

전류불연속 제어의 고효율 부스트 DC-DC 컨버터에 관한 연구

論 文
54B-9-5

A Study on High Efficiency Boost DC-DC Converter of Discontinuous Current Mode Control

郭東杰[†] · 金春杉^{*}
(Dong-Kurl Kwak · Choon-Sam Kim)

Abstract - This paper studies a novel boost DC-DC converter operated high efficiency for discontinuous current mode (DCM) control. The converter worked in DCM eliminates the complicated circuit control requirement, reduces a number of components, and reduces the used reactive components size. In the general DCM converter, the switching devices are turned-on the zero current switching (ZCS), and the switching devices must be switched-off at a maximum reactor current. To achieve the zero voltage switching (ZVS) at the switching turn-off, the proposed converter is constructed by using a new loss-less snubber circuit. Soft-switched operation of the proposed boost converter is verified by digital simulation and experimental results. A new boost converter achieves the soft-switching for all switching devices without increasing their voltage and current stresses. The result is that the switching loss is very low and the efficiency of boost DC-DC converter is high.

Key Words : Boost Converter, Discontinuous Current Mode, Soft Switching, Loss-Less Snubber Circuit

1. 서 론

직류전원은 전기, 전자 및 통신 기기 등의 산업용에서 가정용에 이르기까지 폭넓은 분야에서 이용되고 있다. 특히 전력변환을 취급하는 스위칭 모드 전력변환 회로에서는 DC-DC 컨버터가 중요한 부분을 차지하고 있다. 태양에너지나 축적된 전기에너지를 이용하는 기기 및 장치들은 축적된 직류전원을 승압 제어되어 구동된다.

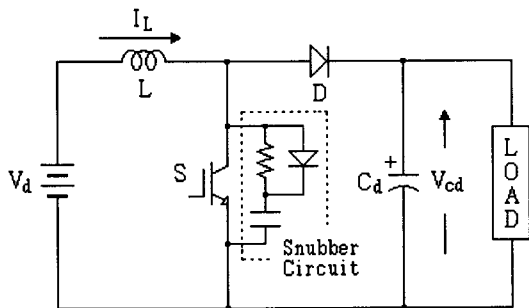


그림 1 기존의 부스트 DC-DC 컨버터
Fig. 1 Conventional boost DC-DC converter

현재 많이 사용되는 부스트 DC-DC 컨버터는 그림 1과 같이 에너지 축적용 인덕터와 단락용 제어스위치를 이용하

여 스위치의 PWM(Pulse width modulation)제어에 의해 실현된다. PWM 제어에 의해 승압용 인덕터에 흐르는 전류는 연속모드(CCM; Continuous Current Mode) 또는 불연속모드(DCM)로 제어된다[1,2]. 전류불연속 제어의 경우 승압율의 한계는 주어지나 제어회로 구성이 간단하고 듀티율 일정 제어가 가능하여 속응성과 제어기법이 용이하다. 최근 역률 개선용 전력변환기들에 전류불연속 제어가 적용되어 구성소자의 용량을 감소시키고 필터의 소형화를 이루는 회로 토폴로지들이 연구되고 있다[1,3,4].

전류불연속 제어에 의한 컨버터에 있어, 사용된 제어용 스위치의 턴-온 동작은 영전류에서 스위칭되어 스위치의 턴-온 손실이 없다. 그러나 스위치의 턴-오프 동작은 승압용 인덕터의 최대전류에서 스위칭되므로 스위칭 주파수의 증가와 더불어 스위칭 스트레스와 손실이 증대되는 문제점이 있다. 이를 보완하기 위해 스위치 양단에 그림 1과 같이 스너버(snubber)를 사용하여 스위치를 보호하지만 상당한 스너버 손실에 의한 컨버터의 효율을 감소시키는 요인이 된다. 이를 개선하기 위해 소프트 스위칭 즉, ZVS 또는 ZCS로 스위치를 동작시키는 회로 토폴로지들이 많이 연구된다[5-7]. 그 결과 전력변환기는 스위칭 손실이 감소되어 변환기 효율을 증대시킨다. 그러나 이들 소프트 스위칭 회로들은 변환기의 스위치 단에 공진회로의 기법을 적용시킨 것으로 사용된 리액터 및 제어소자의 수가 증가하고 스위칭 시퀀스가 복잡한 문제점이 나타난다.

