

새로운 PFC 스텝-업 컨버터의 입출력 파형해석 및 고조파분석에 관한 연구

論 文
54B-12-8

A Study on Input · Output Waveform Solutions and Harmonics Analyses for a Novel PFC Step-up Converter

郭東杰[†]
(Dong-Kurl Kwak)

Abstract - This paper is given a full detail of mathematical analyses of input current and output voltage for a novel active type power factor correction (PFC) converter. These are compared with harmonics components of input current for a conventional PFC converter. 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 conventional PFC converter. Some simulative results on computer and experimental results are included to confirm the validity of the analytical results.

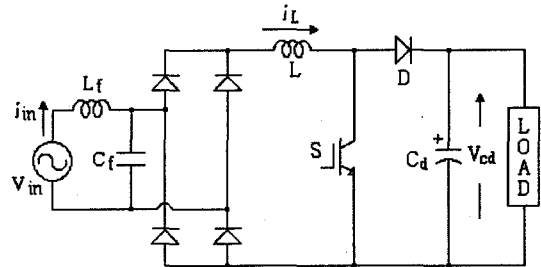
Key Words : PFC, DCM, Loss-less Snubber, Soft Switching, Step-up Converter

1. 서 론

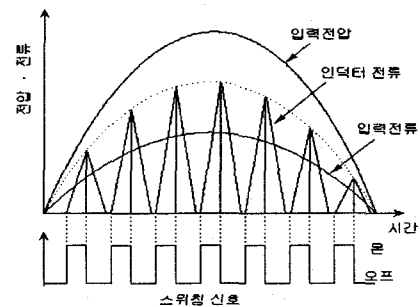
현재 커패시터 입력형 정류회로는 각종 기기의 전원용으로 많이 이용되고 있지만, 입력역률이 낮고 입력전류의 파형 왜형이 커서 불요 고조파성분이 많으므로 전원계통에 나쁜 영향을 주고 타 기기에 장애를 일으키는 문제점이 발생하여 사회적 문제로 된다. 이러한 관점에서 최근 정류회로의 역률개선, 고조파 제어 등의 파형개선에 관한 연구들이 활발히 진행 중이다. 특히 입력단 정류회로에 스텝-업 초퍼를 접속하여 입력전류를 정현파상으로 제어하여 파형개선을 이루고 입력역률을 증대시키는 능동형 역률개선용(PFC) 컨버터들이 많이 연구되고 있다[1-3]. 그림 1에 이러한 능동형 PFC스텝-업 컨버터의 기본회로도 를 나타낸다. 컨버터의 초퍼방식은 제어회로와 제어방식이 간단한 전류불연속 모드(DCM) 제어방식이 많이 채택되고 있다[3][4]. 전류불연속 모드 제어방식은 그림 2와 같이 승압용 인덕터의 전류를 불연속으로 제어하는 방식으로 스위치의 시비율 일정제어에 의해 입력전류를 정현파와 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파형태로 만들어 역률을 개선시킨다. 또한 전류불연속 제어에 의한 스위치의 턴-온 동작은 영전류 스위칭(ZCS: zero current switching)으로 되는 장점도 주어진다.

본 논문에서는 제어스위치의 턴-온, 턴-오프를 소프트 스

위칭(ZCS, ZVS)으로 만들기 위해 새로운 무손실 스너버 회로가 적용된 PFC 스텝-업 컨버터가 제안된다[5-7].



(a) 능동형 PFC 스텝-업 컨버터의 기본회로도



(b) DCM 제어에 의한 입력파형

그림 1 DCM 제어의 기본 능동형 PFC 스텝-업 컨버터
Fig. 1 Basic PFC step-up converter of active type in DCM control

[†] 교신저자, 正會員 : 韓中大 工大 電氣電子工學科 助教授 · 工博

E-mail : dkkwak@donghae.ac.kr

接受日字 : 2005年 10月 10日

最終完了 : 2005年 11月 9日

특히 제안된 PFC 컨버터는 공진소자로 사용된 무손실 스너버 커패시터의 공진동작에 의해 축적된 에너지를 입력측으로 유입시켜 입력전류를 상승시킨다. 이러한 상승된 입력전류는 저차 고조파성분이 감소되어 기존의 PFC 컨버터와 비교하여 입력역률을 더욱 증대시키는 효과를 가진다.

제안된 PFC 컨버터의 이론적 해석들을 배경으로 본 논문에서는 입력전류와 출력전압의 파형에 대해 상세히 해석되며, 입력전류의 고조파성분에 대해 기존의 PFC 컨버터와 비교해서 분석된다.

