이 가능하다. 그림 4는 스위칭 1주기에서의 동작모드별 등가회로를 나타낸다.

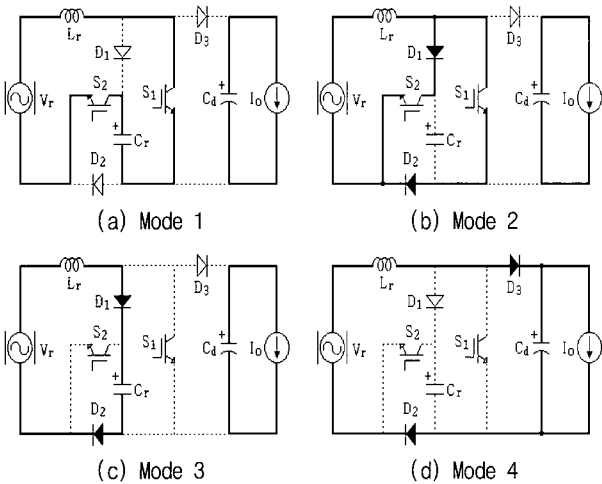


그림 4 스위칭 1주기에 대한 동작모드별 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuits in one cycle switching

공진회로부의 초기조건으로 스위치 S₁과 S₂는 오프이며, 공진용 커패시터 C_r에는 출력 커패시터 C_d의 전압 V_{cd}로 충전되어 있다. 교류 입력전압 v_{in}과 전파정류기의 출력전압 v_r은 다음 식으로 놓는다.

$$v_{in} = V_m \sin \omega_s t \tag{1}$$

$$v_r = |v_{in}| = |V_m \sin \omega_s t| \tag{2}$$

Mode 1 : T₁, t₀ < t ≤ t₁

시각 t₀에서 스위치 S₁, S₂의 턴-온에 의해 LC 직렬 공진회로가 형성된다. 스위치 턴-온 직전의 인덕터에 흐르는 전류 i_{Lr}는 영이므로 S₁, S₂는 ZCS로 동작된다. 이 모드에서 커패시터 전압 v_{cr}와 인덕터 전류 i_{Lr}는 다음 식으로 된다.

$$v_{cr} = (v_r + V_{cd}) \cos \omega_r t - v_r \tag{3}$$

$$i_{Lr} = \frac{v_r + V_{cd}}{X} \sin \omega_r t \tag{4}$$

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

Mode 2 : T₂, t₁ < t ≤ t₂

모드 2는 커패시터 전압이 영으로 되어 다이오드 D₁과 D₂가 도통되는 모드이다. 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 전류는 D₁-S₂, S₁-D₂의 두 회로로 분류되어 식 (5)와 같이 직선적으로 증가한다. I₁은 모드 1이 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r}{L_r} t + I_1 \tag{5}$$

Mode 3 : T₃, t₂ < t ≤ t₃

시각 t₂에서 스위치 S₁, S₂를 오프하면, 인덕터 전류는 D₁-C_r-D₂를 통하여 흐르며 인덕터 L_r와 커패시터 C_r는 다시 직렬공진을 하여 C_r를 충전시킨다. 커패시터와 병렬로 배치된 스위치 S₁, S₂의 턴-오프 동작은 공진초기에 커패시터의 전압이 영이므로 ZVS로 동작된다. 이 모드에서 커패시터 C_r의 충전전하 Q_{T3}는 다음과 같다.

$$Q_{T3} = C_r V_{cd} \tag{6}$$

Mode 4 : T₄, t₃ < t ≤ t₄

모드 4는 커패시터의 충전이 끝난 후 다이오드 D₃을 통하여 인덕터 전류가 부하측으로 유입되는 모드이다. 이 때의 인덕터 전류는 식 (7)과 같이 직선적으로 감소한다. 이 모드는 인덕터 전류가 영으로 되면 끝난다. I₃은 모드 3이 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r - V_{cd}}{L_r} t + I_3 \tag{7}$$

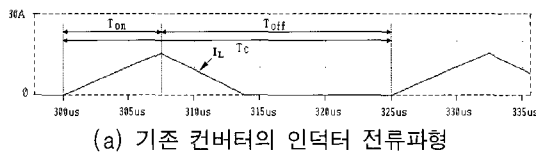
3. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 PFC 승압형 AC-DC 컨버터의 동작특성을 확인하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션에 사용된 회로정수를 표 1에 나타낸다.

