논 문
58-7-14

절연형 고효율 PFC AC-DC 컨버터에 관한 연구

A Study on PFC AC-DC Converter of High Efficiency added in Electric Isolation

곽 동 걸† · 김 상 훈*
(Dong-Kurl Kwak · Sang-Hoon Kim)

Abstract - This paper is studied on a novel power factor correction (PFC) AC-DC converter of high efficiency by soft switching technique. The input current waveform in the proposed converter is got to be a sinusoidal form composed of many a discontinuous pulse in proportion to the magnitude of a ac input voltage under the constant switching frequency. Therefore, the input power factor is nearly unity and the control method is simple. The proposed converter adding an electric isolation operates with a discontinuous current mode (DCM) of the reactor in order to obtain some merits of simpler control, such as fixed switching frequency, without synchronization control circuit used in continuous current mode (CCM). To achieve the soft switching (ZCS or ZVS) of control devices, the converter is constructed with a new loss-less snubber for a partial resonant circuit. It is that the switching losses are very low and the efficiency of the converter is high. Particularly, the stored energy in a loss-less snubber capacitor recovers into input side and increases input current from a resonant operation. The result is that the input power factor of the proposed converter is higher than that of a conventional PFC converter. This paper deals mainly with the circuit operations, theoretical, simulated and experimental results of the proposed PFC AC-DC converter in comparison with a conventional PFC AC-DC converter.

Key Words : PFC AC-DC converter, DCM and CCM, Loss-less snubber, Soft switching, Partial resonant circuit

1. 서 론

최근 태양광 발전, 풍력발전, 연료전지 등 신재생 에너지의 개발과 더불어 전력품질 개선을 위한 사회적 관심도가 증대되고 있다. 특히 AC를 DC로 변환하는 전력변환 장치에서 일반적으로 커패시터 입력형 정류회로가 많이 사용되어져 왔다. 이러한 회로의 입력전류는 입력전압의 피크 부분에서 흐르는 펄스형으로 되어 입력역률이 낮으며 많은 고조파성분이 포함된 전류로 전원계통에 나쁜 영향을 주게 되어 심각한 문제가 된다[1]. 이러한 관점에서 정류회로의 역률개선과 고조파제어 등의 파형개선이 중요한 과제로 주어진다[2, 3]. 이를 해결하기 위해 AC 입력단 정류회로에 강압, 승압 또는 승강압 초퍼를 접속해서 입력전류를 정현파상으로 제어하여 파형개선을 이루고 입력역률을 단위역률로 개선하는 역률개선형(PFC) 컨버터들이 많이 연구되고 있다[3-5]. 또한 전력변환 장치의 입력측과 출력측 전압이득의 조절이나 전기적인 분리(isolation)를 위하여 변압기를 추가한 절연형 PFC 컨버터가 현재 보급되고 있다. 그러나 이들 컨버터들은 구성소자들의 수가 증대되거나 제어스위치들의 하드 스위칭 동작에 의해 변환기의 효율을 상당히 감소시키고, 각부에 사용된 스위치들의 제어기법이 복잡하고 난이한 문제점들이 나타난다.

역률개선형 컨버터들은 스위치의 PWM(pulse width modulation) 제어에 의해 실현되고, PWM 제어에 의해 승강압용 인덕터에 흐르는 전류는 연속모드(CCM) 또는 불연속모드(DCM)로 제어된다. 전류불연속모드 제어방식은 인덕터 전류를 불연속으로 제어하는 방식으로 인덕터 전류를 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파상으로 만들어 입력역률을 개선시킨다[5-7]. 그리고 일정한 스위칭 주파수 동작이 가능하므로 전류연속모드 제어방식과 비교하여 제어기법과 제어회로가 간단하고, 전류연속모드 제어방식에서 사용되는 센서전류 동기화 제어회로가 불필요한 장점이 주어진다. 또한 전류불연속 제어로 인해 사용된 제어스위치의 턴-온 동작은 인덕터 전류가 영전류에서 스위칭(ZCS)되어 스위칭 손실이 없는 이점이 있다. 그러나 스위치의 턴-오프 동작은 스위칭 시점의 최대 인덕터 전류에서 동작하는 하드 스위칭으로 되어 고주파 스위칭과 더불어 스위칭 손실과 스위치 스트레스가 증대되는 문제점이 있다.