2. 회로구성 및 동작원리

전류불연속 모드로 동작되는 컨버터의 경우 스위치의 턴-온 동작은 영전류 스위칭으로 되지만 턴-오프 동작은 송압용 인덕터 전류의 최대치에서 스위칭되므로 스위칭 주파수의 증가와 더불어 스위칭 스트레스와 스위치 소손의 문제점이 있다. 컨버터들은 스위치 보호를 위해 일반적으로 스위치 양단에 스너버(snubber) 회로를 이용하여 보완하지만 이에 상당한 스너버 손실로 인한 컨버터의 효율을 감소시키는 요인이 된다. 본 논문에서는 이를 개선하여 효율을 증대시키기 위해 그림 2와 같이 스너버 회로를 공진회로로 설계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여 제어스위치들의 소프트 스위칭을 이룬다[7]. 또한 제어스위치들은 시비를 일정한 전류불연속 모드로 동작되고 입력역률을 개선시킨다.

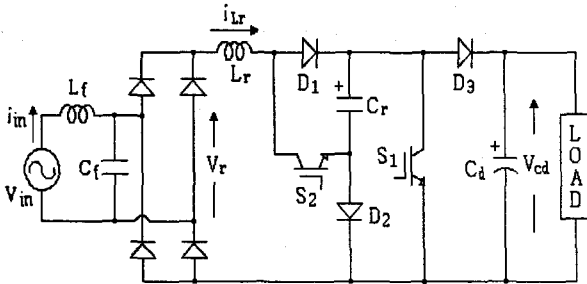


그림 2 무손실 스너버 회로에 의한 PFC 스텝-업 컨버터
Fig. 2 PFC step-up converter for loss-less snubber circuit

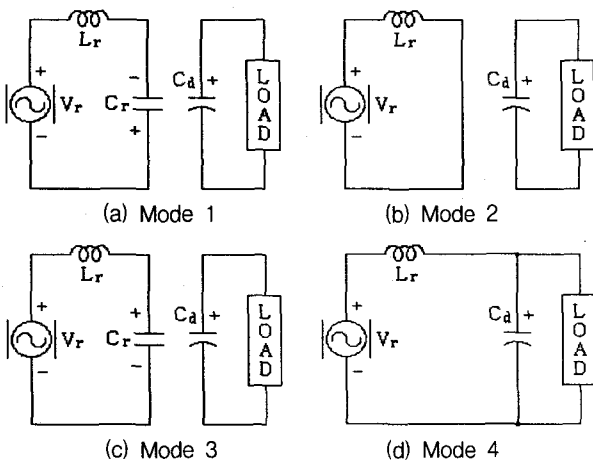


그림 3 스위칭 1주기에 대한 동작모드별 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuits of operating modes in one cycle switching

제안된 PFC 스텝-업 컨버터의 동작원리를 설명하기위해 그림 3에 스위칭 1주기 (T_c)에 대한 동작모드별 등가회로를 나타낸다. 공진회로부의 초기조건으로 스위치 S_1, S_2 는 오프이고 공진용 커패시터 C_r 에는 평활용 커패시터 C_d 의 전압 V_{cd} 로 충전되어 있다. 교류 입력전압 v_{in} 과 전파정류기의 출력전압 v_r 은 다음 식으로 놓는다.

$$v_{in} = V_m \sin \omega_s t \quad (1)$$

$$v_r = |v_{in}| = |V_m \sin \omega_s t| \quad (2)$$

Mode 1 ($T_1 : t_0 \sim t_1$)

시각 t_0 에서 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온하면, 회로경로는 $v_{r+} - L_r - S_2 - C_r - S_1 - v_{r-}$ 의 직렬공진 회로가 형성된다. 스위치 턴-온 직전의 인덕터 L_r 에 흐르는 전류는 영이므로 S_1, S_2 는 ZCS로 동작된다. 이 모드에서 커패시터 전압 v_{cr} 과 인덕터 전류 i_{Lr} 는 다음 식으로 된다.

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

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

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

Mode 2 ($T_2 : t_1 \sim t_2$)

모드 2는 커패시터 전압이 영으로 되어 다이오드 D_1, D_2 가 도통되는 모드이다. 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 전류는 $D_1 - S_1, S_2 - D_2$ 두 회로로 분류된다. 이 모드에서 인덕터 전류는 직선적으로 증가한다. I_1 은 모드 1이 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r}{L_r} t + I_1 \quad (5)$$

Mode 3 ($T_3 : t_2 \sim t_3$)

시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 오프하면, 인덕터 전류는 $D_1 - C_r - D_2$ 를 통하여 흐르고 인덕터 L_r 와 커패시터 C_r 는 다시 직렬공진을 하여 C_r 를 충전시킨다. 커패시터 C_r 와 병렬로 배치된 스위치들의 턴-오프 동작은 공진초기에 커패시터의 전압이 영이므로 영전압 스위칭(ZVS: zero voltage switching)으로 동작된다. 이 모드에서 커패시터 C_r 의 충전전하량 Q_{T3} 는 다음과 같다.

$$Q_{T3} = C_r V_{cd} \quad (6)$$

Mode 4 ($T_4 : t_3 \sim t_4$)

모드 4는 커패시터 C_r 의 충전이 끝난 후 다이오드 D_3 를 통하여 인덕터 전류가 부하측으로 유입되는 모드이다. 이때의 인덕터 전류는 다음 식과 같이 직선적으로 감소한다. I_3 은 모드 3이 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

시각 t_4 에서 인덕터 전류가 영으로 되면 이 모드는 끝나

고, 구간 T_5 ($t_4 \sim t_5$)에서 모든 제어소자들은 오프상태로 다음의 스위칭 주기에 대기한다.

