

보조 부분 공진 회로를 이용한 고역율 고효율 삼상 부스트 컨버터

論 文
48B-4-10

A High Power Factor and High Efficiency Three Phase Boost Converter using auxiliary Partial Resonant circuit

徐基永*·權純杰*·李鉉雨**·金永文***
(Ki-Young Suh · Soon-Kurl Kwon · Hyun-Woo Lee · Young-Mun Kim)

Abstract - A new partial resonant three phase boost converter with high power factor and high efficiency is proposed. The proposed boost converter is constructed by using a resonant network in parallel with the switch of the conventional boost converter. The devices are switched at zero voltage or zero current eliminating the switching loss. A new auxiliary partial resonant boost converter achieves zero-voltage switching(ZVS) or zero-current switching(ZCS) for all switch devices without increasing their voltage and current stresses.

Key Words : Auxiliary partial resonant boost converter, ZCS, ZVS, High power factor, High efficiency

1. 서 론

직류 전원은 일반 가정용 가전 제품이나 많은 산업 응용 분야에 이르기까지 폭넓게 이용되고 있다. 이 직류 전원을 상용 교류 전원에서 얻기 위해서는 일반적으로 회로 구성이 간단한 콘덴서 입력형의 정류 회로가 많이 사용되어져 왔다. 그러나 이 회로는 입력 교류전압의 피크 부분에만 입력 전류가 흐르기 때문에 펄스형으로 되어 역율이 나빠지게 된다. 또한 출력 전압은 고정되어 버린다. 그래서 이와 같은 것들을 개선하기 위하여 정류 회로와 부스트 컨버터로 구성된 AC-DC 컨버터에 대한 연구가 행해져 왔다[1,3].

최근 반도체 제조 기술과 구동 회로의 기술이 발달하여 고속 스위칭이 가능해 지고 있다. 스위칭 주파수가 상승하면 손실이 증가하는 문제를 발생하게 된다. 스위칭 손실은 턴-온, 턴-오프 손실로 구분되어 지고, 고주파 스위칭에서의 손실은 주로 턴-온, 턴-오프 손실이 상승하여 전력 손실과 소자의 발열 등의 문제가 발생한다. 이러한 턴-온, 턴-오프 손실을 감소시키는 방법으로 일반적으로 스위칭 손실을 줄이기 위해서 턴-온 때에는 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching : ZVS), 턴-오프 때에는 영전류 스위칭(Zero Current Switching : ZCS)의 기법을 이용하며 고주파 스위칭 일 때 주로 공진회로를 이용하게 된다.[4,6].

ZCS, ZVS는 스위치 소자에 흐르는 전류나 스위치 소자 양단에 걸리는 전압중 어느 한쪽이 영인 상태에서 스위칭하여 스위칭 손실을 없애는 스위칭 방법이다. 이 스위칭 기술로 인해 저손실, 저잡음의 고주파 스위칭 동작이 가능하게

되었고, 한층 더 높은 스위칭 주파수를 채용함으로써 전원 장치의 소형화, 경량화를 실현할 수 있게 되었다. 그러나 이들 회로들의 일반적인 문제점으로는 회로내에 사용된 스위치 수의 증가로 인하여 스위칭의 순서가 복잡하고 출력 전류를 증가시킬 경우에 있어서 지속적인 공진으로 인하여 공진용 소자들의 용량 부담이 커지며, 손실과 스트레스가 증가되는 등의 문제점이 나타난다[7,11].

본 논문에서는 이들을 해결하기 위하여 새로운 보조 부분 공진회로를 이용한 부스트 컨버터 회로를 제안하고, 3상 컨버터와 제안된 부분 공진 부스트 컨버터로 구성하여, 스너버에 축적된 에너지를 전원으로 회생시켜 고효율화를 실현하며, 또한 입력 전류를 불연속적으로 동작하게 함으로써 입력 전류를 정현파로 만들어 고역율화를 시도하여 3상 입력 전원에 적용한다. 이 고역율 고효율 AC-DC 부스트 컨버터의 동작 모드를 해석하고, 부분 공진에 의한 ZVS, ZCS 동작때의 스위칭 손실을 분석하기 위하여 시뮬레이션으로 타당성을 확인하고, 제안된 AC-DC부스터 컨버터의 동작을 실험을 통해 입증하고자 한다.

