

새로운 고역률 승압형 AC-DC 컨버터의 입력전류 파형분석에 관한 연구

(A Study on Waveform Analysis of Input Current for Novel Boost AC-DC Converter of High Power Factor)

곽동걸*

(Dong-Kurl Kwak)

요 약

본 논문에서는 소프트 스위칭에 의한 새로운 고역률 승압형 AC-DC 컨버터가 제안되고 입력전류의 파형 및 조파분석에 대해 상세히 해석된다. 시비율 일정의 전류불연속 제어에 의해 동작되는 제안된 컨버터의 입력전류는 교류 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파 형태로 되어 입력역률을 개선시킨다. 또한 제안된 컨버터는 소프트 스위칭을 위한 공진동작에 의해 무손실 스너버 커패시터의 입력측 에너지 유입에 따른 역률증대의 효과를 가지며, 기존의 고역률 승압형 AC-DC 컨버터와 비교되어 입력전류의 수학적 분석과 컴퓨터 시뮬레이션, 실험결과 등에 의해 그 우수성이 입증된다.

Abstract

In this paper, authors propose novel boost AC-DC converter of high power factor and analyze for waveform and harmonics component of input current. 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. 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 converter of high power factor. Some simulative results on computer and experimental results are included to confirm the validity of the analytical results.

Key Words : Harmonics component, High power factor, Discontinuous sinusoidal form, Loss-less snubber, Boost converter

* 주저자 : 한중대학교 전기전자공학과 조교수

Tel : 033-520-9320, Fax : 033-521-9407

E-mail : dkkwak@donghae.ac.kr

접수일자 : 2005년 10월 5일

1차심사 : 2005년 10월 6일, 2차심사 : 2005년 11월 8일

3차심사 : 2005년 11월 29일

심사완료 : 2005년 12월 5일

1. 서 론

최근 AC-DC 컨버터의 정류회로부에 대한 역률개선, 고조파 제어 등의 입력전류 파형개선에 관한 연

구들이 활발히 진행 중이다. 특히 입력단 정류회로에 승압형 컨버터를 접속하여 입력전류를 정현파 형태로 제어하여 파형개선을 이루는 고역률 컨버터들이 연구되고 있다[1-4]. 또한 고역률의 컨버터에 소프트 스위칭 회로를 적용시켜 컨버터의 효율을 증대시키는 고역률 고효율의 컨버터에 많은 관심을 보이고 있다. 그러나 이들 고역률 고효율의 컨버터들은 역률을 증대시키고 사용된 제어소자들의 소프트 스위칭을 위하여, 구성소자의 수가 증대되어 회로구조가 복잡하고 제어기법이 난이한 문제점이 주어진다[4-5].

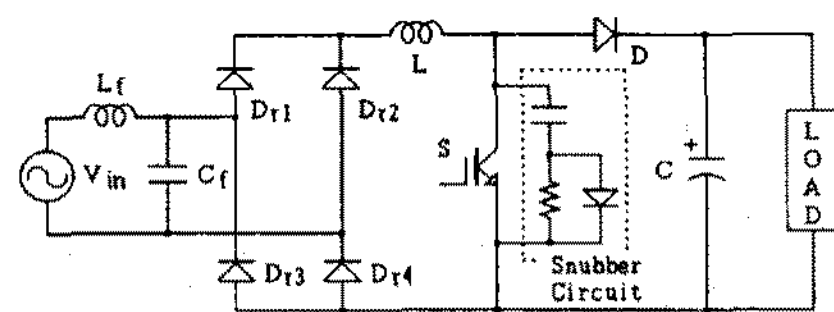
본 논문에서는 사용된 제어소자들의 소프트 스위칭(ZCS, ZVS)을 위하여 기존의 컨버터에 스위치 보호용으로 사용되는 스너버 회로를 소프트 스위칭 회로로 설계한 새로운 고역률 고효율의 컨버터가 제안된다. 제안된 컨버터는 소프트 스위칭을 위한 회로구조가 간단하고, 스위치의 시비율 일정의 전류불연속 제어에 의한 제어기법이 용이하게 된다. 특히 공진소자로 사용된 무손실 스너버 커패시터는 공진동작에 의해 축적된 에너지를 입력측으로 유입시켜 입력전류를 상승시킨다. 이러한 상승된 입력전류는 저차 고조파성분을 감소시켜 기존의 고역률 컨버터와 비교하여 입력역률을 더욱 증대시키는 효과를 가진다.

본 논문에서는 제안된 고역률 고효율 컨버터의 이론적 해석들을 배경으로 입력전류의 파형에 대해 상세히 분석되고, 입력전류의 고조파성분에 대해 기존의 고역률 컨버터와 비교하여 해석된다[4,6].

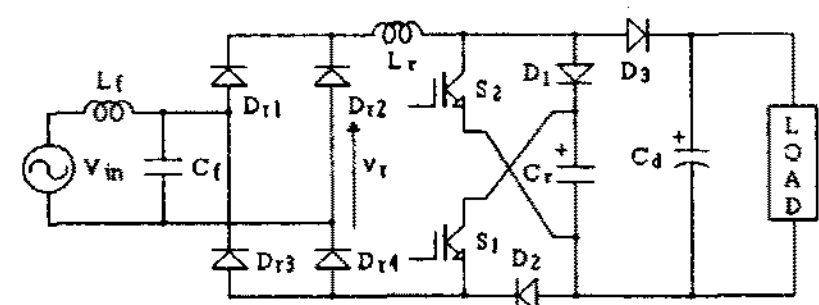
2. 고역률 승압형 AC-DC 컨버터

최근 승압형 컨버터를 이용하여 역률개선과 입력전류의 파형을 개선하는 능동형 역률개선용 AC-DC 컨버터들이 많이 연구되고 있다. 이러한 능동형 고역률 승압형 컨버터에 적용되는 기본회로도를 그림 1(a)에 나타낸다. 컨버터의 초퍼방식은 제어회로와 제어기법이 간단한 전류불연속 제어방식이 많이 채택된다. 전류불연속 모드 제어방식은 그림 2의 예시도와 같이 승압용 인덕터의 전류를 불연속으로 제어하는 방식으로 스위치의 시비율 일정제어에 의해 입력전류를 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파 형태로 만들어 역률을 개선시킨