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

기존의 PFC 컨버터[그림 1]와 제안된 PFC 컨버터의 스위칭 주기에 대한 동작파형을 그림 4에 각각 나타낸다. 기존 컨버터의 인덕터 전류 최대치보다 제안된 컨버터의 최대치가 더욱 크게 나타난다. 이것은 시각 t_0 에서 모드 1의 공진 동작에 의해 식 (4)와 같이 무손실 스너버 커패시터의 충전 전압이 인덕터에 인가되기 때문이다.

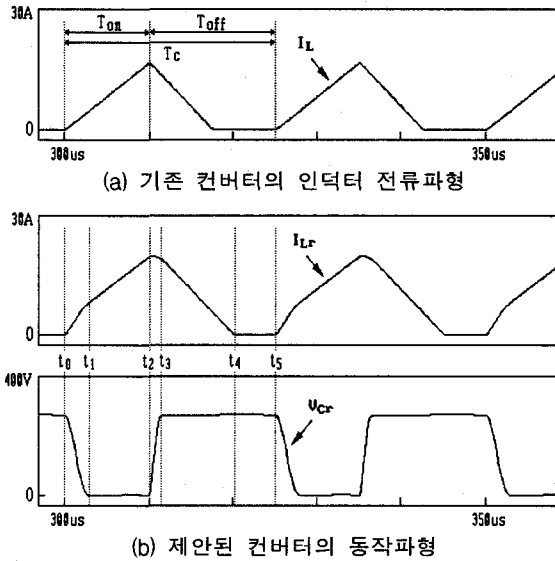
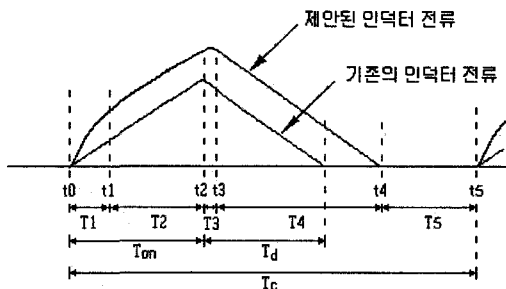


그림 4 스위칭 주기에 대한 동작파형
Fig. 4 Operating waveforms in switching cycle

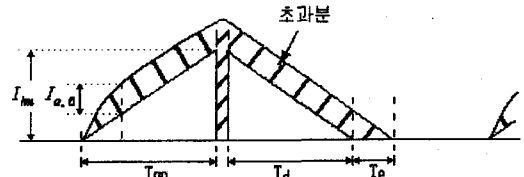
3. 입력력 파형해석

3.1 입력전류 파형해석

제안된 PFC 컨버터와 기존의 PFC 컨버터의 입력전류를 해석하기 위해 그림 5에 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류파형을 나타낸다. 기존의 컨버터의 경우 인덕터 전류는 삼각파에 가깝지만, 제안된 컨버터는 전류 전단부(T_1)와 구간 T_3 에서 상승된 공진전류로 인해 그림 5(b)의 사선부분처럼 초과분을 포함한 형태로 스위칭 1주기에 대해 주어진다.



(a) 인덕터 전류파형



(b) 제안된 컨버터의 전류초과분

그림 5 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류파형
Fig. 5 Waveforms of inductor current in one cycle switching

스위칭 1주기에 대한 이러한 인덕터 전류는 교류입력전원의 주기 내에 그림 2와 같이 입력전압의 크기에 비례된 불연속 전류형태로 주어진다. 그 결과 스위칭 1주기에 인덕터 전류가 더욱 큰 제안된 컨버터가 기존의 컨버터와 비교하여 입력전류의 파형이 개선되므로 고조파 저감에 의한 역률증대의 효과가 예측된다.