본 논문에서는 기존의 스위치에 이용되는 스너버 회로를 공진회로로 설계한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여, 회로구성이 간단하고 제어가 용이한 설계를 가지며 또한 사용된 스위치들의 소프트 스위칭에 의한 컨버터의 효율을 증대시킨다.

[†] 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

^{*} 正會員 : 三陟大 工大 컴퓨터制御計測工學科 教授 · 工博
接受日字 : 2005年 6月 9日
最終完了 : 2005年 8月 10日

2. 전류불연속 제어의 고효율 부스트 DC-DC 컨버터

2.1 회로구성

전력변환기의 고효율화를 위한 소프트 스위칭 방식은 사용된 제어스위치와 공진회로의 조합에 의해 ZCS 및 ZVS를 이루는 것으로 그림 2에 기본원리의 일례를 보인다[8,9].

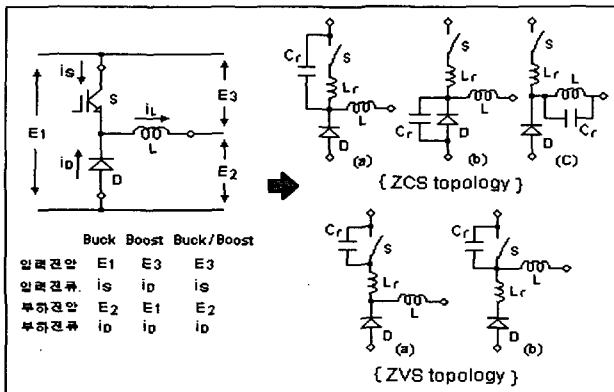


그림 2 전력변환기의 소프트 스위칭을 위한 기본원리
Fig. 2 Basic principles for soft switching of power conversion system

소프트 스위칭 전력변환기들에 있어, 사용된 제어스위치는 기본 ZCS 및 ZVS 방식의 조합과 응용에 의해 스위치의 스트레스 및 손실을 저감시켜 변환기의 효율을 증대시킨다[5-7]. 그러나 이들 소프트 스위칭 회로들을 검토해보면, 소프트 스위칭을 위한 사용된 리액터 및 제어소자의 수가 증가하고 스위칭 시퀀스가 복잡한 문제점이 나타난다.

본 논문에서는 이를 개선하기 위해 기존의 컨버터[그림 1]에 사용되는 스위치 보호용 스너버와 ZCS, ZVS 기본원리를 조합한 새로운 무손실 스너버 회로를 제안하여, 회로구성이 간단하고 제어가 용이한 설계를 가지는 고효율 부스트 컨버터를 제안한다.

제안한 전류불연속 제어의 고효율 부스트 DC-DC 컨버터의 주 회로도들을 그림 3에 나타낸다. 회로구성은 기존의 부스트 DC-DC 컨버터의 입력측과 부하단 사이에 소프트 스위칭과 승압을 겸하는 공진 회로부를 접속한다.