다. 또한 전류불연속 제어에 의한 스위치의 턴-온 동작은 영전류로 소프트 스위칭되는 장점도 주어진다. 그러나 스위치의 턴-오프 동작은 인덕터 전류의 최대치에서 스위칭되는 하드 스위칭으로 되어 스위치의 손실을 발생시킨다. 컨버터들은 이를 개선하기 위해 스너버 회로를 이용하여 보완하지만 스위칭 손실에 상당하는 스너버 손실이 발생되어 컨버터의 효율이 감소되는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이를 개선시키기 위해 그림 1(b)와 같이 스너버 회로를 공진회로로 설계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여 고역률 고효율로 동작되는 컨버터를 제안한다.



(a) 기존의 고역률 승압형 컨버터



(b) 제안된 고역률 고효율 승압형 컨버터

그림 1. 고역률 승압형 AC-DC 컨버터

Fig. 1. Boost AC-DC converters of high power factor

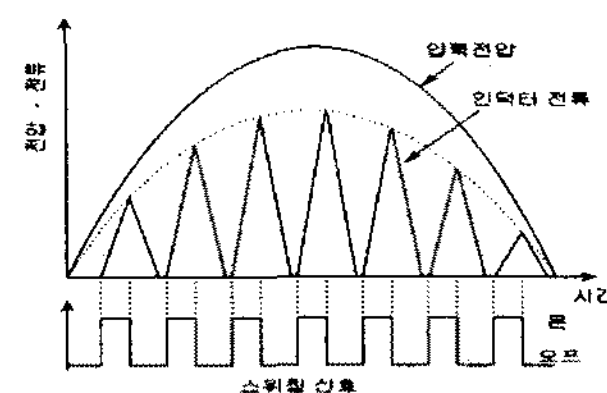


그림 2. 전류불연속 제어에 의한 입력파형의 일례

Fig. 2. An example of input waveforms by discontinuous current control

제안된 고역률 컨버터의 동작원리를 설명하기 위해 스위칭 1주기(T_c)에 대한 동작모드별 등가회로를 그림 3에 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 $v_{in}(=V_m \sin \omega_s t)$ 에 대해 전파정류기

의 출력전압을 $v_r (= |V_m \sin \omega_s t|)$ 로 놓는다.

그림 4는 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 스위칭 주파수 40[kHz], 시비율 40[%]의 스위칭주기에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 파형을 각각 나타낸다.

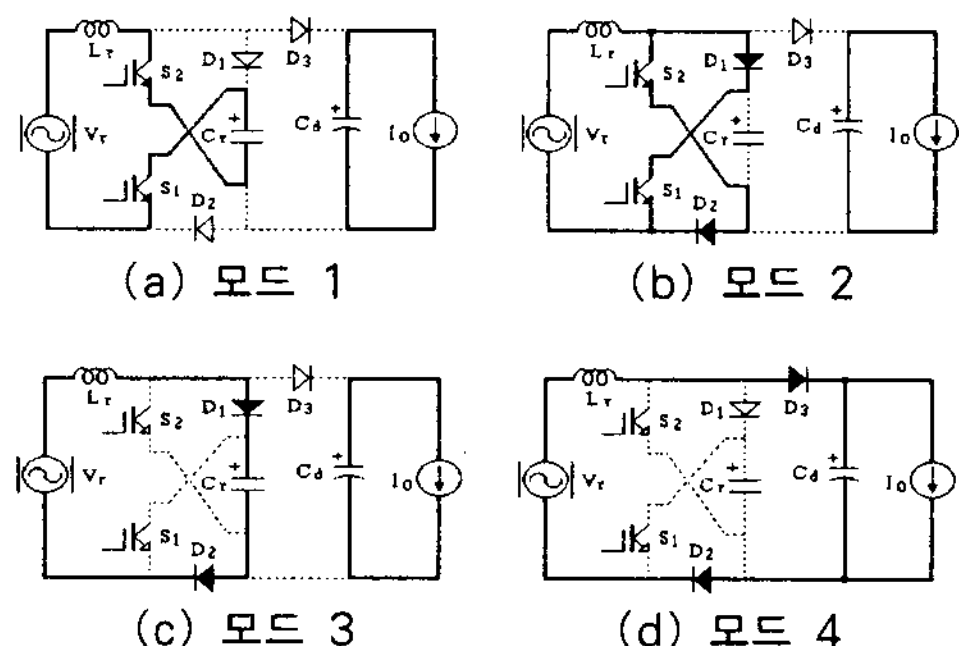


그림 3. 스위칭 1주기에 대한 동작모드별 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuits of operating modes in one cycle switching