이를 개선하기위해 본 논문에서는 제어스위치 주위에 부분공진 회로를 적용한 소프트 스위칭 즉, ZVS(zero voltage switching) 또는 ZCS(zero current switching)로 스위치를 동작시키는 회로 토폴로지를 개발하고 제안한다. 부분공진 회로는 기존 컨버터의 스위치 보호용으로 이용되는 스너버 회로를 공진회로로 설계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여 제어스위치들의 소프트 스위칭을 이룬다[8]. 그 결과 컨버터의 회로구성이 간소화되고 컨버터의 효율이 증대된다. 또한 제안한 컨버터의 제어스위치들은 전류불연속모드

† 교신저자, 정회원 : 강원대 방재전문대학원 교수 · 공박
E-mail : dkkwak@kangwon.ac.kr
* 정 회 원 : 강원대 전기전자공학부 교수 · 공박
접수일자 : 2009년 3월 23일
최종완료 : 2009년 5월 13일

로 동작되어 제어회로와 제어방식이 간단하고, 공진회로는 지속적인 공진동작이 아닌 스위칭 동작에서 부분적인 공진 동작을 가지게 되어 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 저감시키는 장점이 있다. 더욱이 공진소자로 이용되는 무손실 스너버 커패시터는 축적된 에너지를 입력측으로 유입시켜 입력전류를 상승시킨다. 이것은 기존의 PFC 컨버터와 비교하여 고조파 저감과 입력역률을 더욱 증대시키는 효과를 가진다.

2. 절연형 PFC AC-DC 컨버터

2.1 기존의 절연형 PFC AC-DC 컨버터의 고찰

기존에 많이 사용되는 절연형 PFC AC-DC 컨버터를 그림 1에 나타낸다. 기존 PFC 컨버터는 에너지 축적용 인덕터 L을 이용하여 스위치의 PWM 제어에 의해 실현된다. PWM 제어에 의해 승강압용 인덕터에 흐르는 전류는 연속모드(CCM) 또는 불연속모드(DCM)로 제어된다. 전류연속모드 제어방식은 인덕터 전류를 검출하고 정현파 기준(reference) 전류와 비교하여 스위치 S에 의한 입력전류를 정현파상으로 제어하는 방식으로써, 그 제어가 복잡하고 사용된 제어용 능동소자들은 높은 전압과 전류에서 동작되므로 소자들의 스트레스가 증대된다. 한편 전류불연속모드 제어방식은 그림 2와 같이 인덕터 전류를 불연속으로 제어하는 방식으로 일정 스위칭 주파수에 의해 정현파 입력전압의 크기에 비례한

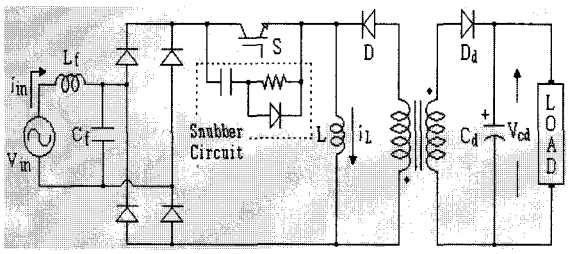


그림 1 기존의 절연형 PFC AC-DC 컨버터

Fig. 1 A conventional PFC AC-DC converter with electric isolation

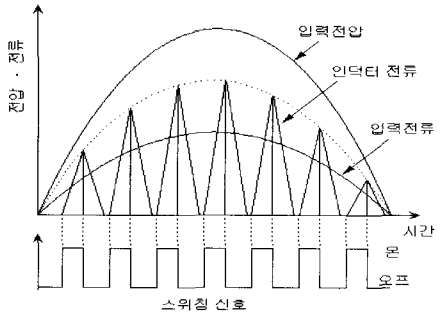


그림 2 전류불연속모드 제어에 의한 전압과 전류파형

Fig. 2 Waveforms of voltage and current with DCM

불연속적인 펄스열의 정현파상으로 만들어 역률을 개선시키는 방식으로 제어방식이 간단하고, 스위치의 턴-온 동작은 영전류에서 이루어져 스위치의 턴-온 손실이 없는 장점이 있다. 또한 고주파 스위칭 동작이 가능하여 필터 설계를 소형화할 수 있다. 그러나 스위치의 턴-오프 동작은 스위칭 시점의 최대 인덕터 전류에서 동작하는 하드 스위칭으로 되므로 고주파 스위칭과 더불어 스위치 손실과 스트레스가 증대되는 문제점이 있다. 이를 보완하기위해 일반적으로 스위치 양단에 그림 1과 같이 스너버(snubber) 회로를 사용하여 스위치를 보호하지만 이에 상당한 스너버 손실로 인한 컨버터의 효율을 감소시키는 요인이 된다. 이를 개선하기위해 제어스위치 주위에 공진회로를 적용한 소프트 스위칭 즉, ZVS 또는 ZCS로 스위치를 동작시키는 회로 토폴로지들이 많이 연구되고 있다[4-7]. 그 결과 전력변환기는 스위칭 손실이 감소하여 변환기의 효율을 증대시킨다. 그러나 이들 소프트 스위칭 회로들은 변환기의 스위치 단에 공진회로의 기법을 적용시킨 것으로 사용된 리액터 및 제어소자의 수가 증가하고 스위칭 시퀀스와 제어방식이 복잡한 문제점이 나타난다.

2.2 제안한 절연형 고효율 PFC 컨버터의 회로 토폴로지

기존의 절연형 PFC 컨버터에서 나타나는 효율감소의 문제점을 해결하고, 더욱 높은 역률을 얻을 수 있는 제안한 절연형 고효율 PFC 컨버터를 그림 3에 나타낸다.