제안된 컨버터와 기존 컨버터의 입력전류에 대한 파형을 해석하기 위해 복소이중 푸리에 급수 전개(Complex-double Fourier series)를 이용한다.

$$i_{in} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} K_{mn} e^{j(mx+ny)} \quad (8)$$

$$K_{mn} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lr}(x,y) e^{-j(mx+ny)} dx dy \quad (9)$$

여기서, $x = \omega_c t$, $y = \omega_s t$ 로써 ω_c 는 스위칭 각주파수, ω_s 는 교류 입력전원의 각주파수이다. 위 식에서 입력전류는 기본파 성분($m=0, n=1$), 저차 고조파 성분($m=0, n \geq 2$), 스위칭 주파수 정수배 성분($m \geq 1, n=0$) 그리고 스위칭 주파수 사이드밴드($m \geq 1, n \neq 0$)로 주어진다. 여기서 전원주파수와 스위칭 주파수의 비는 매우 크므로 스위칭 주파수 정수배 성분과 사이드밴드 성분은 적당한 저역필터로 제거가 가능하다. 그러므로 입력전류 파형은 다음 식으로 정리된다.

$$i_{in} = \sum_{n=0}^{\infty} K_{0n} e^{jny} \quad (10)$$

$$K_{0n} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lr}(x,y) dx \right\} e^{-jny} dy = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ I_{Lr}(y) \} e^{-jny} dy \quad (11)$$

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

먼저, 기존의 컨버터에 대한 인덕터 전류평균값을 구해보면, 그림 5에서 시각 T_{on} 에서의 인덕터 최대전류 I_{hm} 과 인덕터의 에너지 방출시간 T_d 는 다음 식으로 된다.

$$I_{hm} = \frac{v_r}{L_r} T_{on} \quad (12)$$

$$T_d = \frac{I_{hm} L_r}{V_{cd} - v_r} = \frac{v_r}{V_{cd} - v_r} T_{on} \quad (13)$$

그러므로 인덕터 전류평균값 $I_{h,Lr}$ 는 다음으로 구해진다.

$$I_{h,Lr} = \frac{1}{2T_c} I_{hm}(T_{on} + T_d) = \frac{1}{2} \frac{V_{cd}}{L_r} \frac{v_r}{V_{cd} - v_r} \frac{T_{on}^2}{T_c} \quad (14)$$

여기서, $(V_{cd}^2 - v_r^2) \cong V_{cd}^2$ 를 고려하고 스위칭 주파수 $f_c = 1/T_c$, 시비율 $D_c = T_{on}/T_c$ 로 놓으면 위 식은 다음으로 정리된다.

$$I_{h,Lr} \cong \frac{D_c^2}{2f_c L_r} v_r + \frac{D_c^2}{2f_c L_r V_{cd}} v_r^2 \quad (15)$$

또한, v_r 를 $V_m \sin \omega_s t$ 으로 대치하고, v_r^2 는 $0 \leq \omega_s t \leq \pi$ 에서 $v_r^2 \cong V_m^2 \sin^3 \omega_s t = V_m^2 \left(\frac{3}{4} \sin \omega_s t - \frac{1}{4} \sin 3\omega_s t \right)$ 로 근사화시키면, 위 식은 다음 식으로 된다.

$$I_{h,Lr} \cong \left(\frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} \right) \sin \omega_s t - \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} \sin 3\omega_s t \quad (16)$$

위 식의 근사도는 전압변환율 $M (= V_{cd}/V_m) \geq 2$ 에 대해 10%이하 오차를 가진다. 식 (16)에서 기존 컨버터의 입력전류 왜형의 주된 원인은 3고조파에 의한 것이라 할 수 있다.

한편, 제안된 컨버터에 대한 인덕터 전류평균값은 그림 6과 같이 기존의 컨버터의 인덕터 전류에 초과분을 합하여 구할 수 있다.

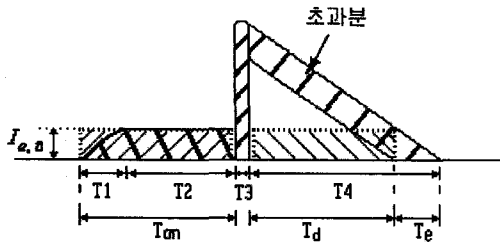


그림 6 제안된 컨버터의 인덕터 전류초과분
Fig. 6 Inductor excess current of proposed converter

인덕터 전류초과분을 분석해보면, 구간 T_{on} 에서의 초과분과 구간 T_4 에서의 초과분은 그림 6의 사선부분처럼 구형파로 정량화되고, 구간 T_3 에서의 초과분은 공진 커패시터 C_r 의 충전전하[Mode 3]로 $C_r V_{cd}$ 로 된다. 그러므로 이들 전류 초과분의 합 Q_e 는 다음 식으로 된다.

$$Q_e = I_{e,n}(T_{on} + T_d) + C_r V_{cd} \quad (17)$$

여기서, $I_{e,n} = V_{cd}/X$ 이므로 인덕터 전류평균값 $I_{s,Lr}$ 은 식 (14), (15)와 식 (17)을 이용하여 구할 수 있다.

$$I_{s,Lr} = \frac{1}{T_c} \left\{ \frac{V_{cd}}{X} (T_{on} + T_d) + C_r V_{cd} + \frac{1}{2} I_{hm}(T_{on} + T_d) \right\} \quad (18)$$

$$I_{s,Lr} \cong \left(\frac{D_c}{X} + \frac{D_c^2}{2f_c L_r} \right) v_r + \frac{D_c^2}{2f_c L_r V_{cd}} v_r^2 + \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \quad (19)$$

$$I_{s,Lr} \cong \left(\frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} + \frac{D_c V_m}{X} \right) \sin \omega_s t - \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} \sin 3\omega_s t + \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \quad (20)$$