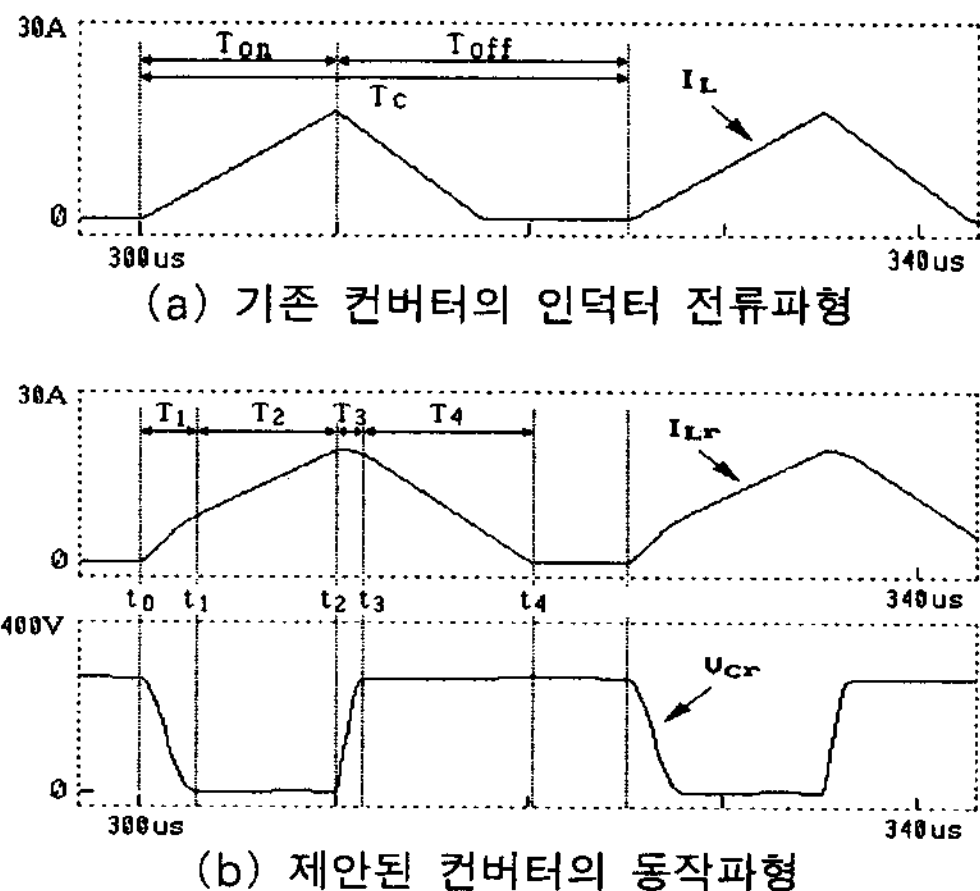


그림 4. 스위칭 주기에 대한 동작파형
Fig. 4. Operating waveforms in switching cycle

< 모드 1 : $T_1, t_0 \sim t_1$ >

시각 t_0 에서 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온하면, 그림 3 (a)와 같이 직렬공진 회로가 형성된다. 턴-온 직전의 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 영이므로 S_1, S_2 는 영전류 스위칭(ZCS : Zero Current Switching)으로 동작된다.

< 모드 2 : $T_2, t_1 \sim t_2$ >

모드 2는 커패시터 전압이 영으로 되어 다이오드

D_1, D_2 가 도통되는 모드이다. 제어 스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 전류는 D_1-S_1, S_2-D_2 의 두 회로로 분류되어 직선적으로 증가한다.

< 모드 3 : $T_3, t_2 \sim t_3$ >

시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 오프하면, 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.

< 모드 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. 이 모드는 인덕터 전류가 영으로 되면 끝나고, 다음의 스위칭 신호에 대기한다.

3. 입력전류 파형 및 고조파 분석

제안된 고역률 컨버터와 기존의 고역률 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 , 모드 1)의 공진전류에 의해 스위칭 주기 내 상승된 인덕터 전류 형태로 주어진다.

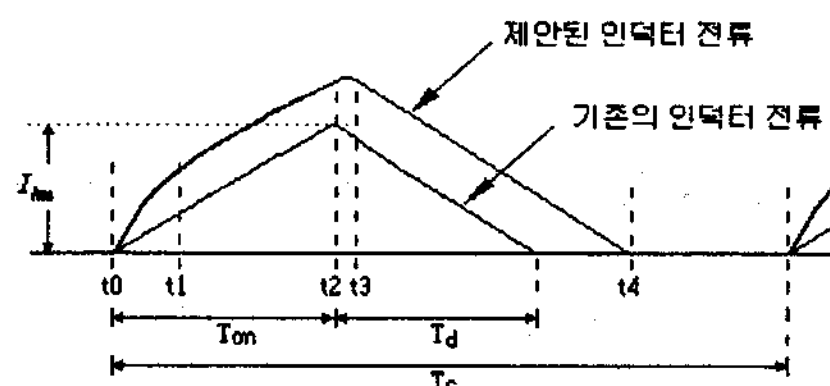


그림 5. 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류파형
Fig. 5. Waveforms of inductor current in one cycle switching

이것은 스위칭 턴-온 시 공진회로 동작에 의해 무손실 스너버 커패시터 C_r 의 에너지가 인덕터 L_r 에 인가된 것이다.

스위칭 1주기에 대한 이러한 인덕터 전류는 교류 입력전원의 주기 내에 그림 2와 같이 입력전압의 크기에 비례된 불연속 전류형태로 주어진다.

그 결과 스위칭 1주기에서 인덕터 전류가 더욱 큰

제안된 컨버터가 기존의 컨버터와 비교하여 입력전류의 파형이 개선되므로 고조파 저감에 의한 역률증대의 효과가 예측된다.