회로구성은 기존의 절연형 PFC 컨버터의 입력측과 부하측 사이에 승강압과 소프트 스위칭(ZCS, ZVS)을 위한 부분공진 회로부를 접속한다. 부분공진 회로부는 승강압용 인덕터 L_r과 기존의 스위치 보호용으로 이용되는 스너버 회로의 스너버 커패시터 C_r과 제어소자들로 구성된다.

제안한 컨버터는 PWM제어에 의해 출력전압이 조정되고, 일정 스위칭 주파수에 의한 전류불연속 모드로 동작되어 인덕터 전류는 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파상으로 되어 역률을 개선시킨다. 그리고 사용된 제어스위치 S_1, S_2의 턴-온, 턴-오프 동작은 소프트 스위칭으로 되어 변환기의 효율을 증대시킨다. 공진용 소자로 이용된 스너버 커패시터 C_r은 축적된 에너지를 손실 없이 입력측으로 유입시켜 무손실 스너버 커패시터로 동작되고, 입력전류를 상승시키게 된다. 그 결과 입력전류의 고조파 성분이 감소되어 기존의 PFC 컨버터와 비교하여 역률을 더욱 증대시키는 특징을 가진다.

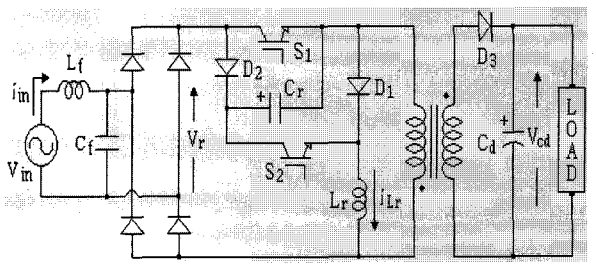


그림 3 제안한 절연형 고효율 PFC AC-DC 컨버터

Fig. 3 A proposed PFC AC-DC converter of high efficiency with electric isolation

2.3 동작모드별 회로해석

그림 4는 스위칭 1주기(T_c)에 대한 동작모드별 등가회로를 나타내고 있으며 5가지 동작모드로 구분된다.

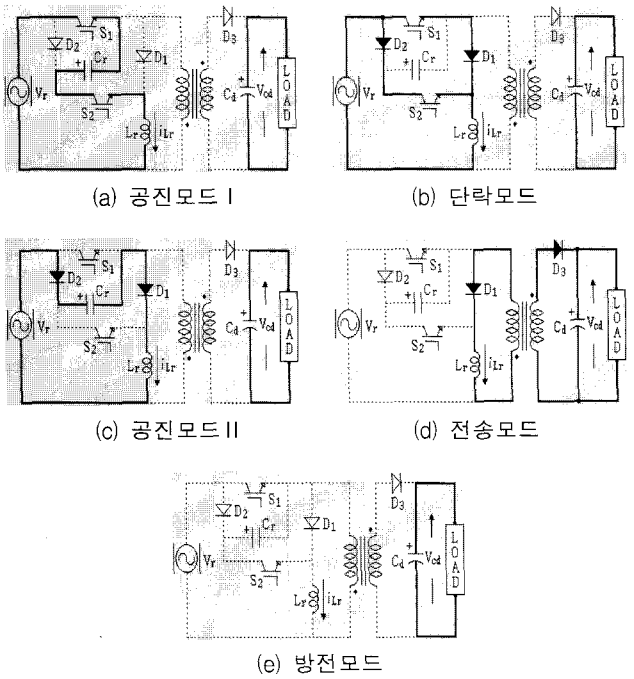


그림 4 스위칭 1주기에 대한 동작모드별 등가회로

Fig. 4 Equivalent circuits of operating modes in one cycle switching

교류 입력전압 v_{in}과 다이오드 전파정류기의 출력전압 v_r은 다음 식으로 놓는다.

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

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

부분공진 회로부의 초기조건으로 스위치 S_1, S_2는 오프이며, 공진 커패시터 C_r에는 정류기 출력전압 v_r과 출력측 평활 커패시터 전압 V_{cd}의 합($= v_r + V_{cd}$)으로 충전되어 있다.

공진모드 I (T_1, $t_0 \sim t_1$)

시각 t_0에서 스위치 S_1과 S_2를 동시에 턴-온하면, 회로경로는 v_{r+}-S_1-Cr-S_2-L_r-v_{r-}의 직렬 공진회로가 형성된다. 스위치 턴-온 직전의 인덕터 L_r에 흐르는 전류 i_{Lr}은 영이므로 스위치 S_1, S_2는 ZCS로 동작된다. 그리고 공진에 의해 정류기 출력전압 v_r과 커패시터 충전전압 v_{cr}과의 합이 인덕터 L_r에 인가되고 커패시터 C_r은 방전한다. 공진 인덕터의 저항을 무시하면, 커패시터의 전압 v_{cr}은 식 (3)과 같이 방전하고 인덕터에 흐르는 전류 i_{Lr}은 식 (4)와 같이 증가한다. 커패시터 전압이 영으로 되면 공진모드 I 은 끝나며, 식 (5)는 이 모드의 기간이고 식 (6)은 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$v_{cr} = (2v_r + V_{cd}) \cos\omega_r t - v_r \tag{3}$$