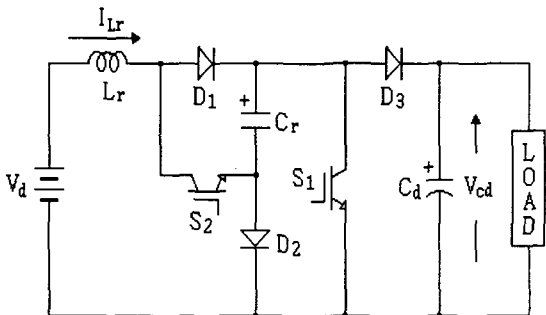


그림 3 제안한 고효율 부스트 DC-DC 컨버터
Fig. 3 A proposed high efficiency boost DC-DC converter

공진회로부는 제어소자들과 승압용 인덕터 그리고 무손실

스너버 콘덴서로 구성되며, 콘덴서에 축적된 에너지는 스위치 S1, S2의 턴-온 시 공진동작에 의해 입력측으로 유입되는 모드를 가진다. 스위치 S1, S2의 턴-온은 인덕터 Lr의 전류가 불연속적으로 제어되므로 영전류 스위칭으로 되고, 턴-오프는 공진회로의 동작에 의한 콘덴서 Cr의 전압이 영으로 될 때 동작되어 영전압 스위칭으로 된다.

제안된 컨버터는 기존의 컨버터에 사용되는 스너버 회로를 공진회로로 변형 설계한 새로운 무손실 스너버 회로구조로써 회로구성이 간단하고 사용된 제어용 스위치들의 소프트 스위칭에 의한 컨버터의 효율을 증대시킨다.

2.2 동작원리

출력 부하측 인덕턴스가 공진용 인덕턴스와 비교하여 충분히 큰 것으로 가정하면, 공진 1주기 동안에는 부하를 정전류원 Io로 볼 수 있다. 그림 4는 스위칭 1주기(Tc)에 대한 각 동작모드별 등가회로를 나타내고 있으며 4가지 동작모드로 구분된다.

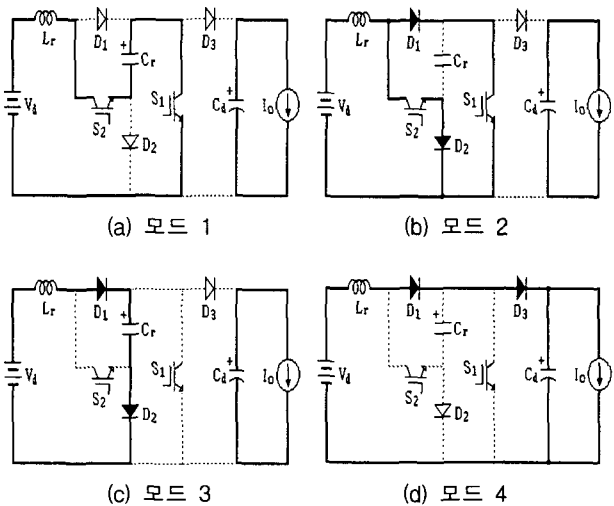


그림 4 제안된 컨버터의 동작모드
Fig. 4 Operational modes of proposed converter

공진회로부의 초기조건으로 스위치 S1, S2는 오프, 콘덴서 Cr에는 출력측 콘덴서 Cd의 전압 Vcd로 충전되어 있다.

모드 1 (T1 = t1 - t0)

시각 t0에서 스위치 S1과 S2를 동시에 턴-온하면, 회로 경로는 Vd-Lr-S2-Cr-S1-Vd의 직렬공진 회로가 형성된다. 모드 1의 해석적 등가회로를 그림 5(a)에 보인다.

스위치 턴-온 직전의 인덕터 Lr에 흐르는 전류 iLr는 영이므로 S1, S2는 ZCS로 동작을 한다. 그리고 전원전압 Vd와 콘덴서의 충전전압 Vcr(=출력전압 Vcd)와의 합이 인덕터 Lr에 인가되어 Lr와 콘덴서 Cr는 직렬공진을 하고 Cr가 방전한다. 공진 인덕터의 저항을 무시하면, 콘덴서의 전압 vcr는 식 (1)과 같이 방전하고 인덕터 Lr에 흐르는 전류 iLr는 식 (2)와 같이 증가한다. 콘덴서 전압 vcr이 영으로 되면 모드 1