2. 삼상 AC-DC 컨버터

전류 불연속에서 사용하는 삼상 AC-DC 컨버터는 그림 1에 나타난 것과 같이 입력 삼상 전류를 저역 필터 LC로 필터링하고, 인덕터 LR, LS, LT와 삼상 다이오드 브리지와 부스트 컨버터로 간단하게 회로가 구성된다. 이러한 회로 구성은 LR, LS, LT에 불연속 전류를 발생시키고, 이것을 저역 필터로 통과하므로 전원 단자 R, S, T에 정현파의 전류를 흘리고 고역율 컨버터를 실현시킨다. 부스트 스위치 S는 일정 주파수로 턴-온하고, 스위치 S의 시비율은 부하에 따라서만 변화하며, 입력 전류는 항상 불연속이다. 스위치 S의 온기간 동안 모든 삼상 입력 전류는 3개의 인덕터와 6개의 브리지 정류 다이오드가 스위치 S를 통하여 단락 된다.

* 正 會 員 : 慶南大 電氣電子工學部 教授
** 正 會 員 : 慶南大 電氣電子工學部 副教授
*** 正 會 員 : 馬山大學 電氣科 助教授
接受日字 : 1998年 9月 23日
最終完了 : 1999年 3月 17日

그 결과 삼상의 입력 전류는 동시에 각상의 순시값에 비례하는 비율로 상승한다. 전류 펄스가 항상 영에서 시작한다는 의미는 그 전류의 평균값 역시 정현적이라는 것이다. 인덕터 LR, LS, LT의 전류는 그림 2에서 전압과 전류의 위상 관계를 나타내었고, 전원 전압에 비례하는 불연속 펄스 전류로서 정현파가 얻어진다. 그것의 기본파는 전압과 동위상으로 단위 역율이 된다. 스위치 턴-온은 영전류 스위칭으로 무손실로 동작하지만, 턴-오프는 최대 전류에서 동작되어진다. 불연속 모드 제어, 일정 스위칭 주파수, 일정 시비율로 운전하는 것으로 고역율을 달성하지만 턴-오프시에는 항상 최대값의 전류를 가지는 것을 볼 수 있다. 최대값에서의 스위칭은 스위칭 턴-오프 손실이 문제가 되어 영 전류 스위칭으로 문제를 해결해야 한다. 이 영전류 스위칭을 달성하기 위하여 그림 3에 새로운 보조 부분 공진 회로를 이용한 고역율 고효율 삼상 부스트 컨버터의 주회로를 나타낸다.

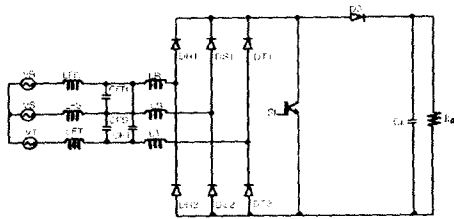


그림 1 3상 AC-DC 부스트 컨버터
Fig. 1 Three phase AC-DC boost converter

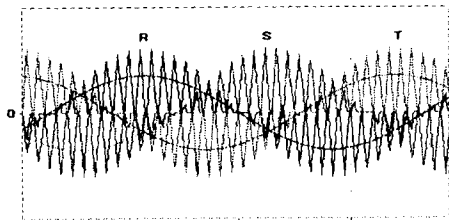


그림 2 불연속 모드의 전압과 전류
Fig. 2 Voltage and current of discontinuous mode

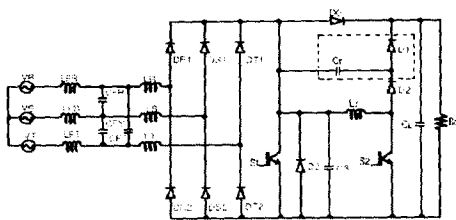


그림 3 부분 공진 삼상 부스터 컨버터
Fig. 3 Partial resonant three phase boost converter

3. 제안된 회로의 동작 원리

S_1 의 제어에 의해서 입력 전류 I_i 의 고조파를 감소하고, 고역율을 얻는다. 보조 회로의 S_2 은 주 스위치 S_1 의 ZVS, ZCS를 실현하기 위하여 S_1 과 똑같은 주파수로 스위칭을 행한다.