$$i_{Lr} = \frac{2v_r + V_{cd}}{X} \sin\omega_r t \tag{4}$$

$$\theta_1 = \omega_r T_1 = \cos^{-1}\frac{v_r}{2v_r + V_{cd}} \tag{5}$$

$$I_1 = \frac{1}{X}\sqrt{(2v_r + V_{cd})^2 - v_r^2} \approx \frac{2v_r + V_{cd}}{X} \tag{6}$$

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

단락모드 (T_2, $t_1 \sim t_2$)

단락모드는 커패시터 전압 v_{cr}이 영으로 되어 다이오드 D_1, D_2가 도통되는 모드이다. 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r의 전류는 S_1-D_1, D_2-S_2의 두 회로로 분류된다. 이 모드동안 인덕터 L_r은 에너지를 축적하며 인덕터 전류 i_{Lr}은 식 (7)과 같이 직선적으로 증가한다. T_2는 스위치 S_1, S_2가 오프하기까지의 시간으로 식 (8)과 같으며, 식 (9)는 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r}{L_r} t + I_1 \tag{7}$$

$$T_2 = T_{on} - T_1 \tag{8}$$

$$I_2 = \frac{v_r}{L_r} T_2 + I_1 \tag{9}$$

공진모드 II (T_3, $t_2 \sim t_3$)

시각 t_2에서 스위치 S_1, S_2를 오프하면, 인덕터 전류 i_{Lr}은 D_2-C_r-D_1을 통하여 흐르고 인덕터 L_r과 커패시터 C_r은 다시 직렬공진을 하여 C_r을 충전시킨다. 커패시터와 병렬로 배치된 스위치들의 턴-오프 동작은 공진초기에 커패시터의 전압이 영이므로 ZVS로 동작한다. 이 모드에서의 커패시터 전압 v_{cr}은 식 (10)과 같으며, 인덕터 L_r에 흐르는 전류 i_{Lr}은 식 (11)과 같다. 이 모드는 매우 짧으므로 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류는 I_2로 간주할 수 있다. 커패시터 전압이 $v_r + V_{cd}$로 될 때 이 모드는 끝나며, 이 모드의 기간은 식 (12)와 같다.

$$v_{cr} = v_r + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}\, I_a \sin(\omega_r t + \theta) \tag{10}$$

$$i_{Lr} = I_a \cos(\omega_r t + \theta) \tag{11}$$

$$T_3 = \frac{C_r (v_r + V_{cd})}{I_2} \tag{12}$$

여기서, $\theta = \sin^{-1}\left(-\dfrac{v_r}{\sqrt{v_r^2 + \dfrac{L_r}{C_r} I_2^2}}\right)$, $I_a = \sqrt{\dfrac{C_r}{L_r} v_r^2 + I_2^2}$ 이다.

전송모드 (T_4, $t_3 \sim t_4$)와 방전모드 (T_5, $t_4 \sim t_0$)

커패시터 C_r의 충전이 끝나면, 인덕터 전류는 다이오드 D_1과 D_3을 통하여 변압기 2차측과 부하측으로 전송된다. 이 모드에서 인덕터 전류 i_{Lr}은 식 (13)과 같이 직선적으로 감소

되고 부하측 커패시터 C_d를 충전시키게 된다. 전송모드는 인덕터 전류가 영으로 되면 끝나고, 커패시터 C_d의 방전모드가 유지된다. 또한 제어스위치들은 다음의 턴-온 동작에 대기한다. 전송모드의 기간 T_4는 식 (14)로 주어진다.

$$i_{Lr} = -\frac{V_{cd}}{L_r} t + I_2 \tag{13}$$

$$T_4 = \frac{L_r}{V_{cd}} I_2 \tag{14}$$

3. 시뮬레이션 결과 및 검토

제안한 절연형 고효율 PFC AC-DC 컨버터의 동작특성을 확인하기위해 컴퓨터 시뮬레이션(PSpice)을 하였다. 시뮬레이션에 사용한 회로정수들을 표 1에 나타낸다. 제어스위치는 가변저항 스위치로 가정하고 그 외 소자는 이상적인 소자로 간주하였다. 제안한 컨버터의 스위칭 동작에 대한 각부의 시뮬레이션 동작파형을 그림 5에 나타낸다. 그림 5에는 듀티율 30%인 스위칭 1주기에 대한 공진회로의 인덕터 전류 i_{Lr}과 커패시터 전압 v_{cr}, 그리고 제어스위치의 양단전압 v_{s1}, v_{s2}와 전류 i_{s1}, i_{s2}의 동작파형 등을 각 모드별로 나타낸다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 회로정수