식(20)의 3항은 구형파이므로 제안된 컨버터의 입력전류 i_{in} 는 식 (10), (11)을 이용하여 기본파성분 I_{s1} , 3고조파성분 I_{s3} , 그 외 고조파성분 i_{sH} 로 분리하여 각각 구하면 다음 식으로 주어진다.

$$I_{s1} = \left\{ \frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} + \frac{D_c V_m}{X} + \frac{4}{\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \right\} \quad (21)$$

$$I_{s3} = - \left\{ \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} - \frac{4}{3\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \right\} \quad (22)$$

$$i_{sH} = \frac{4}{n\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd}, \quad n = 5, 7, 9, \dots \quad (23)$$

위 식에서 제안된 PFC 컨버터의 입력전류는 기존의 PFC 컨버터의 식 (16)과 비교하여 기본파성분은 증대되고 고조파성분이 감소된 해석적 결과를 얻는다.

그림 7과 그림 8은 시비율의 변화에 대한 입력전류의 기본파성분과 3고조파성분의 관계를 나타낸다. 측정에 사용된 회로정수들은 표 1과 같다.

표 1 회로정수
Table 1 Circuit parameters

입력전압 $v_{in}(rms)$	100[V]	스위칭 주파수 f_c	40[kHz]
입력주파수 f_s	60[Hz]	평활 커패시터 C_d	1000[μF]
공진 인덕터 L_r	50[μH]	부하저항 R_d	100[Ω]
공진 커패시터 C_r	30[nF]	입력필터 L_f	3[mH]

그림 9에는 시비율 변화에 대한 전고조파왜율(THD)의 변화를 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대해 각각 나타낸다. 여기서 고조파분석은 9차 고조파까지 고려한 것이다.

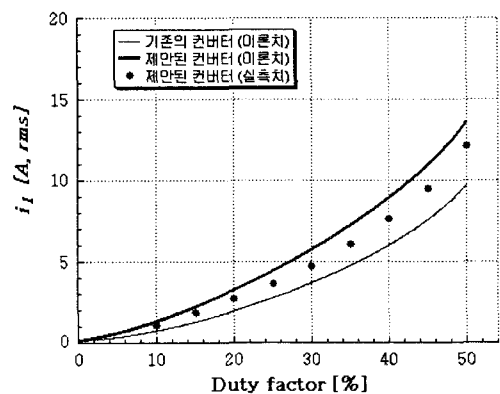


그림 7 시비율에 대한 입력전류 기본파성분의 변화
Fig. 7 Relationship between i_1 and D_c

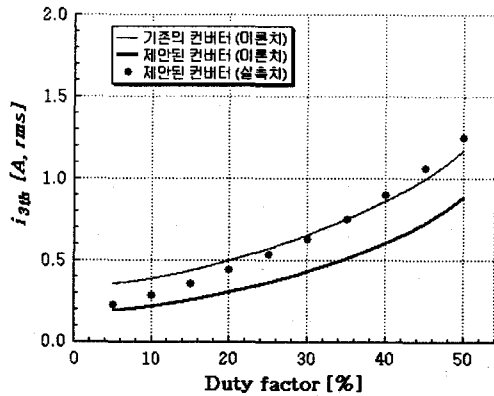


그림 8 시비율에 대한 입력전류 3고조파성분의 변화
Fig. 8 Relationship between i_{3th} and D_c

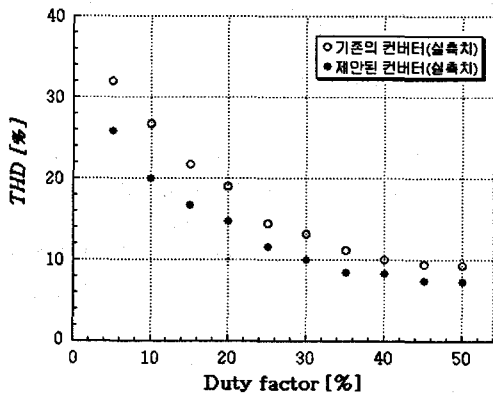
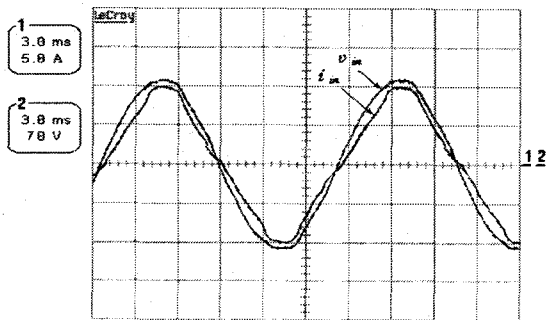