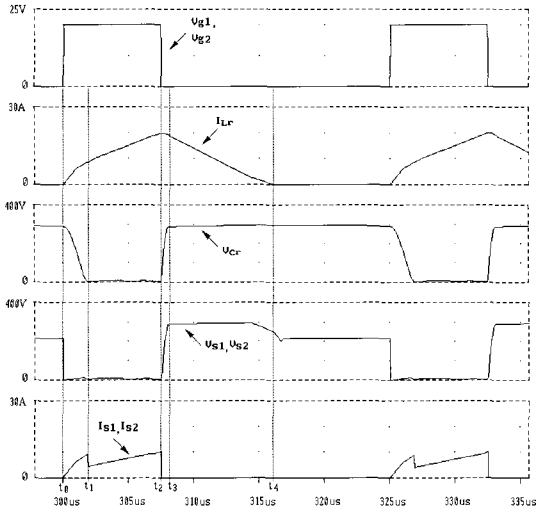
그림 5는 시비율 30 [%]인 스위칭 1주기(T_c)에 대한 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 그림 5(a)는 기존의 PFC 컨버터에 대한 인덕터 전류 i_L 을 나타내며, 그림 5(b)는 제안된 컨버터에 대한 각 부의 파형을 나타낸다.

표 1 회로정수
Table 1 Circuit parameters

입력전압 v_{in}	100V	공진커패시터 C_r	30nF
필터인덕터 L_f	2mH	평활커패시터 C_d	1000 μ F
필터커패시터 C_f	3 μ F	부하저항 R_L	100 Ω
공진인덕터 L_r	50 μ H	스위칭주파수 f_c	40kHz



(a) 기존 컨버터의 인덕터 전류파형



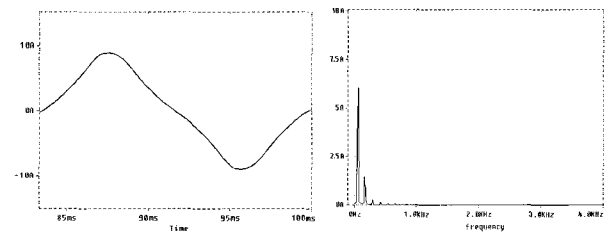
(b) 제안된 컨버터의 동작파형

그림 5 스위칭 주기에 대한 시뮬레이션 파형
Fig. 5 Simulation waveforms in switching cycle

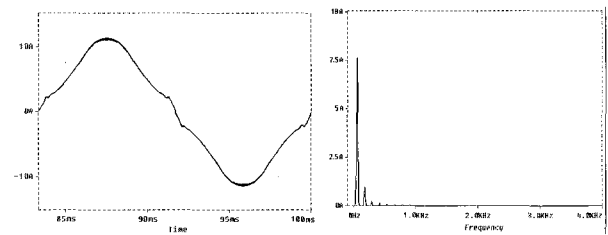
그림 5(b)는 부분공진 동작과 소프트 스위칭 동작을 확인하기 위해 각 모드의 구간에 대해서 나타내고 있으며, 시각 t_0 에서 스위치 S_1, S_2 를 턴-온하면 LC 직렬 공진회로에 의한 커패시터 C_r 이 방전을 시작하고 인덕