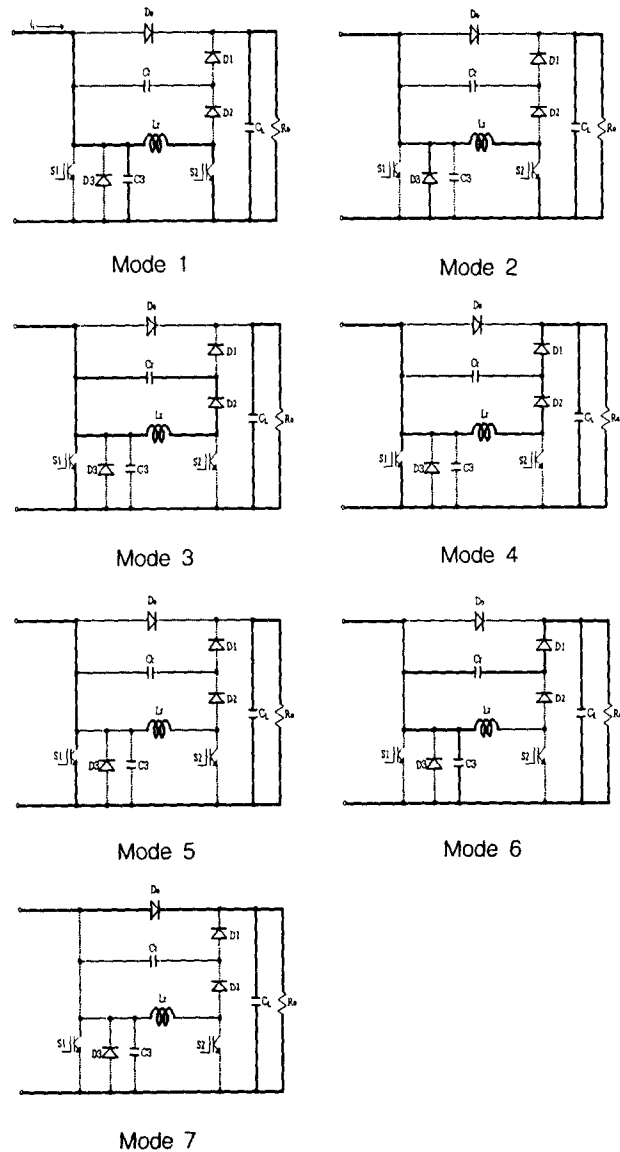


그림 4 동작 모드별 등가 회로
Fig. 4 Equivalent circuit operating modes

그림 4에 동작 모드별 등가 회로를 나타낸다. 다이오드 D_0 에는 입력 전류 I_i 가 흐르고, 콘덴서 C_3 은 출력 전압 V_o 로 충전되어 있다고 한다. S_2 가 턴-온되어 $t=t_0$ 에서 동작을 시작한다.

모드 1 [$t_0 \leq t \leq t_1$]: 시각 t_0 에서 보조 스위치 S_2 를 턴-온하면 인덕터 L_r 와 콘덴서 C_3 은 공진하고 L_r 에 전류가 흐르기 시작하며, C_3 은 방전한다. 이때 S_2 는 ZCS로 턴-온한다.

$$I_{L_r}(t) = \frac{V_0}{X_1} \sin \omega_1 t \quad (1)$$

$$e_{c_3}(t) = V_0 \cos \omega_1 t \quad (2)$$

$$I_{D_0}(t) = 0 \quad (3)$$

$$e_{C_3}(t) = 0 \quad (4)$$

여기서 X_1, ω_1 은 다음 식으로 나타낸다.

$$X_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_3}}, \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_3}} \quad (5)$$

이 모드의 기간 T_1 는 다음 식으로 주어진다.

$$T_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_3} \quad (6)$$

모드 2 [$t_1 \leq t \leq t_2$]: 콘덴서 C_3 의 전압이 영이 되면 다이오드 D_3 가 도통하고 인덕터 L_r 의 전류는 $L_r - S_2 - D_3$ 로 흘러서 순환한다. 이 모드에서 I_{L_r} 은 다음 식으로 주어진다.

$$I_{L_r}(t) = \frac{V_0}{X_1} = V_0 \sqrt{\frac{C_3}{L_r}} \quad (7)$$

C_3, C_r 의 전압은

$$e_{C_3}(t) = 0 \quad (8)$$

$$e_{C_r}(t) = 0 \quad (9)$$

로 나타내고, 이 모드에서 S_1 의 턴-온 동작은 영전압 (ZVS)에서 이루어진다. S_1 을 턴-온한 후 S_2 를 턴-오프하는 것에 의하여 이 모드는 끝난다.