그림 9 시비율에 대한 전고조파왜율의 변화
Fig. 9 Relationship between THD and D_c

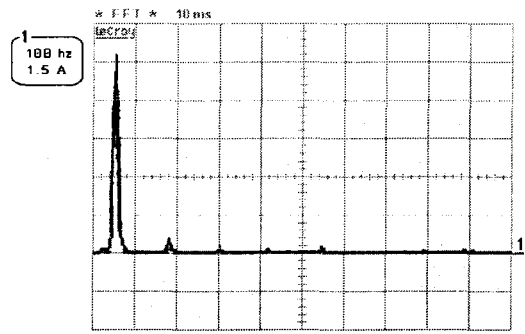
그림 10은 시비율 40[%]에 대한 입력전압 v_{in} 과 입력전류 i_{in} 의 실측파형과 입력전류에 대한 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 입력단 필터를 통한 입력전류는 거의 단위역률의 정현파로 됨을 알 수 있다.

제안된 컨버터와 기존의 컨버터에 대해 시비율 변화에 대한 입력역률의 측정결과를 그림 11에 주어진다.

제안된 컨버터가 시비율의 증가에 따른 높은 입력역률을 보인다. 이것은 제안된 컨버터의 무손실 스너버 커패시터에 충전된 에너지가 손실없이 전원측으로 유입되어 입력전류의 파형개선과 고조파 저감의 효과에 의한 것이다.



(a) 입력전압 v_{in} 과 입력전류 i_{in}



(b) 입력전류 i_{in} 의 주파수 스펙트럼

그림 10 입력파형 및 주파수 스펙트럼 ($D_c=40[\%]$)
Fig. 10 Input waveforms and spectrum ($D_c=40[\%]$)

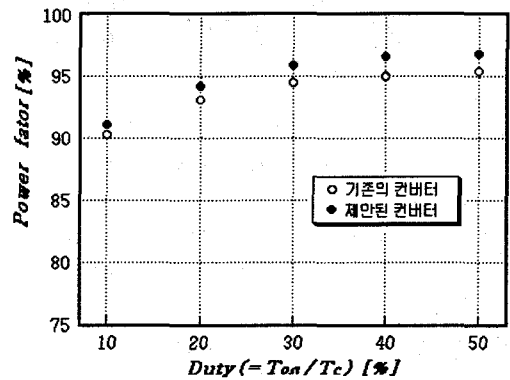


그림 11 입력역률 측정비교
Fig. 11 Measured input power factor comparison

3.2 출력전압 특성해석

구간 T_4 [Mode 4]는 인덕터 전류가 부하측으로 유입되는 모드로써 이 구간의 유입된 전류량 Q_d 는 다음과 같다. 여기서 구간 T_3 은 매우 짧고 이 구간에서 인덕터 전류의 변화를 무시하면 $I_2 = I_3$ 이 가능하다.

$$Q_d = \frac{1}{2} I_2 T_4 = \frac{1}{2} (I_{hm} + I_{e,n}) (T_d + T_e) \approx \frac{L_r}{2V_{cd}} \left(\frac{V_{cd}}{X} + \frac{v_r}{L_r} T_{on} \right)^2 \quad (24)$$

여기서, T_e 는 식 (7)의 인덕터 전류가 $T_4 (= T_d + T_e)$ 에서 영인 것에 의해 $T_e = I_{e,n} L_r / (V_{cd} - v_r)$ 이다. 식 (24)를 이용하여 출력전류 평균값 $I_{d,av}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$I_{d,av} = \frac{1}{T_c} Q_d = \frac{L_r}{2T_c V_{cd}} \left(\frac{V_{cd}}{X} + \frac{v_r}{L_r} T_{on} \right)^2 = \frac{f_c C_r V_{cd}}{2} + \frac{D_c}{X} v_r + \frac{D_c^2}{2f_c L_r V_{cd}} v_r^2 \quad (25)$$

또한, $v_r (= |v_{in}|)$ 와 v_r^2 는 푸리에 급수를 이용하여,

$$v_r = \frac{2V_m}{\pi} \left\{ 1 - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2}{4m^2-1} \cos 2m\omega_s t \right\}$$

$$\cong \frac{2V_m}{\pi} \left\{ 1 - \frac{2}{3} \cos 2\omega_s t \right\} \quad (26)$$

$$v_r^2 \cong \left(\frac{2V_m}{\pi} \right)^2 \left\{ \frac{11}{9} - \frac{4}{3} \cos 2\omega_s t \right\} \quad (27)$$

로 된다. 위 식들을 식 (25)에 대입하고, 출력전류 i_d 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{f_c C_r V_{cd}}{2} + \frac{2D_c V_m}{\pi X} + \frac{22D_c^2 V_m^2}{9\pi^2 f_c L_r V_{cd}}$$

$$- \left(\frac{4D_c V_m}{3\pi X} + \frac{8D_c^2 V_m^2}{3\pi^2 f_c L_r V_{cd}} \right) \cos 2\omega_s t \quad (28)$$

$$= I_d + i_{dh} \quad (29)$$

여기서, I_d 는 직류성분이고 i_{dh} 는 교류성분이다. 그림 12에 출력측 등가회로를 나타낸다.