터 L_r 는 에너지를 축적한다. 이 시점에서 스위치 S_1, S_2 를 통하는 전류는 인덕터 전류 i_{Lr} 와 같으므로 스위치들은 ZCS로 동작된다. 시각 t_1 에서 커패시터 전압 v_{cr} 이 영으로 되면 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 전류는 직선적으로 증가하며 에너지를 축적한다. 시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 오프하면 다시 LC 직렬 공진회로에 의한 커패시터 C_r 이 충전을 시작한다. 그리고 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 의 양단 전압은 커패시터 전압 v_{cr} 과 같으므로 스위치들은 ZVS로 동작을 한다. 시각 t_3 에서 커패시터 전압은 출력전압 V_{cd} 로 되고 인덕터 전류는 부하측으로 유입된다.

그림 6은 기존의 PFC 컨버터와 제안된 PFC 컨버터에 대해 동일한 입력단 필터를 통한 입력전류 파형과 주파수 스펙트럼을 보인다. 제안된 컨버터가 기존의 컨버터의 입력전류 파형보다 재료부근에서 상승된 이유는 공진용 커패시터의 충전전류가 공진동작에 의해 전원측으로 회생되었기 때문이다. 그 결과 제안된 컨버터가 더욱 정현파에 가깝게 되어 기본파성분이 증가되고 고조파성분이 감소된 결과를 얻는다.



(a) 기존의 PFC 컨버터



(b) 제안된 PFC 컨버터

그림 6 입력전류 파형과 주파수 스펙트럼
Fig. 6 Input current waveforms and frequency spectra

실측을 통한 특성을 분석하기 위해 1.0[kW]급의 실험장치를 설계하였다. 제어스위치는 IGBT(1MBH40-60, 600V,40A), 전력용 다이오드는 FRD(ERD60-100)를 적용하였으며, 기타 소자들의 정수는 표 1을 기준하였다.

그림 7은 스위칭주파수 40[kHz], 시비율 30[%]의 스위칭 신호에 대한 인덕터 전류 i_{Lr} , 커패시터 전압 v_{cr}

스위치에 흐르는 전류 i_s 와 스위치 양단전압 v_s 를 나타낸다. 공진회로는 공진 1주기 동안 지속적으로 이뤄지지 않고 스위치의 턴-온과 턴-오프 때에 부분적인 공진동작을 보인다. 그리고 제어 스위치들은 부분공진에 의해 영전류에서 턴-온되며, 영전압에서 턴-오프되는 소프트 스위칭 동작을 보인다.

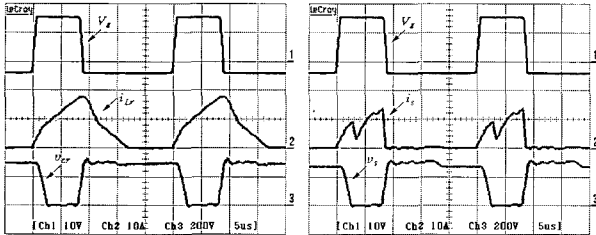
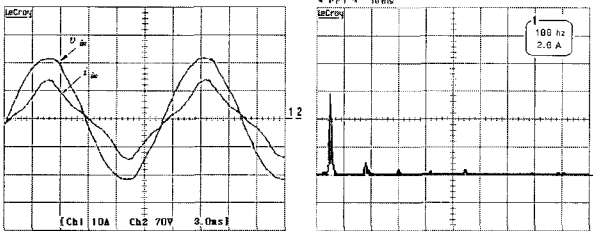
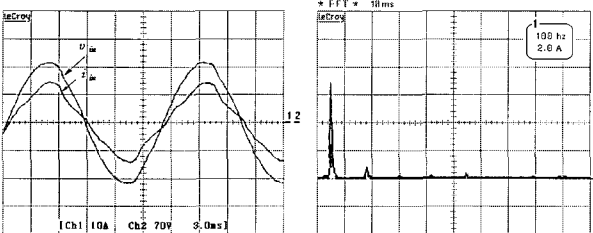


그림 7 스위칭 신호에 대한 각 부의 파형
Fig. 7 Waveforms according to switching signal

그림 8은 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대한 입력전압, 입력전류 파형과 입력전류 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 이상의 실험파형들은 앞서의 이론적 해석과 컴퓨터 시뮬레이션 결과들과 잘 일치된다.