모드 3 [$t_2 \leq t \leq t_3$]: S_2 를 턴-오프시키면 L_r 와 C_r 은 공진하며, L_r 의 전류 I_{L_r} 은 콘덴서 C_r 를 충전시킨다.

$$I_{L_r}(t) = \frac{V_0}{X_1} \cos \omega_1 t \quad (10)$$

$$e_{C_r}(t) = \frac{X_2}{X_1} V_0 \sin \omega_2 t = V_0 \sqrt{\frac{C_3}{C_r}} \sin \omega_2 t \quad (11)$$

$$e_{C_3}(t) = 0 \quad (12)$$

여기서 X_2, ω_2 은 다음 식으로 나타낸다.

$$X_2 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (13)$$

e_{C_r} 은 계속해서 증가하며, e_{C_r} 가 V_0 로 될 때 이 모드는 끝난다. $e_{C_r}(T_3) = V_0$ 에서 이 모드 기간 T_3 는 다음 식으로 주어진다.

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \sin^{-1} \sqrt{\frac{C_r}{C_3}} \quad (14)$$

모드 4 [$t_3 \leq t \leq t_4$]: 콘덴서 C_r 의 전압이 V_0 이상으로 되면 다이오드 D_1 가 턴-온하고, I_{L_r} 은 $D_2 - D_1$ 을 통하여 영이 될 때까지 출력측으로 흐른다.

$$I_{L_r}(t) = \frac{V_0}{X_1 X_2} \sqrt{X_2^2 - X_1^2} - \frac{V_0}{L_r} t \quad (15)$$

$$e_{C_3}(t) = 0 \quad (16)$$

$$e_{C_r}(t) = V_0 \quad (17)$$

I_{L_r} 의 전류가 영이 되면 이 모드 끝난다. 이 모드 기간 T_4 는 다음 식으로 주어진다.

$$T_4 = \frac{L_r}{X_1 X_2} \sqrt{X_2^2 - X_1^2} \quad (18)$$

모드 5 [$t_4 \leq t \leq t_5$]: 이 모드는 스위치 S_1 의 온 기간이다.

$$I_{L_r}(t) = 0 \quad (19)$$

$$e_{C_3}(t) = 0 \quad (20)$$

$$e_{C_r}(t) = V_0 \quad (21)$$

스위치 S_1 에 흐르는 전류 I_i 는 다음과 같다

$$I_{S_1}(t) = \frac{V_0}{L_f} t \quad (22)$$

이 모드에서는 주 스위치 S_1 의 온 상태를 턴-오프시키는 것으로 끝난다. 이 기간 T_5 는 다음 식으로 주어진다.

$$T_5 = \frac{L_f I_i}{V_0} \quad (23)$$

모드 6 [$t_5 \leq t \leq t_6$]: S_1 의 오프 상태에서 I_i 는 C_3 를 충전하고, C_r 는 방전한다.

$$e_{C_3}(t) = \frac{I_i}{C_3} t \quad (24)$$

$$e_c(t) = V_0 - e_c(t) \quad (25)$$

C_r 의 전압이 영이 되고, C_3 의 전압이 V_0 로 될 때 이 모드는 끝난다. $e_c(T_6) = V_0$ 에서 이 모드 기간 T_6 는 다음 식으로 주어진다.

$$T_6 = \frac{C_3 V_0}{I_i} \quad (26)$$

모드 7 [$t_6 \leq t \leq t_0$] : 이 모드에서는 보조 스위치의 동작은 이루어지지 않으며 다이오드 D_0 가 도통되어 I_i 는 출력측으로 흐른다. 다음 스위칭 주기가 시작하기 전까지 이 모드는 계속되며, 보조 스위치 S_2 가 턴-온 하면 이 모드는 끝난다.

이상의 스위치 동작으로 1주기가 끝나며, 주 스위치 S_1 , 보조 스위치 S_2 의 동작에 의하여 ZVS, ZCS를 달성할 수 있다.