Table 1 Parameters of simulated circuit

입력전압 v_{in}	100V, 60Hz	평활 커패시터 C_d	1000μF
필터 인덕터 L_f	2mH	스위칭 주파수 f_c	40kHz
필터 커패시터 C_f	3μF	출력전압 V_{cd}	250V
공진 인덕터 L_r	50μH	부하저항 R_L	100Ω
공진 커패시터 C_r	50nF	변압기(권선비)	1 : 1

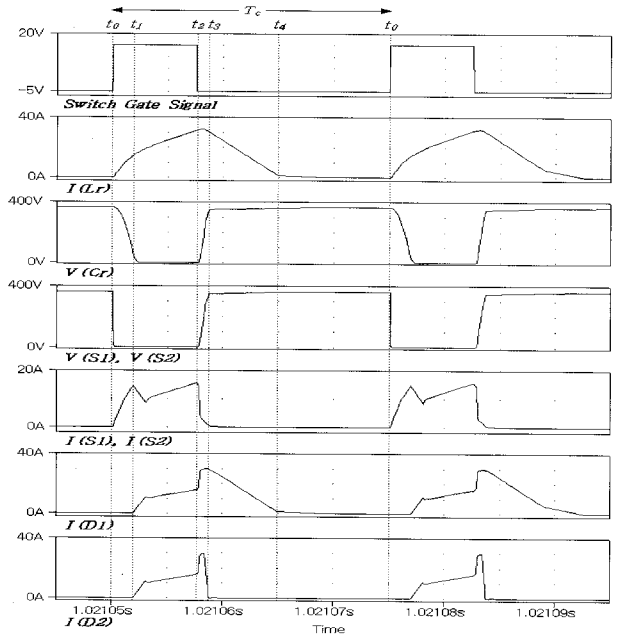
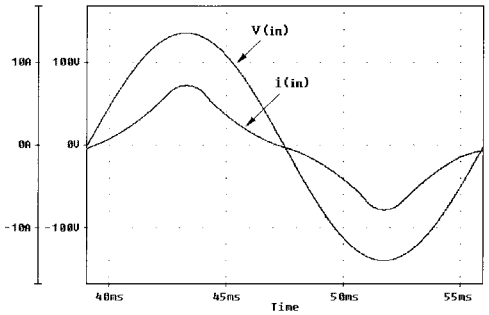


그림 5 스위칭 동작에 대한 시뮬레이션 파형

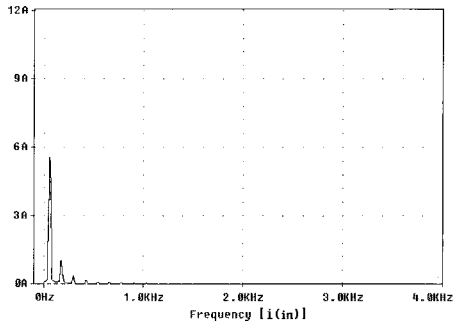
Fig. 5 Simulation waveforms with switching operation

시뮬레이션 결과파형을 검토해보면, 시각 t_0에서 스위치 S_1, S_2를 턴-온하면 LC 직렬 공진회로에 의한 커패시터 C_r이 방전을 시작하고 인덕터 L_r은 에너지를 축적하게 된다. 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2를 흐르는 전류 i_s는 인덕터 전류 i_{Lr}과 같고 스위치들은 ZCS로 동작된다. 시각 t_1에서 커패시터 전압 v_{cr}이 영으로 되면 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r의 전류는 직선적으로 증가하며 에너지를 축적한다. 이 시점의 인덕터 전류 i_{Lr}은 스위치 S_1과 S_2에 흐르는 전류의 합이 된다. 시각 t_2에서 스위치를 오프하면 다시 LC 직렬 공진회로에 의한 커패시터 C_r이 충전을 시작한다. 그리고 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 양단전압은 커패시터 전압 v_{cr}과 같고 스위치들은 ZVS로 동작한다. 시각 t_3에서 커패시터 전압 v_{cr}은 입력전압 v_r과 출력전압 V_{cd}의 합으로 되고, 인덕터 전류 i_{Lr}은 부하측으로 유입되어 직선적으로 감소하여 시각 t_4에서 영으로 된다. 또한 상기 결과파형에서 공진회로는 공진 1주기 동안 지속적으로 이루어지지 않고 스위치의 턴-온과 턴-오프에서 부분적인 공진동작을 볼 수 있으며, 이러한 부분공진 동작에 의해 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 줄인다. 이상의 컴퓨터 시뮬레이션 결과들은 앞서의 이론적 해석의 타당성을 입증한다.

그림 6과 그림 7은 기존의 PFC 컨버터와 제안한 PFC 컨버터에 대해 동일한 회로정수 및 조건에서 측정한 입력전압과 입력전류 파형, 그리고 입력전류에 대한 고조파 성분을 분석하기 위한 주파수 스펙트럼을 보인다.