(a) 기존의 PFC 컨버터



(b) 제안된 PFC 컨버터

그림 8 입력파형 및 주파수 스펙트럼
Fig. 8 Input waveforms and frequency spectra

그림 9는 시비율 30[%]에서 부하용량변화에 따른 효율측정 비교를 나타낸다. 제안된 컨버터는 부분공진의 기법에 의해 스위칭 손실이 현저히 감소되어 기존의 컨버터에 비해 증대된 효율을 보였다.

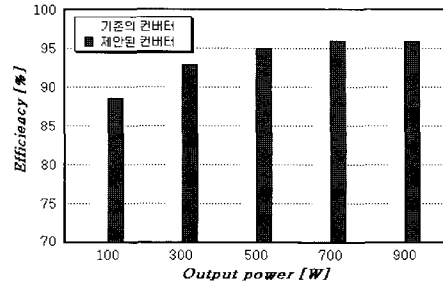


그림 9 효율측정 비교
Fig. 9 Measured efficiency comparison

4. 입력전류 파형해석 및 고조파분석

제안된 PFC 컨버터와 기존의 PFC 컨버터의 입력전류를 해석하기 위해 그림 10에 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류파형을 나타낸다. 기존의 컨버터의 경우 인덕터 전류는 삼각파에 가깝지만, 제안된 컨버터는 공진동작에 의한 공진용 커패시터의 충전전류가 전원측으로 유입되어 초과분을 포함한 형태로 나타난다.

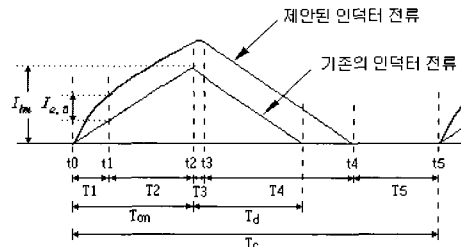


그림 10 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류
Fig. 10 Inductor current in one cycle switching

입력전류에 대한 파형을 해석하기 위해 다음 식과 같이 푸리에 급수전개를 이용한다.

$$i_{in} = \sum_{n=0}^{+\infty} K_n e^{jny} \quad (8)$$

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

$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ I_{Lr}(y) \} e^{-jny} dy \quad (9)$$

여기서, $x = \omega_c t$, $y = \omega_s t$ 로써 ω_c 는 스위칭 각주파수, ω_s 는 교류 입력전원의 각주파수이다. 또한 $I_{Lr}(y)$ 는 스위칭 주기에 대한 인덕터 전류 i_{Lr} 의 평균전류로 된다. 이것은 입력전류에 대한 파형분석이 인덕터 전류의 평균값에 대한 성분분석으로 표현됨을 의미한다.

4.1 기존 컨버터의 입력전류 파형분석

그림 10에서 시간 T_{on} 에서의 인덕터 최대전류 I_{hm} 과 인덕터의 에너지 방출시간 T_d 는 다음 식으로 된다.

$$I_{hm} = \frac{v_r}{L_r} T_{on} \tag{10}$$

$$T_d = \frac{I_{hm}L_r}{V_{cd} - v_r} = \frac{v_r}{V_{cd} - v_r} T_{on} \tag{11}$$

또한, 인덕터 전류평균값 $I_{h,Lr}$ 는 다음으로 구해진다.

$$\begin{aligned} I_{h,Lr} &= \frac{1}{2T_c} I_{hm}(T_{on} + T_d) \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_{cd}}{L_r} \frac{v_r}{V_{cd} - v_r} \frac{T_{on}^2}{T_c} \end{aligned} \tag{12}$$