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

제안한 부분 공진 부스트 컨버터의 스위칭 동작에 대한 각부 동작 시뮬레이션 파형을 그림 5에 나타낸다. 제어 스위치는 가변 저항 스위치로 가정하고 그 외 소자는 이상적인 소자로 하여 PSpice에 의한 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션에 사용된 회로 정수들을 표 1에 나타내었다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 회로 정수

Table 1 Parameters of simulated circuit

입력 전압 V_i	70.7[V]
출력 전압 V_o	250[V]
필터 LFR, LFS, LFT	100[uH]
필터 CFR, CFS, CFT	10[uF]
인덕터 LR, LS, LT	50[uH]
공진인덕터 L_r	120[uH]
공진콘덴서 C_r	0.01[uF]
평활용콘덴서 CL	2000[uF]
부하전류원 I_o	2[A]
스위칭주파수 f_s	20[kHz]
튜티울 D	50[%]

그림 5에는 각 모드의 구간에 대해서 나타내고 있으며, 시각 t_0 에서 스위치 S_2 를 턴-온하면, 인덕터 L_r 에는 I_L 가 홀러 선형적으로 증가한다.

· 시각 t_1 일 때 인덕터 전류 I_L 와 입력 전류 I_i 는 같게 되고, $e_c = 0$ 일 때 스위치 S_1 이 턴-온하며, 이 때 효율 개선도 가능하다.

· 시각 t_2 일 때 스위치 S_2 는 턴-오프 하면 (ZVS로 동작), 콘덴서 전압 e_c 가 출력 전압 V_0 로 충전될 때까지 L_r 와 C_r 는 공진 한다.

· 시각 t_3 에서 콘덴서 전압 e_c 이 출력 전압 V_0 로 클

램프 될 때 다이오드 D_1 는 턴-온 하고, I_L 는 영이 될 때까지 선형적으로 감소한다.

· 시각 t_4 에서는 스위치 S_1 이 턴-온 상태에서 Free-wheeling 한다.

· 시각 t_5 에서는 스위치 S_1 이 초기 상태에서 턴-오프 (ZCS로 동작)하고, e_c 는 이 기간 동안에 부하로 방전하여 선형적으로 감소한다.

· 시각 t_6 에서는 스위치 S_1, S_2 이 턴-오프, 다이오드 D_0 는 턴-온 상태로 스위치 S_2 가 턴-온 될 때까지 전원 전력이 부하에 전달된다.

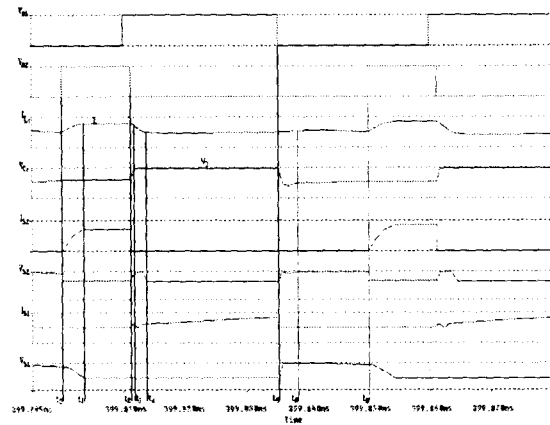


그림 5 스위칭 동작에 대한 시뮬레이션 파형

Fig. 5 Simulation waveform for switching operation

제안된 부분 공진 부스트 컨버터와 부분 공진의 기법이 적용되지 않은 기존의 AC-DC 부스트 컨버터와 스위칭 손실을 비교하기 위해서 제어 소자의 V-I 특성곡선을 그림 6에 나타낸다. V-I 특성곡선에서 둘러싸인 면적이 스위치 손실과 비례되므로 제안된 방식의 스위칭 손실이 매우 적음을 알 수 있다.