은 끝나며, 식 (3)은 이 모드의 기간이고 식 (4)는 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$v_{cr} = (V_d + V_{cd}) \cos \omega_r t - V_d \quad (1)$$

$$i_{Lr} = \frac{V_d + V_{cd}}{X} \sin \omega_r t \quad (2)$$

$$T_1 = \sqrt{L_r C_r} \cos^{-1} \left(\frac{V_d}{V_d + V_{cd}} \right) \quad (3)$$

$$I_1 = \frac{1}{X} \sqrt{V_{cd}^2 + 2V_d V_{cd}} \quad (4)$$

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

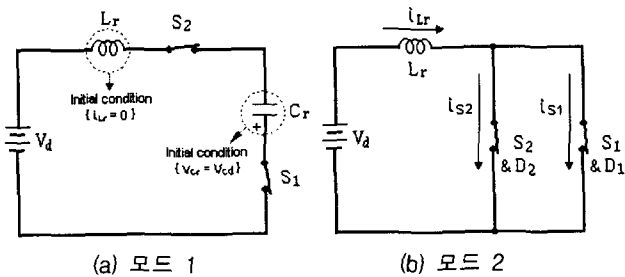


그림 5 모드 1과 모드 2의 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuits of Mode 1 and Mode 2

모드 2 ($T_2 = t_2 - t_1$)

모드 2는 콘덴서 전압 v_{cr} 이 영으로 되어 다이오드 D_1 , D_2 가 도통되는 모드이다. 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 D_1 - S_1 , S_2 - D_2 의 두 회로로 분류한다. 이 모드의 해석적 등가회로를 그림 5(b)에 보인다.

이 모드의 기간에서 인덕터 L_r 는 에너지를 축적한다. 이때의 인덕터 전류 i_{Lr} 는 식 (5)와 같이 직선적으로 증가한다. T_2 는 스위치 S_1 , S_2 를 오프하기까지의 시간으로 식 (6)과 같다. 식 (7)은 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

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

$$T_2 = T_{on} - T_1 \quad (6)$$

$$I_2 = \frac{V_d}{L_r} T_2 + I_1 \quad (7)$$

모드 3 ($T_3 = t_3 - t_2$)

시각 t_2 에서 스위치 S_1 , S_2 를 오프하면, 인덕터 L_r 의 전류 i_{Lr} 는 D_1 - C_r - D_2 를 통하여 흐르고 인덕터 L_r 와 콘덴서 C_r 는 다시 직렬공진을 하여 C_r 를 충전시킨다. 콘덴서 C_r 와 병렬로 배치된 스위치들의 턴-오프 동작은 공진 초기에서 콘덴서 C_r 의 전압이 영이므로 ZVS로 동작된다. 이 모드에서의 콘덴서 전압 v_{cr} 은 식 (8)과 같으며, 인덕터에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 식 (9)와 같다. 콘덴서의 전압 v_{cr} 이 출력전압 V_{cd} 로 될 때 이 모드는 끝나며, 이 모드의 기간 T_3 은 식 (10)에 주어지고

인덕터의 최종전류 I_3 는 식 (11)과 같다.

$$v_{cr} = V_d + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_a \sin(\omega_r t + \theta) \quad (8)$$

$$i_{Lr} = I_a \cos(\omega_r t + \theta) \quad (9)$$

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{V_{cd} - V_d}{\sqrt{V_d^2 + \frac{L_r}{C_r} I_a^2}} \right) - \theta \right\} \quad (10)$$

$$I_3 = I_2 \cos \omega_r T_3 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_d \sin \omega_r T_3 \quad (11)$$

여기서,

$$I_a = \sqrt{\frac{C_r}{L_r} V_d^2 + I_2^2}, \quad \theta = \sin^{-1} \left(-\frac{V_d}{\sqrt{V_d^2 + \frac{L_r}{C_r} I_2^2}} \right) \text{이다.}$$