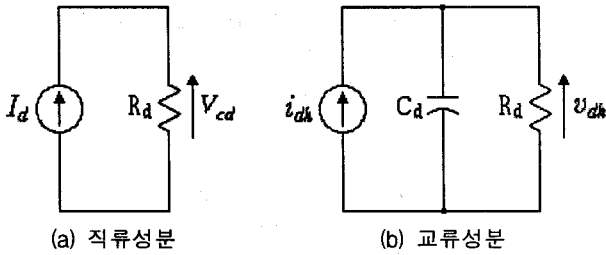


그림 12 출력측 등가회로

Fig. 12 Equivalent circuit of output side

식 (28)을 정리하여 I_d , i_{dh} 를 구하면 다음으로 된다.

$$I_d = \frac{C_r V_m}{\pi \omega_c M} \left\{ \frac{1}{4} (4\omega_c D_c + \omega_c M)^2 + \frac{8}{9} (\omega_c D_c)^2 \right\} \quad (30)$$

$$i_{dh} = - \frac{16\omega_c D_c^2 V_m + 4\omega_c D_c V_{cd}}{3\pi \omega_c X M} \cos 2\omega_s t \quad (31)$$

여기서, $M(=V_{cd}/V_m)$ 은 전압변환율이다. 또한 그림 12에서 직류 출력전압 V_{cd} 와 출력 교류성분에 대한 리플전압 v_{dh} 를 위 식들을 이용하여 구하면 다음과 같다.

$$V_{cd} = I_d R_d$$

$$\cong \frac{2D_c V_m (3R_d \sqrt{f_c C_r} + \sqrt{22R_d})}{3\pi \sqrt{f_c L_r} (2 - f_c R_d C_r)} \quad (32)$$

$$v_{dh} = \frac{R_d}{\sqrt{1 + (2\omega_s C_d R_d)^2}} |i_{dh}| \cos(2\omega_s t - \theta_d) \quad (33)$$

여기서, $\theta_d = \tan^{-1}(2\omega_s C_d R_d)$ 이다. 또한 전압변환율 M 은 식 (32)를 이용하여,

$$M = \frac{2D_c (3R_d \sqrt{f_c C_r} + \sqrt{22R_d})}{3\pi \sqrt{f_c L_r} (2 - f_c R_d C_r)} \quad (34)$$

로 구해진다.

그림 13에는 제안된 컨버터에 대해 시비율 D_c 의 변화에 의한 출력전압 V_{cd} 의 변화를 이론치와 실측치를 비교하여 나타낸다.

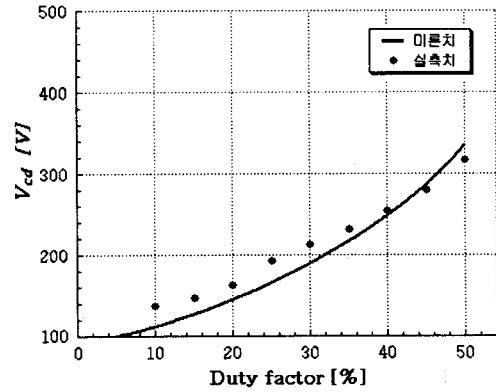
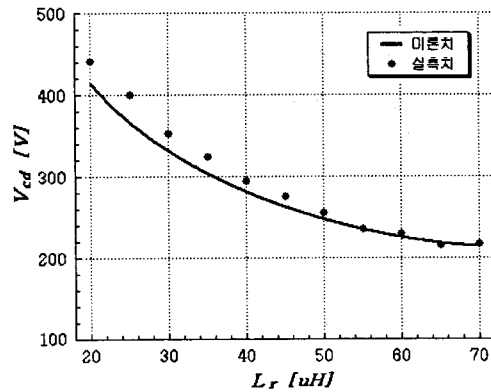
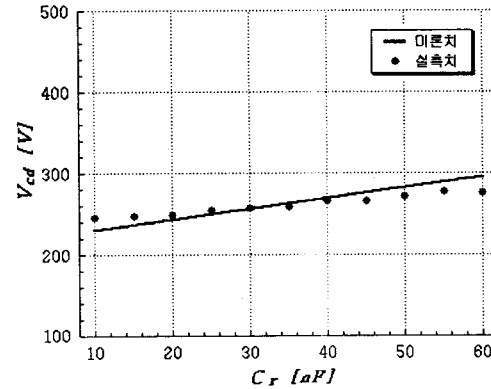


그림 13 시비율에 대한 출력전압의 변화

Fig. 13 Relationship between V_{cd} and D_c



(a) 인덕터 L_r 에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화



(b) 커패시터 C_r 에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화

그림 14 공진소자와 출력전압의 관계

Fig. 14 Relationship between resonant devices and V_{cd}

또한 그림 14는 시비율 40[%]에서 공진용 소자 인덕터 L_r 와 커패시터 C_r 의 변화에 대한 출력전압의 변화를 측정 한 결과를 나타낸다. 출력전압은 공진용 커패시터의 용량변화 에는 큰 변화가 없으나 공진용 인덕터의 변화에 크게 변화 된 모습을 보인다.