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

$$i_{in} = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} e^{j(mx+ny)} \quad (1)$$

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

여기서 $x=\omega_c t$, $y=\omega_s t$ 로써 ω_c 는 스위칭 각주파수, ω_s 는 입력전원의 각주파수이다. 푸리에 계수 K_{mn} 을 분석하면 다음으로 주어진다.

- ㉠ 직류성분 ($m=0, n=0$): K_{00}
- ㉡ 기본파성분 ($m=0, n=1$): K_{01}
- ㉢ 저차 고조파성분 ($m=0, n \geq 2$): K_{0n}
- ㉣ 스위칭 주파수 정수배성분 ($m \geq 1, n=0$): K_{m0}
- ㉤ 스위칭 주파수 사이드밴드 ($m \geq 1, n \neq 0$): K_{mn}

위 식에서 입력전류는 기본파성분, 저차 고조파성분 그리고 스위칭 주파수 관련 성분으로 주어진다. 여기서 전원주파수와 스위칭 주파수의 비는 매우 크므로 스위칭 주파수 관련 성분(㉣, ㉤)은 적당한 입력필터로 제거가 가능하다. 그러므로 스위칭 주파수의 정수배와 사이드밴드 성분을 제외한 입력전류 파형은 다음 식으로 정리된다.

$$i_{in} = \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{0n} e^{jny} \quad (3)$$

$$K_{0n} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{Lr}(x,y) dx \right\} e^{-jny} dy = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \{ I_{Lr}(y) \} e^{-jny} dy \quad (4)$$

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} 와 인덕터의 에너지 방출시간 T_d 는 다음 식으로 구해진다.

$$I_{hm} = \frac{v_r}{L_r} T_{on} \quad (5)$$

$$T_d = \frac{I_{hm} L_r}{V_{cd} - v_r} = \frac{v_r}{V_{cd} - v_r} T_{on} \quad (6)$$

그러므로 인덕터 전류평균값 $I_{h,Lr}$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$I_{h,Lr} = \frac{1}{2T_c} I_{hm} (T_{on} + T_d) = \frac{1}{2} \frac{V_{cd}}{L_r} \frac{v_r}{V_{cd} - v_r} \frac{T_{on}^2}{T_c} \quad (7)$$

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

$$I_{h,Lr} \cong \frac{D_c^2}{2f_c L_r} v_r + \frac{D_c^2}{2f_c L_r V_{cd}} v_r^2 \quad (8)$$

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

$$I_{h,Lr} \cong \left(\frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} \right) \sin \omega_s t - \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} \sin 3\omega_s t \quad (9)$$

위 식의 근사도는 전압변환율 $M (= V_{cd}/V_m) \geq 2$ 에 대해 10[%]이하의 오차를 가진다. 식 (9)에서 기존 컨버터의 입력전류 왜형의 주된 원인은 3고조파에 의한 것이라 할 수 있다.

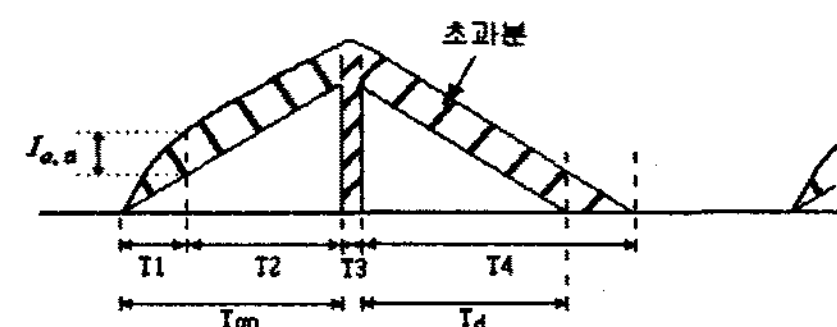


그림 6. 인덕터 전류초과분
Fig. 6. Inductor excess current

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

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

$$Q_e = I_{e,n} (T_{on} + T_d) + C_r V_{cd} \quad (10)$$

여기서 $I_{e,n} = V_{cd} / X$, $X = \sqrt{L_r / C_r}$ 이다.

그러므로 인덕터 전류평균값 $I_{s,Lr}$ 은 식 (7), (8)과 식 (10)을 이용하여 구할 수 있다.

$$I_{s,Lr} = \frac{1}{T_c} \left\{ \frac{V_{cd}}{X} (T_{on} + T_d) + C_r V_{cd} + \frac{1}{2} I_{hm} (T_{on} + T_d) \right\} \quad (11)$$

$$I_{s,Lr} \cong \left(\frac{D_c}{X} + \frac{D_c^2}{2f_c L_r} \right) v_r + \frac{D_c^2}{2f_c L_r V_{cd}} v_r^2 + \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \quad (12)$$

$$I_{s,Lr} \cong \left(\frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} + \frac{D_c V_m}{X} \right) \sin \omega_s t - \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} \sin 3\omega_s t + \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \quad (13)$$

식(13)의 3항은 구형파이므로, 제안된 컨버터의 입력전류 i_m 는 식 (3), (4)를 이용하여 기본파성분 I_{s1} , 3고조파성분 I_{s3} , 그 외 고조파성분 i_{sh} 로 분리하여 각각 구하면 다음 식으로 된다.

$$I_{s1} = \left\{ \frac{3D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} + \frac{D_c^2 V_m}{2f_c L_r} + \frac{D_c V_m}{X} + \frac{4}{\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \right\} \quad (14)$$

$$I_{s3} = - \left\{ \frac{D_c^2 V_m^2}{8f_c L_r V_{cd}} - \frac{4}{3\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd} \right\} \quad (15)$$

$$i_{sh} = \frac{4}{n\pi} \left(\frac{D_c}{X} + f_c C_r \right) V_{cd}, \quad n = 5, 7, 9, \dots \quad (16)$$

위 결과식에서 제안된 컨버터의 입력전류는 기존

컨버터의 식 (9)와 비교하면, 기본파성분은 증대되고 고조파성분이 감소된 해석적 결과를 얻는다. 그림 7과 그림 8은 시비율의 변화에 대한 입력전류의 기본파성분과 3고조파성분의 관계를 나타낸다. 실험회로 구성은 전력용량 1[kW]급, 입력 AC100[V] 60[Hz]로 측정에 사용된 회로정수 및 특성은 표 1과 같다.