(a) 입력전압과 입력전류



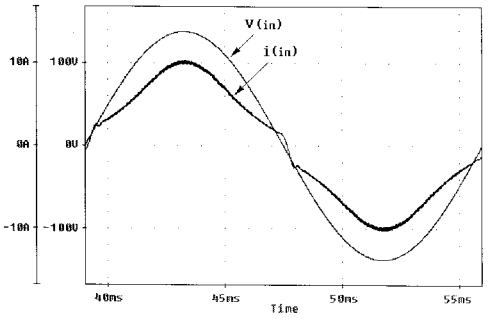
(b) i_{in}의 주파수 스펙트럼

그림 6 기존의 PFC 컨버터의 파형분석

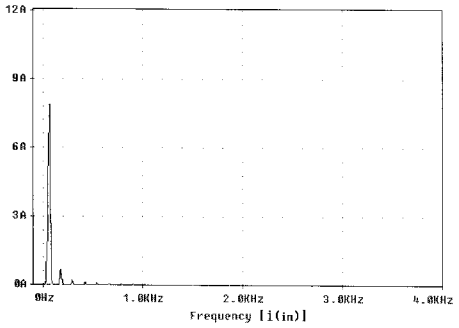
Fig. 6 Waveform analyses of conventional PFC converter

그림 6에서 기존의 PFC 컨버터의 입력전류 파형이 입력전압 파형의 제로 부근에서 감소된 것은 주파수 스펙트럼 분

석에서 제3고조파 성분 및 저차 고조파 성분이 많이 포함된 것이라 할 수 있다. 그러나 제안한 PFC 컨버터는 공진용 스너버 커패시터의 충전전류가 입력측으로 유입되어 인덕터에 인가되므로 그림 7처럼 입력전류는 입력전압 파형의 제로 부근에서 상승된 형태를 보이며 더욱 정현파에 가깝게 된다



(a) 입력전압과 입력전류



(b) i_{in}의 주파수 스펙트럼

그림 7 제안한 PFC 컨버터의 파형분석

Fig. 7 Waveform analyses of proposed PFC converter

4. 실험 결과 및 검토

실험회로 구성은 전력용량 1.0 kW급으로 하여 사용된 입력전원과 수동소자들의 변수들은 표 1에 주어진 값들을 기준하였다. 전력용 스위치는 IGBT(Fairchild사, HGT 1N40N 60A4D)를 사용하였고 다이오드는 고속 역회복용 FRD(NIE사, KSF30A60E)를 사용하였다. 제어스위치의 구동 스위칭 주파수는 40 kHz를 기준하여 DSP프로세서에 PWM 데이터 테이블을 작성하여 듀티율 변화에 따른 각부 동작파형들을 측정 검증하였다.

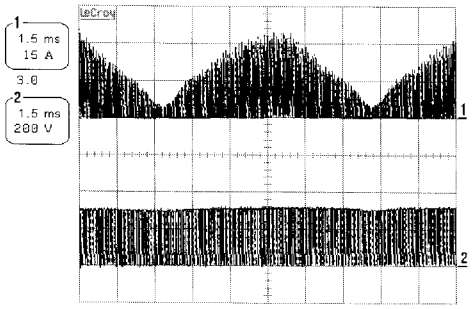
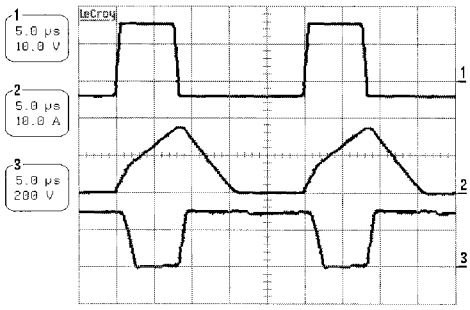


그림 8 인덕터 전류 i_{Lr}(1)과 커패시터 전압 v_{cr}(2)

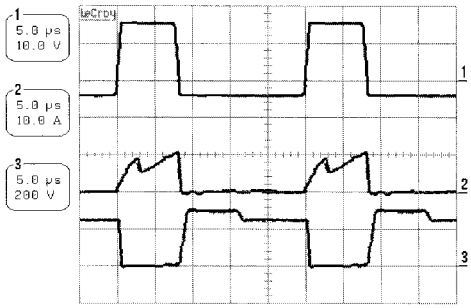
Fig. 8 Inductor current i_{Lr}(1) and capacitor voltage v_{cr}(2)

그림 8은 입력전원 주파수(60Hz)의 1주기에 대한 인덕터 전류 i_{Lr}과 커패시터 전압 v_{cr}을 나타낸다. 여기서 인덕터 전류는 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파상으로 나타난다.