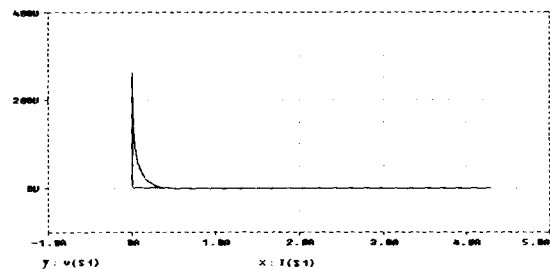


그림 6 제어 소자의 스위칭 궤적

Fig. 6 Switching locus of active device

5. 실험 결과 및 검토

전력 용량 500[W]급의 제안한 부분 공진 삼상 부스트 컨버터의 실험 회로도를 그림 7에 나타낸다. 실험 회로는 AC

70.7[V]의 입력 전압에 DC 250[V]의 출력 전압으로 하였다. 전력용 스위치는 IGBT 시리즈 1MBH40-60 (VCE=600V, IC=40A 그리고 Toff=640ns ; 20kHz 기준)을 사용하고, 사용된 다이오드들은 고속 역회복시간 다이오드 ERD60-100 (Vr=1000V, If=60A 그리고 Trr=3.0μs)을 사용하였다. 공진 인덕터 Lr는 Mn-Zn 페라이트 코어로 0.5[mm] 공극으로 구성하고 공진 콘덴서 Cr는 전해 콘덴서를 이용하여 각각 120[μH], 0.01[uF]로 하였다.

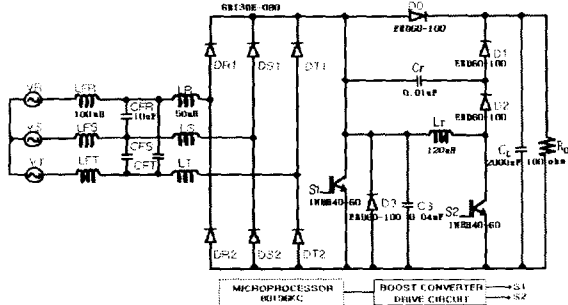


그림 7 제안한 부스트 컨버터의 실험 회로도
Fig. 7 Experimental circuit diagram of proposed boost converter

그림 8은 RS 선간 전압 파형과 R상 입력 전류를 나타내고, 그림 9은 인덕터 LR에 흐르는 전류 파형을 나타내었다. 그림 9은 입력 70.7[V], 출력 500[W]의 실험 회로에 대한 각 부의 파형을 나타낸다. 그림 10의 (a)는 제어 소자 S1, S2의 스위칭 주파수가 20[kHz]인 게이트 신호를 나타내며, 그림 10의 (b)는 제어 신호에 따른 S1, S2의 전압 파형을 나타내고, 그림 11은 스위치 S1, S2의 턴-온, 턴-오프 전압 및 전류 파형을 나타내며, 앞서 해석한 부분 공진 소프트 스위칭 기법이 잘 적용됨을 알 수 있다. 이상의 실험 파형들은 스위칭 주파수 20[kHz]에 대한 앞서의 시뮬레이션 결과와 잘 일치된다.

그림 12는 제안된 부스트 컨버터와 부분 공진의 기법이 적용되지 않은 기존의 부스트 컨버터의 역률 측정 비교를 나타내고, 그림 13은 효율 측정 비교를 나타낸다. 스위치 턴-온, 턴-오프 손실이 크게 줄어 효율이 상당히 개선되었다.

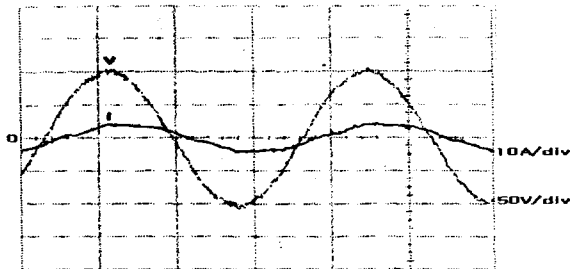


그림 8 RS 선간 전압 파형과 R상 입력 전류
Fig. 8 Waveform of RS line voltage and R phase input current