표 1. 회로정수
Table 1. Circuit parameters

구성요소	규격	특성
전력용스위치 (S ₁ , S ₂)	IGBT 1MBH40-60	VCE=600[V], Ic=40[A] Toff=640[ns](20[kHz])
전력용다이오드 (D ₁ , D ₂ , D ₃)	FRD타입 ERD60-100	Vr=1000[V], Ir=60[A] Trr=3.0[μs](20[kHz])
공진인덕터 L _r	50[μH]	Mn-Zn페라이트코아 공극 : 0.5[mm]
공진커패시터 C _r	30[nF]	다층 세라믹 재질, 양방향성
평활커패시터 C _d	1000[μF]	전해질, 단방향성
부하저항 R _d	100[Ω]	전동부하
스위칭주파수 f _c	40[kHz]	TMS320c50프로세서 드라이브

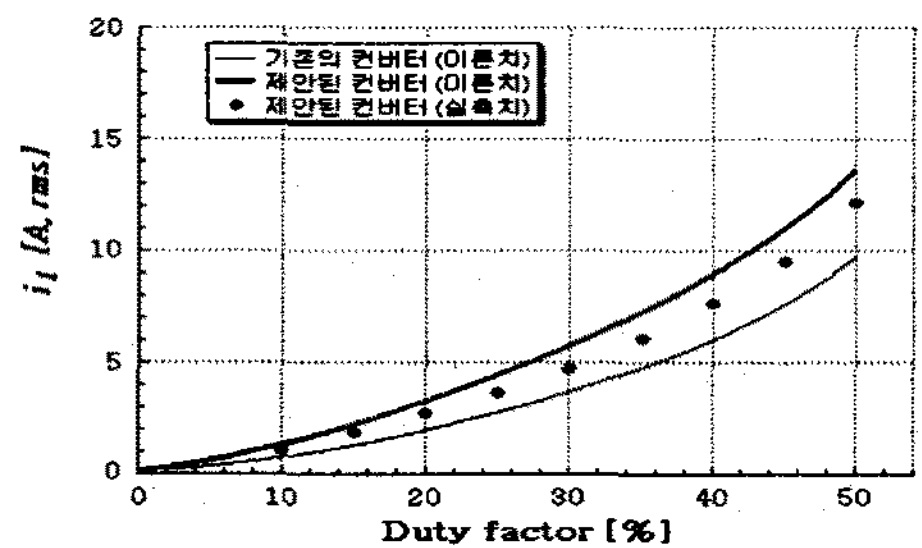


그림 7. 시비율에 대한 입력전류 기본파성분의 변화
Fig. 7. Relationship between i_1 and D_c

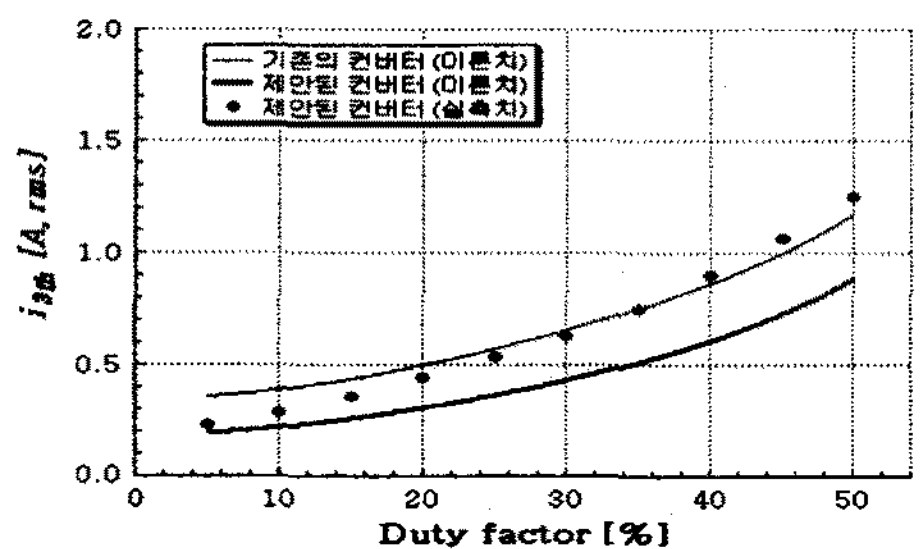


그림 8. 시비율에 대한 입력전류 3고조파성분의 변화
Fig. 8. Relationship between i_{3th} and D_c

그림 9에는 시비율 변화에 대한 전고조파율

(THD)의 변화를 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대해 각각 나타낸다. 여기서 고조파분석은 9차 고조파까지 고려한 것이다.