그림 9는 부분공진과 소프트 스위칭동작을 확인하기위해 듀티율 30 %의 스위칭 1주기에 대한 인덕터 전류 i_{Lr}, 커패시터 전압 v_{cr}, 그리고 스위치 전류 i_s, 스위치 양단전압 v_s를 나타낸다. 그림 9(a)에서 공진동작은 공진 1주기 동안 지속적으로 이뤄지지 않고 스위치의 턴-온과 턴-오프에서 부분적인 공진동작을 볼 수 있으며, 이러한 동작에 의해 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 줄이고, 출력전류가 증가할 경우 공진손실이 감소된다. 그리고 그림 9(b)에서 제어스위치들은 부분공진 동작에 의해 영전류에서 턴-온되고 영전압에서 턴-오프되는 소프트스위칭 동작을 보인다. 이것은 무손실 스너버 회로가 적용된 제안한 PFC 컨버터가 기존의 하드 스위칭 PFC 컨버터와 비교하여 스위칭 손실이 적게 되어 컨버터의 효율을 증대시켰다. 또한 스위치들은 dv/dt, di/dt의 영향이 없으므로 EMI 등의 전자유도 잡음이 나타나지 않았다.



(a) 인덕터 전류 i_{Lr}(2)와 커패시터 전압 v_{cr}(3)

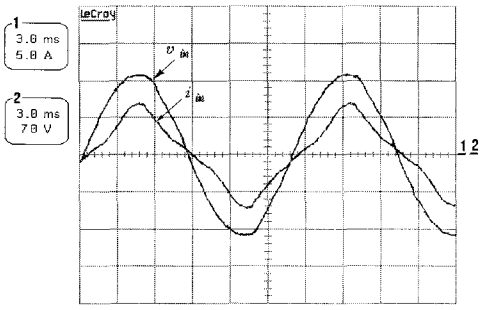


(b) 스위치 전류 i_s(2)와 스위치 양단전압 v_s(3)

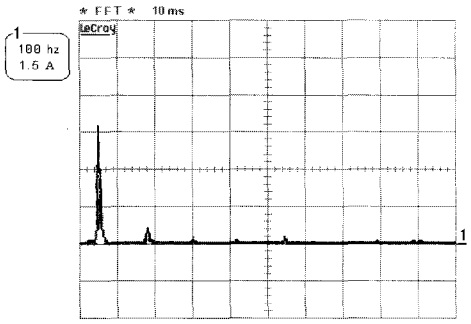
그림 9 스위치 제어신호(1)에 대한 각 부의 실험파형

Fig. 9 Experimental waveforms of each part for switching control signal(1)

입력전류 파형을 분석하기위해 그림 10과 그림 11에 기존의 PFC 컨버터와 제안한 PFC 컨버터의 입력필터를 통한 입력전류 i_{in}의 파형과 입력전류에 대한 주파수 스펙트럼을 각각 나타낸다. 제안한 PFC 컨버터가 기존의 PFC 컨버터보다 기본파성분은 증대되고 고조파성분이 감소된 결과를 보인다. 이상의 실험파형들은 스위칭 주파수 40 kHz, 듀티율 30 %에 대한 앞서의 시뮬레이션 결과와 잘 일치한다.



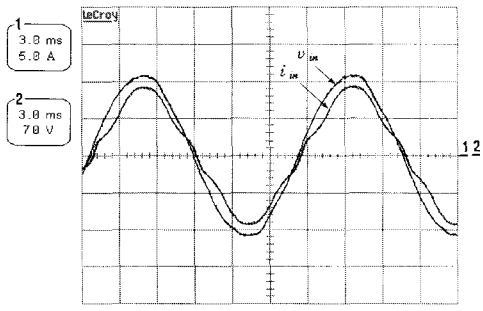
(a) 입력전압 v_{in}과 입력전류 i_{in}



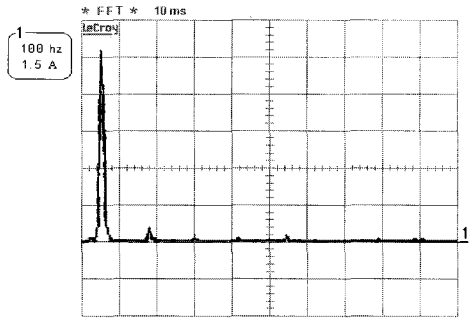
(b) 입력전류 i_{in}의 주파수 스펙트럼

그림 10 기존의 PFC 컨버터의 입력파형과 주파수 스펙트럼

Fig. 10 Input waveform and frequency spectrum of conventional PFC converter



(a) 입력전압 v_{in}과 입력전류 i_{in}



(b) 입력전류 i_{in}의 주파수 스펙트럼

그림 11 제안한 PFC 컨버터의 입력파형과 주파수 스펙트럼

Fig. 11 Input waveform and frequency spectrum of proposed PFC converter

제안한 PFC 컨버터와 기존의 PFC 컨버터에 대한 듀티율 변화에 따른 입력역률의 변화를 그림 12에 나타낸다. 제안한 컨버터가 듀티율의 증가에 따른 높은 입력역률을 보인다. 이것은 공진용으로 사용된 스너버 커패시터의 충전전류가 손실 없이 입력측으로 유입되기 때문이다. 그림 13은 제안한 PFC 컨버터와 기존의 PFC 컨버터에 대한 출력용량 변화에 따른 효율측정 비교를 나타낸다. 소프트 스위칭으로 동작되는 제안한 컨버터가 스너버 회로를 장착한 기존의 컨버터보다 상당한 효율증대를 보였다. 이것은 기존 컨버터의 경우 출력용량의 증가와 더불어 스너버 회로의 손실이 증대되었기 때문이다.