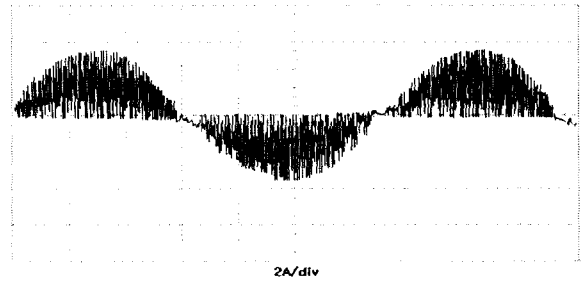
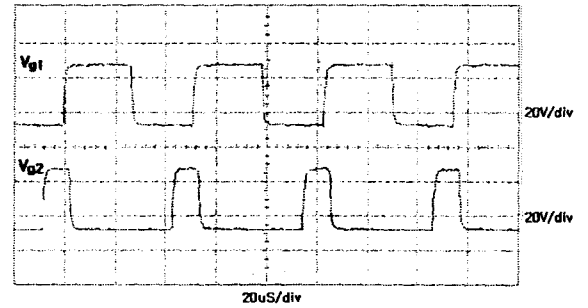
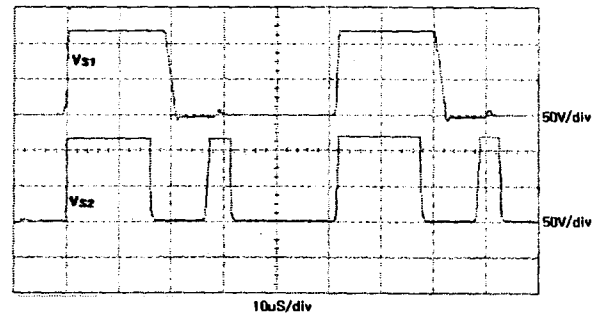


그림 9 인덕터 LR의 전류 파형
Fig. 9 Waveform of inductor LR current



(a)



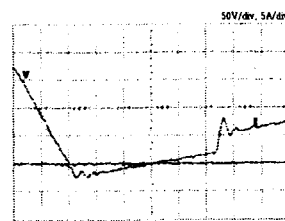
(b)

그림 10 각 부의 실험 파형

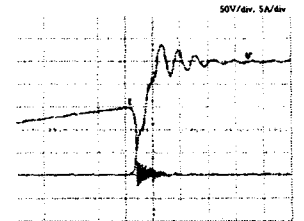
- (a) 스위치 S1, S2의 제어 신호
- (b) 스위치 S1, S2의 전압

Fig. 10 Experimental waveform of each parameter

- (a) Control signal of switch S1, S2
- (b) voltage of switch S1, S2



(a)



(b)

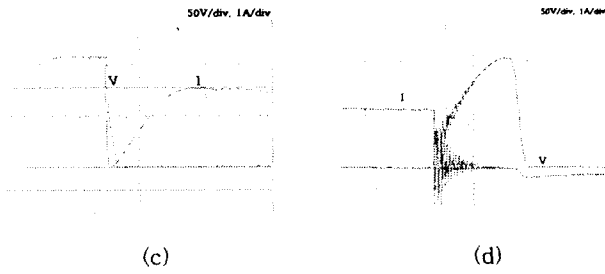


그림 11. 스위치의 전압 및 전류 파형

- (a) 스위치 S₁의 턴-온
- (b) 스위치 S₁의 턴-오프
- (c) 스위치 S₂의 턴-온
- (d) 스위치 S₂의 턴-오프

Fig. 11 Voltage and current waveforms of switching device

- (a) Turn-on of switch S₁
- (b) Turn-off of switch S₁
- (c) Turn-on of switch S₂
- (d) Turn-off of switch S₂

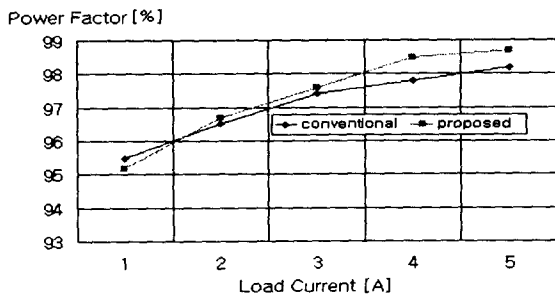


그림 12 제안한 부스트 컨버터의 역율

Fig. 12 Power factor of proposed boost converter

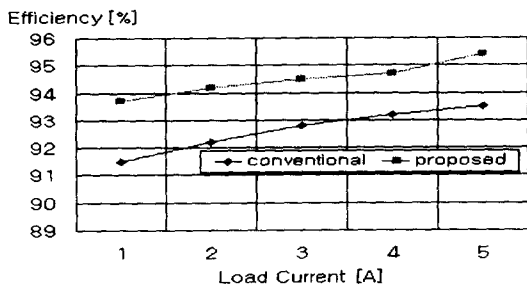


그림 13 제안한 부스트 컨버터의 효율

Fig. 13 Efficiency of proposed boost converter

5. 결 론

본 논문에서는 회로가 간단하면서도 부분 공진 스위칭이 되는 "보조 부분 공진 회로를 이용한 고역율 고효율 AC-DC 부스트 컨버터"를 제안하였다. 사용된 스위치들의 동작은 스위치 동작 시에만 공진 회로를 형성시키는 부분