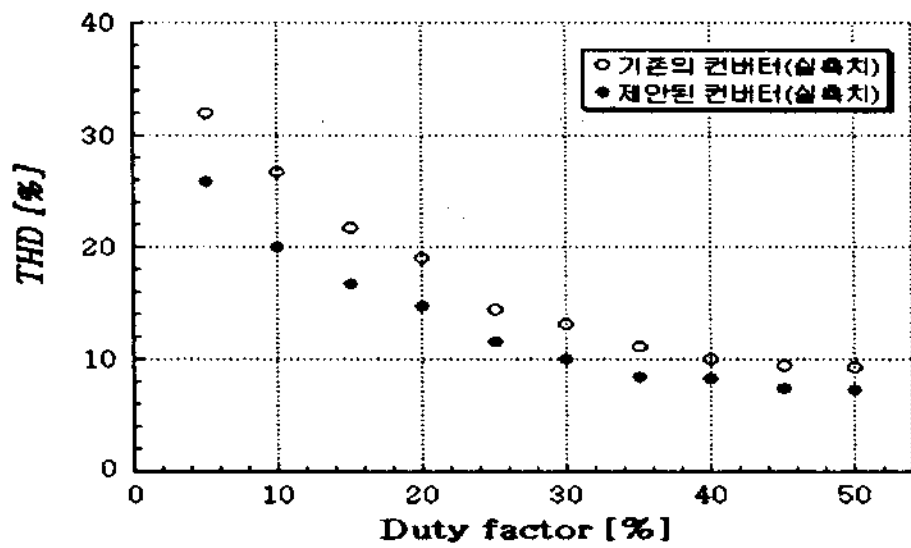


그림 9. 시비율에 대한 전고조파율의 변화
Fig. 9. Relationship between THD and D_c

그림 10은 기존의 컨버터와 제안된 컨버터에 대해 시비율 40[%]의 스위칭 주기에 대한 인덕터 전류파형을 나타내고 있으며, 또한 제안된 컨버터의 직류 출력전압 V_{cd} 파형을 그림 11에 주어진다.

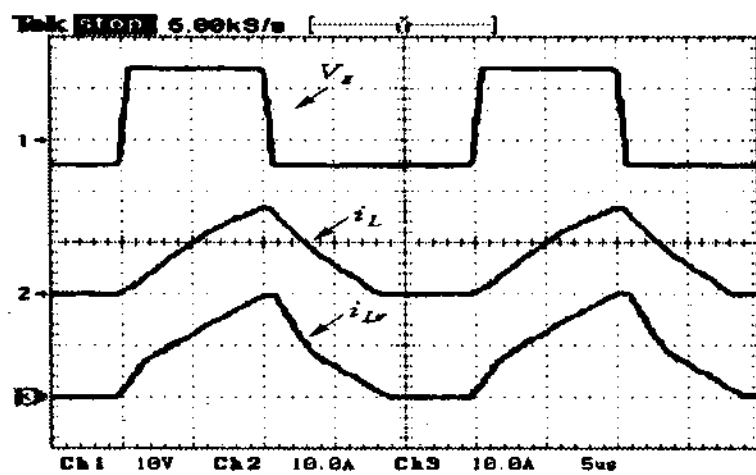


그림 10. 스위칭 주기에 대한 인덕터 전류파형
Fig. 10. Inductor current waveform in switching

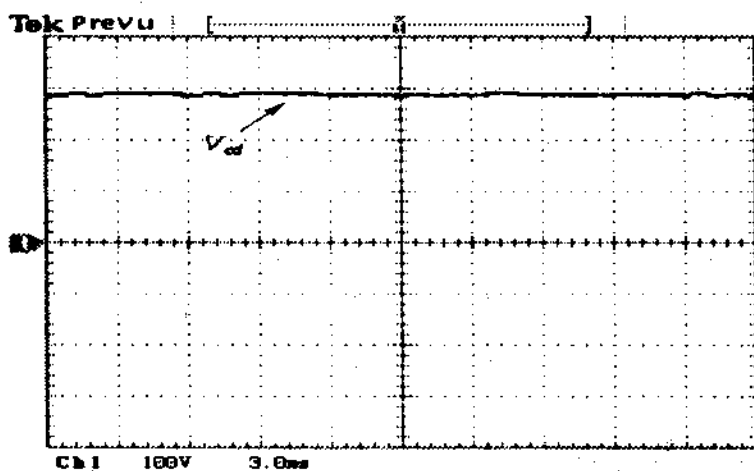
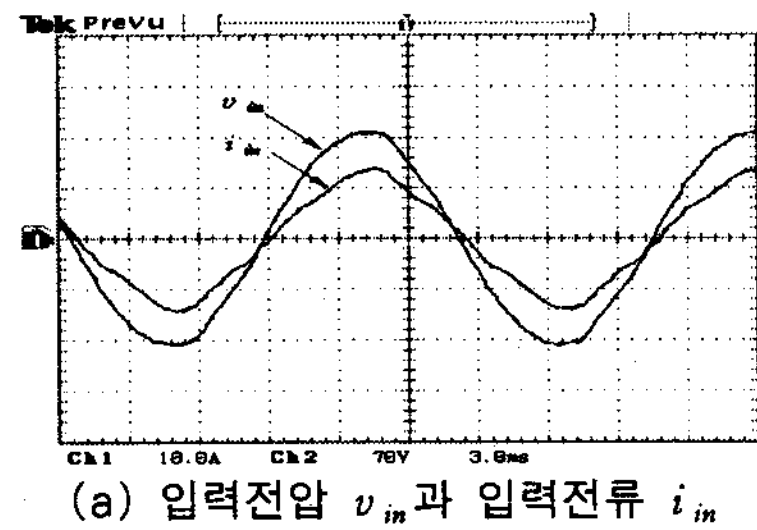