여기서, $(V_{cd}^2 - v_r^2) \cong V_{cd}^2$ 를 고려하고 스위칭 주파수 $f_c = 1/T_c$, $v_r = V_m \sin \omega_s t$ 으로 대치하고 근사화시키면 위 식은 다음으로 정리된다.

$$\begin{aligned} I_{h,Lr} &\cong \left(\frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} \sin 3\omega_s t \end{aligned} \tag{13}$$

상기 결과식 에서 기존 컨버터의 입력전류 왜형의 주된 원인은 3고조파에 의한 것이라 할 수 있다.

4.2 제안된 컨버터의 입력전류 파형분석

제안된 컨버터에 대한 인덕터 전류평균값은 그림 10과 같이 기존의 컨버터의 인덕터 전류평균값에 초과분을 합하여 구할 수 있다.

인덕터 전류초과분을 분석해보면, 구간 T_{on} 에서의 초과분과 구간 T_d 에서의 초과분은 구형파로 정량화되고, 구간 T_3 에서의 초과분은 공진 커패시터 C_r 의 충전 전하[Mode 3]로 $C_r V_{cd}$ 로 된다. 그러므로 이들 전류초과분의 합 Q_e 는 다음 식으로 된다.

$$Q_e = I_{e,fl}(T_{on} + T_d) + C_r V_{cd} \tag{14}$$

여기서, $I_{e,fl} = V_{cd}/X$ 이므로 제안된 컨버터의 인덕터 전류평균값 $I_{s,Lr}$ 은 다음으로 구해진다.

$$\begin{aligned} I_{s,Lr} &= \frac{1}{T_c} \left\{ \frac{V_{cd}}{X} (T_{on} + T_d) + C_r V_{cd} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} I_{hm}(T_{on} + T_d) \right\} \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} I_{s,Lr} &\cong \left(\frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} + \frac{D_c V_m}{X} \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} \sin 3\omega_s t + \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \end{aligned} \tag{16}$$

식(16)의 3항은 구형파이므로 제안된 컨버터의 입력 전류 i_{in} 는 식 (8), (9)를 이용하여 기본파성분 I_{s1} , 3고조파성분 I_{s3} , 그 외 고조파성분 i_{sH} 로 분리하여 각각 구하면 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} I_{s1} &= \left\{ \frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} + \frac{D_c V_m}{X} \right. \\ &\quad \left. + \frac{4}{\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \right\} \end{aligned} \tag{17}$$

$$I_{s3} = - \left\{ \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} - \frac{4}{3\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \right\} \tag{18}$$

$$i_{sH} = \frac{4}{n\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd}, n = 5, 7, 9, \dots \tag{19}$$

위 식에서 제안된 PFC 컨버터의 입력전류는 기존의 PFC 컨버터의 식 (13)과 비교하여 기본파성분은 증대되고 고조파성분이 감소된 해석적 결과를 얻는다.

그림 11은 시비율 변화에 대한 입력전류의 기본파성분과 3고조파성분의 관계를 이론치와 실측치를 측정하여 나타낸다.

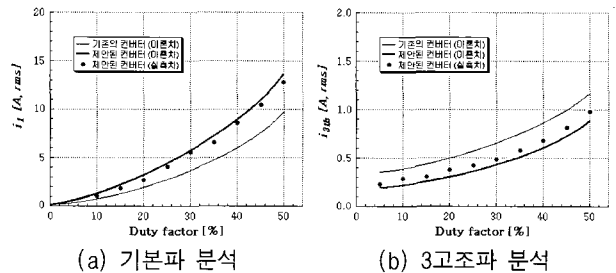


그림 11 입력전류에 대한 저차고조파 분석
Fig. 11 Low order harmonics analyses of input current

그림 12는 시비율 변화에 대한 역률 측정결과를 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대해 각각 나타낸다. 제안된 컨버터는 공진용 커패시터의 충전전류가 손실

없이 전원측으로 회생되어 기존의 컨버터와 비교하여 증대된 역률을 보인다.