모드 4 ($T_4 = t_4 - t_3$)

모드 4는 콘덴서 C_r 의 충전이 끝난 후 다이오드 D_3 를 통하여 인덕터 L_r 의 전류가 부하측으로 유입되는 모드이다. 이때의 인덕터 전류 i_{Lr} 는 직선적으로 감소하며 인덕터 전류가 영으로 되면 이 모드는 끝난다. 이 모드에서 인덕터 전류 i_{Lr} 는 식 (12)와 같고 이 모드의 기간 T_4 는 식 (13)과 같다.

$$i_{Lr} = \frac{V_d - V_{cd}}{L_r} t + I_3 \quad (12)$$

$$T_4 = \frac{L_r}{V_{cd} - V_d} I_3 \quad (13)$$

2.3 시뮬레이션 동작파형 및 분석

제안한 전류불연속 제어의 고효율 부스트 DC-DC 컨버터의 동작특성을 확인하기 위해 PSpice로 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션에 사용된 회로정수들을 표 1에 나타낸다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 회로정수
Table 1 Parameters of simulated circuit

입력전압 V_d	100V
출력전압 V_{cd}	300V
공진 인덕터 L_r	60 μ H
공진 콘덴서 C_r	90nF
평활용 콘덴서 C_d	1000 μ F
부하저항 R_L	100 Ω
스위칭 주파수 f_c	20kHz
듀티율 $D_c(T_{on}/T_c)$	30%

제안된 컨버터의 스위칭 동작에 대한 각 부의 시뮬레이션

파형을 그림 6과 그림 7에 나타낸다. 그림 6에는 공진회로의 인덕터 전류 i_{Lr} 와 콘덴서 전압 v_{cr} 을 스위칭 동작에 대해 각 모드별로 나타내고 있으며, 그림 7은 제어스위치의 양단전압 v_{s1}, v_{s2} 와 전류 i_{s1}, i_{s2} 동작파형을 나타낸다.

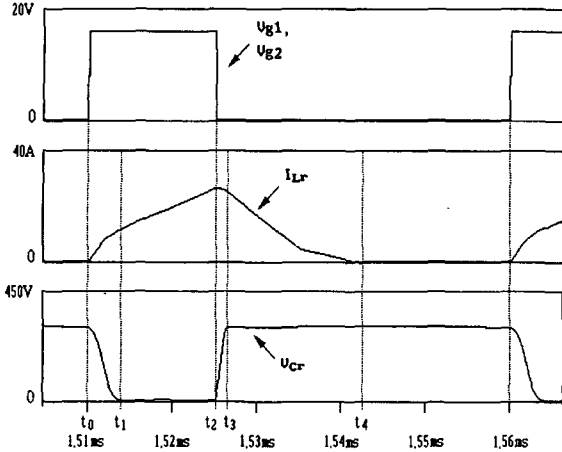


그림 6 스위칭 동작에 대한 공진회로 시뮬레이션 파형
Fig. 6 Simulation waveforms of resonant circuit with switching operation

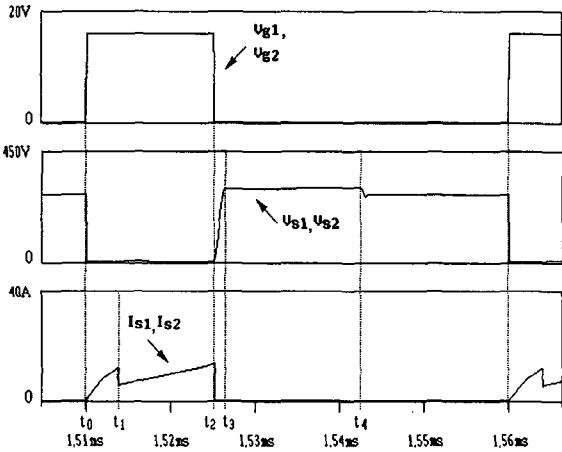
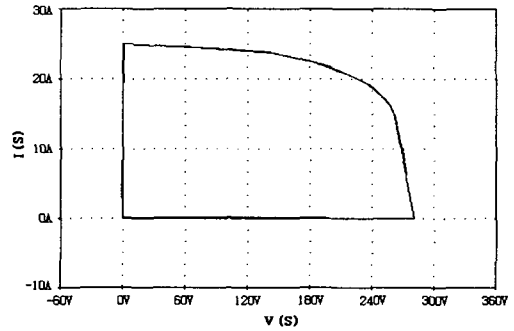