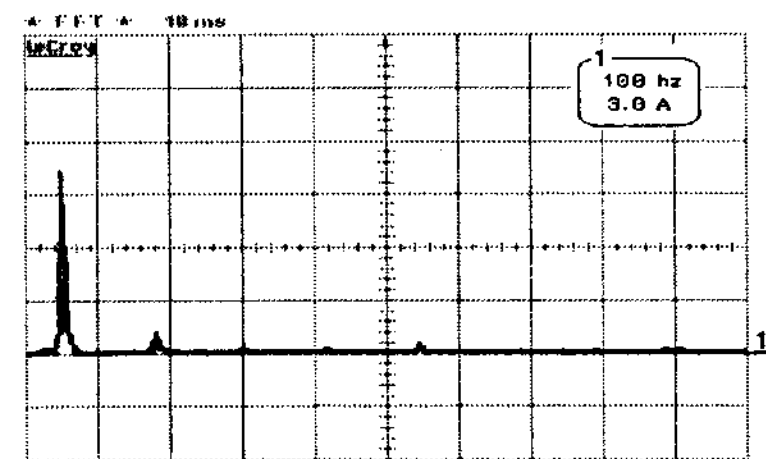
그림 11. 제안된 컨버터의 출력전압
Fig. 11. output voltage of proposed converter

그림 12와 그림 13은 제안된 컨버터와 기존 컨버터의 입력전압 v_{in} , 입력필터를 통한 입력전류 i_{in} 의 파형과 입력전류에 대한 주파수 스펙트럼을 각각 나

타낸다. 입력단 필터를 통한 입력전류의 파형에 있어, 제안된 컨버터가 기존의 컨버터보다 기본파성분은 증대되고 고조파성분이 감소된 결과를 보인다.

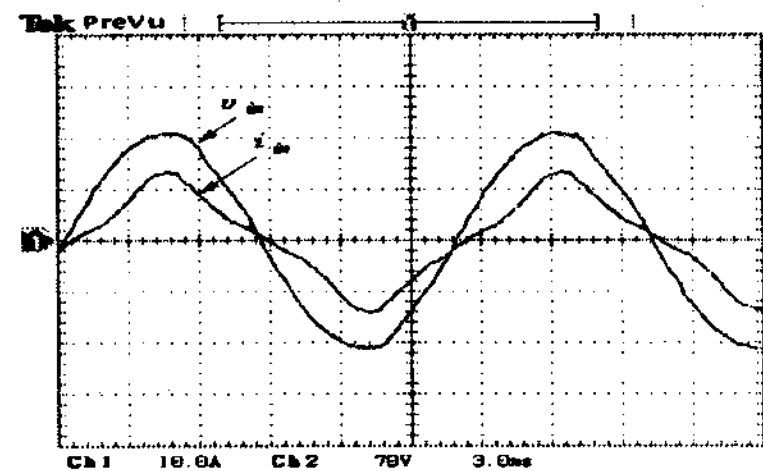


(a) 입력전압 v_{in} 과 입력전류 i_{in}

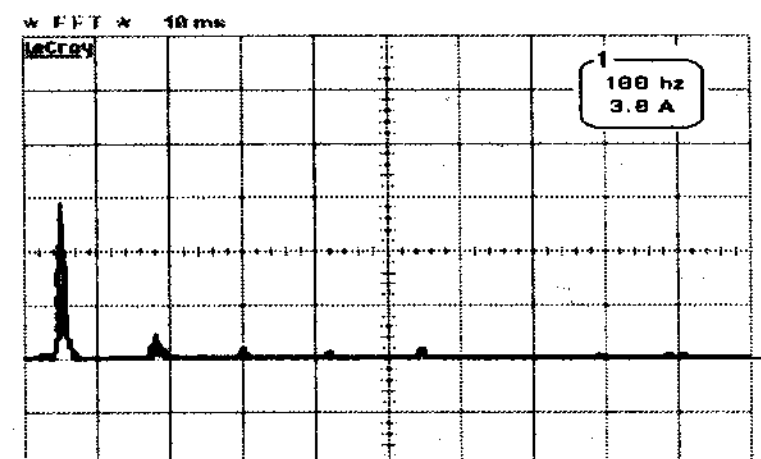


(b) 입력전류 i_{in} 의 주파수 스펙트럼

그림 12. 제안된 컨버터의 입력파형
Fig. 12. Input waveform of proposed converter



(a) 입력전압 v_{in} 과 입력전류 i_{in}



(b) 입력전류 i_{in} 의 주파수 스펙트럼

그림 13. 기존의 컨버터의 입력파형
Fig. 13. Input waveform of conventional converter

제안된 컨버터와 기존의 컨버터에 대해 시비율 변

화에 대한 입력역률의 측정결과를 그림 14에 주어진 다. 제안된 컨버터가 시비율의 증가에 따른 높은 입력역률을 보인다. 제안된 컨버터에 대한 상기의 개선된 측정결과들은 제안된 컨버터의 무손실 스너버 커패시터에 충전된 에너지가 손실없이 전원측으로 유입되어 입력전류의 파형 개선과 고조파 저감의 효과에 의한 것이다.

그림 15는 제안된 컨버터와 기존의 컨버터에 대한 부하용량 변화에 따른 효율 측정결과를 나타낸다. 소프트 스위칭으로 동작되는 제안된 컨버터가 스너버 회로를 적용한 기존의 컨버터보다 상당한 효율증대를 보인다.