상기의 분석결과들에서 나타난 이론치와 실측치사이의 약 간의 오차들은 입출력 특성의 수학적 해석에서 결과식들의 간략화를 위해 사용된 수식의 근사치들에 의한 오차로 간주 된다. 이를 고려하면, 상기의 이론적 해석에 의한 결과와 실 험측정에 의한 결과가 거의 유사하게 나타남을 알 수 있다.

그림 15는 제안된 컨버터와 기존의 컨버터에 대한 부하용 량 변화에 따른 효율 측정결과를 나타낸다. 소프트 스위칭 으로 동작되는 제안된 컨버터가 스너버 회로를 적용한 기존 의 컨버터보다 상당한 효율증대를 보인다.

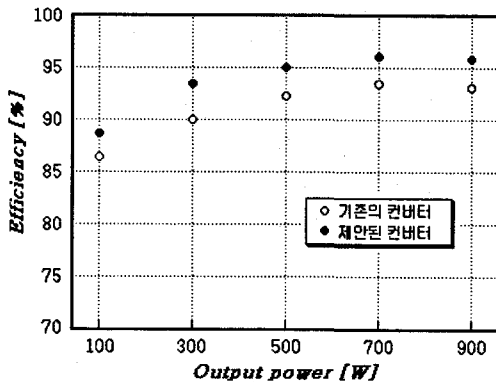


그림 15 효율 측정비교

Fig. 15 Measured efficiency comparison

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 무손실 스너버에 의한 PFC 스텝-업 컨버터를 제안하여 기존의 PFC 스텝-업 컨버터와 비교 검토하였다.

제안된 컨버터는 기존의 컨버터에 스위치 보호용으로 사 용되는 스너버 회로를 소프트 스위칭을 위한 공진회로로 설 계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여, 회로구조가 간 단하였으며 제어방식이 용이하였다. 그리고 소프트 스위칭 에 의해 기존의 컨버터에 나타나는 스너버 손실이 없고 부 분적인 공진동작에 의해 컨버터의 효율을 증대시켰다. 특히 출력용량의 증가와 더불어 기존의 컨버터와 비교해서 효율 의 차이가 크게 나타났다. 또한 제안된 컨버터는 전류 불연 속모드의 시비율 일정 제어에 의해 입력전류를 정현파 입력 전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파 형태로 만들어 입력역률을 상승시켰으며, 특히 공진용소자로 사용된 스너버 커패시터의 축적된 에너지의 입력측 유입으로 인해 저차 고조파성분이 감소되어 입력역률이 더욱 증대되었다.

제안된 PFC 컨버터의 이론적 해석들을 배경으로 입력전 류와 출력전압에 대해 상세히 분석되었으며, 입력전류의 고 조파성분에 대해 기존의 컨버터와 비교하여 해석되었다.

참 고 문 헌

- [1] M. S. Dawande, and G. K. Dubey, "Programmable Input Power Factor Correction Method for Switch-Mode Rectifiers", IEEE Trans. on PE, Vol. 11, No. 4, pp. 585-591, 1996
- [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] W. Guo and P. K. Jain, "A Low Frequency AC to High Frequency AC Inverter with Build-In Power Factor Correction and Soft-Switching", IEEE Trans. on PE, Vol. 19, No. 2, pp. 430-442, 2004
- [5] K. M. Smith, and K. M. Smedley, "A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converters", IEEE Trans. on PE, Vol. 12, No. 2, pp. 376-386, 1997
- [6] E. R. C. Silva, M. C. Cavalcanti, and C. B. Jacobina, "Comparative Study of Pulsed DC-Link Voltage Converters", IEEE Trans. on PE, Vol. 18, No. 4, pp. 1028-1033, 2003
- [7] D. K. Kwak, and C. S. Kim, "A Study on High Efficiency Boost DC-DC Converter of Discontinuous Current Mode Control ", Trans. KIEE. Vol. 54B, No. 9, pp. 431-436, 2005

저 자 소 개



곽 동 길(郭東杰)

1964년 11월 11일생. 1990년 경남대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년 한국전기연구소 기술원. 1997년 거창기능대학 전기계측제어과 전임강사. 1998~현재 한중대 전기 전자공학과 조교수.

E-mail : dkkwak@donghae.ac.kr