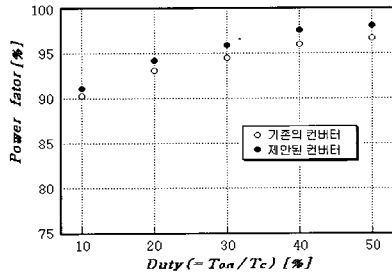


그림 12 역률측정 비교
Fig. 12 Measured PF Comparison

5. 결 론

본 논문에서는 새로운 PFC 승압형 AC-DC 컨버터를 제안하여 기존의 PFC 컨버터와 비교 검토되었다. 제안된 컨버터는 부분공진 기법이 적용된 새로운 소프트 스위칭 회로가 설계되었으며, 스위칭 손실의 저감에 따른 기존의 컨버터와 비교하여 높은 효율을 가졌다. 그리고 스위치의 시비율 일정의 전류불연속 제어에 의해 입력전류는 불연속적인 정현파 형태로 주어졌으며, 공진용 커패시터의 전원측 에너지 회생에 의해 기존의 컨버터보다 고조파성분이 상쇄되어 입력역률이 증대되었다. 또한 제안된 PFC 컨버터의 이론적 해석들을 배경으로 입력전류의 고조파성분 분석에 대해 기존의 컨버터와 비교하여 상세히 해석되었다.

참 고 문 헌

[1] M. C. Ghanem, K. A. Haddad, G. Roy, "A new single phase buck-boost converter with unity power factor", IEEE IAS Conf. Rec. pp. 785-792, 1993.
 [2] O. Garcia, J.A. Cobos, R. Prieto, P.Alou and J. Uceda, "Single phase power factor correction: A survey", IEEE Trans. on PE, Vol. 18, No. 3, pp. 749-755, 2003.
 [3] Q. Zhao, M. Xu, F. C. Lee, and J. Qian, "Single-Switch Parallel Power Factor Correction AC-DC Converters with Inherent Load Current Feedback", IEEE Trans. on PE, Vol. 19, No.4, pp. 928-936, 2004.
 [4] D. Sadarnac, W. Abida, "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.
 [5] D. K. Kwak, C. S. Kim, "A study on high efficiency boost dc-dc converter of discontinuous current mode

control", Trans. KIEE. Vol.54, No.9, pp. 431-436, 2005.
 [6] D. K. Kwak, K. Y. Suh, S. K. Kwon, H. W. Lee, "A High Efficiency DC-DC Boost Converter by Partial Resonant Switching Mode", Trans. KIEE. Vol. 45, No. 9, pp. 1272-1278, 1996.

저 자 소 개



곽동걸(郭東杰)

1964년 11월 11일생. 1990년 경남대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년 한국전기연구원 기술원. 1997년 거창기능대학 전기계측제어과 전임강사. 1998년~현재 한중대 전기전자공학과 조교수. 당 학회 협력이사.



김춘삼(金春杉)

1960년 11월 12일생. 1984년 동아대 전기공학과 졸업. 1988년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2001년 미국 Univ. of Akron 방문연구교수. 1994년~현재 강원대 제어계측공학과 교수.



심재선(沈在先)

1950년 7월 23일생. 1973년 성균관대 전기공학과 졸업. 1979년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 성균관대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1975년~현재 강원대 전기공학과 교수.



김천식(金千植)

1968년 9월 15일생. 1994년 경남대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 2004년~현재 경남대 산업협력단 사업지원실 선임연구원.



이현우(李鉉雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대 전기 제어공학과 졸업. 1984년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1993년 일본 오사카공업대 객원연구원. 1985년~현재 경남대 전자전기공학부 교수 및 중앙인사위원회 비상임 위원.