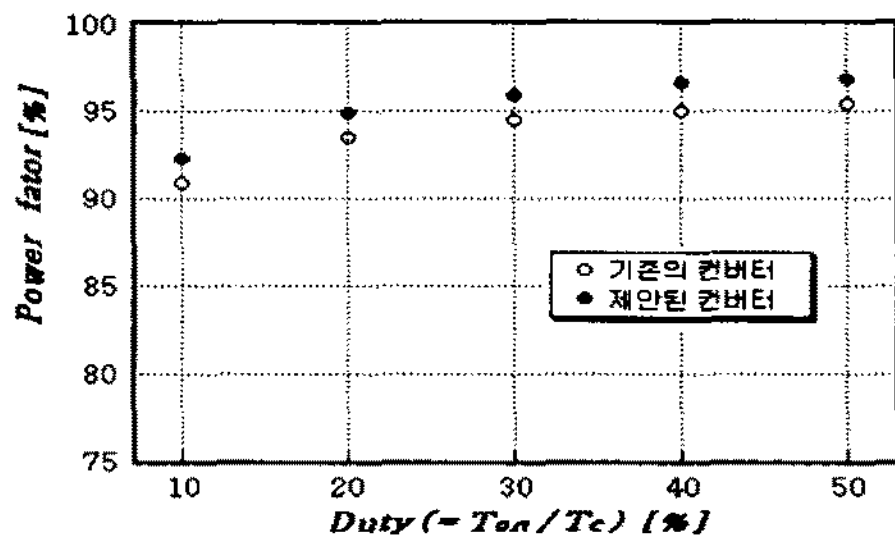


그림 14. 입력역률 측정비교
Fig. 14. Measured power factor comparison

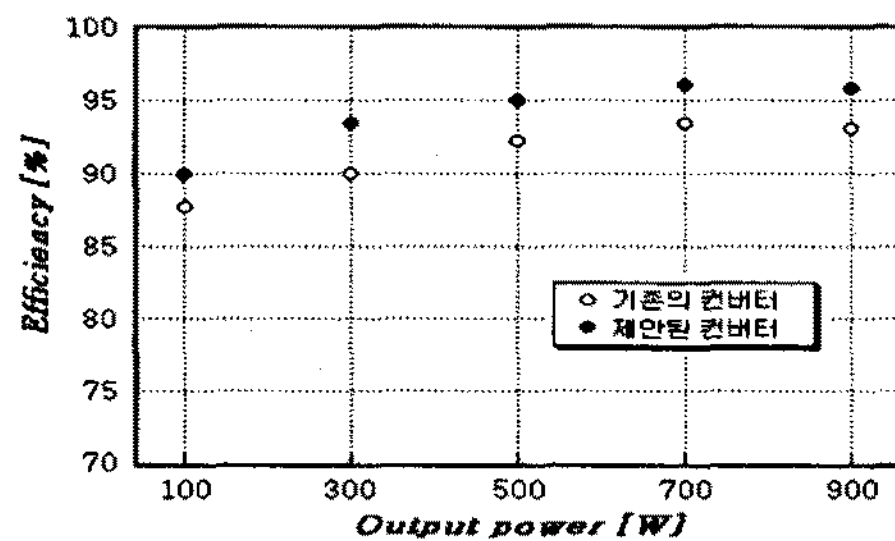


그림 15. 효율 측정비교
Fig. 15. Measured efficiency comparison

4. 결 론

본 논문에서는 새로운 고역률 승압형 AC-DC 컨버터를 제안하여 기존의 고역률 승압형 컨버터와 비교 검토하였다. 제안된 컨버터는 기존의 컨버터에 스위치 보호용으로 사용되는 스너버 회로를 소프트 스위칭을 위한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여, 회로구조가 간단하였으며 제어방식이 용이하였

다. 그리고 소프트 스위칭에 의해 기존의 컨버터에 나타나는 스너버 손실이 없어 컨버터의 효율을 증대시켰다. 특히 제안된 컨버터는 출력용량의 증가와 더불어 기존 컨버터와 비교해서 효율의 차이가 크게 나타났다.

또한 제안된 컨버터는 전류 불연속모드의 시비율 일정 제어에 의해 입력전류를 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파상으로 만들어 입력역률을 상승시켰으며, 더욱이 공진용 스너버 커패시터의 축적된 에너지의 입력측 유입으로 인한 입력전류를 상승시켰다. 이 상승된 초과분에 의해 기존의 고역률 컨버터와 비교하여 저차 고조파성분이 감소되어 역률의 증대효과를 가졌다.

제안된 고역률 컨버터의 이론적 해석들을 배경으로 입력전류의 파형에 대해 상세히 분석되었으며 입력전류의 고조파성분에 대해 기존의 컨버터와 비교되어 해석되었다.

References

- [1] B. Williams, "Design of feedback loop in unity power factor ac to dc converter", IEEE PESC, Conf. Rec. pp. 959-964, 1989.
- [2] M. C. Chahem, K. AL-Haddad, G. Roy, "A New Single phase Buck-Boost Converter with Unity Power Factor", IEEE IAS Conf. Rec. pp. 785-792, 1993.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] B. Feng, D. Xu, "1-kW PFC Converter With Compound Active-Clamping", IEEE Trans. on PE, Vol. 20, No. 2, pp. 324-331, 2005.
- [6] D. K. Kwak, 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.

◇ 저자소개 ◇

곽동걸 (郭東杰)

1964년 11월 11일생. 1990년 경남대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 한국전기연구소 기술원. 1997년 거창기능대학 전기계측제어과 전임 강사. 1998년~현재 한중대 전기전자공학과 조교수.