공진의 기법이 적용되어 스위치들의 스위칭 손실을 저감시키며, 부분 공진으로 인하여 공진회로의 손실 및 공진용 소자들의 스트레스를 감소시켜 주었다. 그리고 본 회로의 부분 공진회로는 구조적으로 일반적인 부스트 컨버터에 사용되는 승압용 인덕터와 스위칭 모드 전력변환기에 이용되는 스너버 회로의 스너버 콘덴서를 이용하여 실현되었다. 그러므로 제안 회로에서 인덕터는 승압과 공진용으로 이용되고 스너버 콘덴서가 공진용 소자로 이용됨으로써 회로 구조가 간단하다. 또한 스너버 콘덴서는 공진회로의 동작에 의해 콘덴서에 축적된 에너지를 전원측으로 회생시켜 무손실 스너버 콘덴서로 되고, 회생된 에너지는 승압용 소자에 부여되어 같은 전력용량하에서 하드 스위칭 동작과 비교하여 스위칭의 듀티율이 적게 되어 변환기의 효율을 더욱 증대시키는 장점이 부여되었다.

참고 문헌

- [1] H. W. Lee, et al., "Single-Phase Converter with partial resonant circuit:", KIEE Autumn Conf. Rec., pp. 129- 131, 1993.
- [2] D. K. Kwak and H. W. Lee "Partial resonant PWM Converter using snubber condenser", KIEE Spring the West & Kyung nam Local Conf Rec., pp. 58-61. 1994.
- [3] H. W. Lee, et al., "A Novel Quasi-Resonant PWM Converter with High Power Factor using lossless snubber", IEICE, PE, 33-60, pp. 23-28, 1994.
- [4] Guihao Hua, Ching-Shan Leu, F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE PESC, pp. 55-61, 1992.
- [5] G. H. CHO, "New group of ZVS PWM Converters operable on Constant Frequency and its application to Power Factor Correction Circuit", IEEE PESC, pp. 1441-1446, 1992.
- [6] F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converters Technologies", Proc. IEEE, 76, 377, 1988.
- [7] J. He, N. Mohan, "Parallel Resonant DC Link Circuit - A Novel Zero Switching Loss Topology with Minimum Voltage Stresses, "IEEE PESC Record, pp. 1006-1012, 1983.
- [8] T. Yoshikawa, L. Taniguchi, K. Hirachi, S. Gamo, "Novel Quasi-Resonant PWM converter with High Power Factor.", IEE-LAS Japan, National Convention Record, pp. 239-244, 1993.
- [8] J. He, N. Mohan, and B. Wold, Zero-Voltage-Switching PWM Inverter for High-Frequency DC-AC Power Conversion", IEEE IAS, Rec., pp. 1215-1221, 1990.
- [10] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique For Three-Phase Rectifiers", IEEE PESC, pp. 58-66, 1989.
- [11] L. C. de Freitas, N. P. Filho and V. J. Farias, "An Novel family of DC-DC PWM Converter Using the Self-Resonant Principle", IEEE PESC, pp. 1385-1391, 1994.

저 자 소 개



서 기 영(徐 基 永)

1942년 4월 18일생. 1965년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대학교 전기전자공학부 교수

Tel : (0551) 249-2630

E-mail : skiyoun@hanma.kyungnam.ac.kr



권 순 겐(權 純 杰)

1951년 11월 19일생. 1973년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1980년 부산대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대학교 전기전자공학부 교수

Tel : (0551) 249-2633

E-mail : soonkurl@hanma.kyungnam.ac.kr

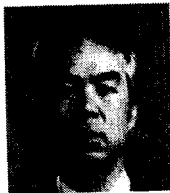


이 현 우(李 鉉 雨)

1953년 4월 28일생. 1979년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1984년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동아대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현 경남대학교 전기전자공학부 부교수

Tel : (0551) 249-2635

E-mail : lhwoo@hanma.kyungnam.ac.kr



김 영 문(金 永 文)

1956년 7월 23일생. 1982년 경남대학교 전기공학과 졸업. 1985년 영남대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 경남대학교 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현 마산대학 전기과 조교수

Tel : (0551) 230-1326

E-mail : kim728@masan-c.ac.kr