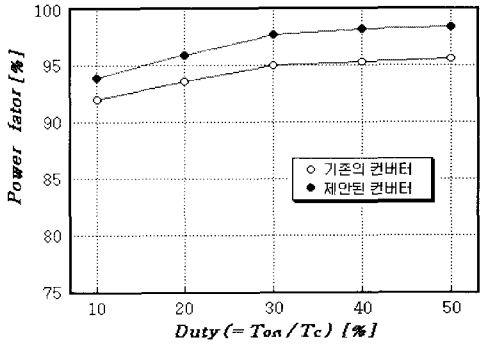


그림 12 듀티율 변화에 대한 입력역률의 변화

Fig. 12 Relationship between input power factor and duty cycle

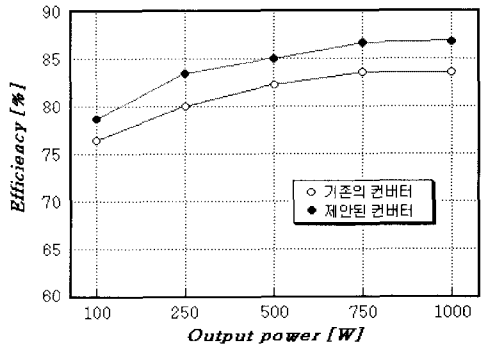


그림 13 효율측정 비교

Fig. 13 Measured efficiency comparison

5. 결 론

본 논문에서는 새로운 절연형 고효율 PFC AC-DC 컨버터를 제안하여 기존의 PFC AC-DC 컨버터와 비교 검토하였다. 제안한 PFC 컨버터는 기존의 PFC 컨버터에 스위치 보호용으로 사용되는 스너버 회로를 소프트 스위칭을 위한 부분공진 회로로 설계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여 회로구조가 간단하였으며, 일정 스위칭 주파수에 의해 제어방식 또한 용이하였다. 그리고 소프트 스위칭에 의해 기존의 컨버터에서 나타나는 스너버 손실이 없었으며, 공진회로는 지속적인 공진동작이 아닌 스위칭 동작 시에 부분적인 공진동작으로 인한 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 저감시켜 전력변환기의 효율을 증대시켰다. 더욱이 출력용량의 증가와 더불어 제안한 PFC 컨버터는 기존의 PFC 컨버터와 비교해서 효율의 차이가 크게 나타났다. 제안한 PFC 컨버터는 전류불연속모드의 일정 스위칭 주파수 제어에 의

해 입력전류를 정현파 입력전압의 크기에 비례한 불연속적인 펄스열의 정현파상으로 만들어 입력역률을 상승시켰으며, 특히 공진용 스너버 커패시터의 축적된 에너지의 입력측 유입으로 인해 기존의 PFC AC-DC 컨버터와 비교하여 저차 고조파 성분이 감소되어 입력역률이 더욱 증대되었다. 또한 제안한 고효율 컨버터는 절연형으로 설계되어 절연이 요구되는 전력변환기들에 적용될 수 있는 장점이 주어진다.

감사의 글

본 연구는 2007년도 강원대학교 캠퍼스간 공동연구비로 연구하였음.

참 고 문 헌

[1] 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.

[2] 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.

[3] Y. Jang, M. Jovanovic, and D. L. Dillman, "Soft-Switched PFC Boost Rectifier With Integrated ZVS Two-Switch Forward Converter", IEEE Trans. on PE, Vol. 21, No. 6, pp. 1600-1606, 2006.

[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] D. Sadarnac, W. Abida, and 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.

[6] I. Barbi, R. Gules, R. Redl, and N. O. Sokal, "DC-DC Converter: 4 Switch Vpk=Vin/2, Capacitive Turn-Off Snubbing, ZV Turn-On", IEEE Trans. on PE, Vol. 19, No. 4, pp. 918-927, 2004.

[7] X. Ruan, Z. Chen, and W. Chen, "Zero-Voltage-Switching PWM Hybrid Full-Bridge Three-Level Converter", IEEE Trans. on PE, Vol. 20, No. 2, pp. 395-404, 2005.

[8] 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 걸 (郭 東 杰)

1964년 11월 11일생. 1990년 경남대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1991년 한국전기연구소 기술원. 1998~2007년 한중대 전기전자공학과 조교수. 2007~현재 강원대 방재전문대학원 조교수.

Tel : 033-570-6823

E-mail : dkkwak@kangwon.ac.kr

김 상 훈 (金 相 勳)

1964년 9월 11일생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994~1996년 대우 중공업 철도차량 연구소 선임연구원. 1997년~현재 강원대 전기전자공학부 교수.

Tel : 033-250-6293

E-mail : kshoon@kangwon.ac.kr