그림 7 제어스위치 시뮬레이션 파형
Fig. 7 Simulation waveforms of controlled switch

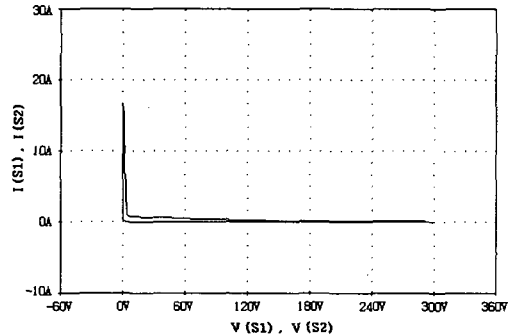
시각 t_0 에서 스위치 S_1, S_2 를 턴-온하면 LC 직렬 공진회로에 의한 콘덴서 C_r 가 방전을 시작하고 인덕터 L_r 는 에너지를 축적하게 된다. 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 를 흐르는 전류 i_s 는 인덕터 전류 i_{Lr} 와 같고 스위치들은 ZCS로 동작된다. 시각 t_1 에서 콘덴서 전압 v_{cr} 가 영으로 되면 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 직선적으로 증가하며 에너지를 축적한다. 이 시점의 인덕터 전류 i_{Lr} 는 스위치 S_1 과 S_2 로 분류된다. 시각 t_2 에서 스위치를 오프하면 다시 LC 직렬 공진회로에 의한 콘덴서 C_r 가 충전을 시작한다. 그리고 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 양단전압은 콘덴서 전압 v_{cr} 와 같고 스위치들은 ZVS로 동작한다. 시각 t_3 에서 콘덴서 전압 v_{cr} 은 출력전압 V_{cd} 로 되고 인덕터 전류

i_{Lr} 는 부하측으로 유입되어 직선적으로 감소하여 시각 t_4 에서 영으로 된다.

소프트 스위칭 기법이 적용된 제안된 고효율 컨버터와 기존의 하드 스위칭 컨버터의 스위칭 손실을 비교하기 위해서 제어소자의 V-I 특성곡선을 그림 8에 나타낸다.



(a) 하드 스위칭

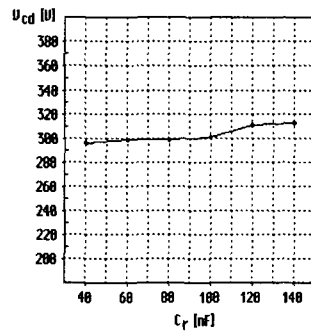


(b) 소프트 스위칭

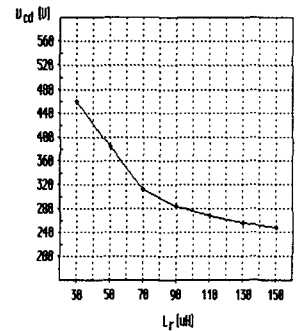
그림 8 제어스위치의 스위칭 궤적

Fig. 8 Switching locus of controlled switch

V-I 특성곡선에서 둘러싸인 면적이 스위칭 손실과 비례하므로 제안된 컨버터의 스위칭 손실이 매우 적음을 알 수 있다. 제안된 컨버터에는 소프트 스위칭을 겸한 새로운 무손실 스너버 회로가 설계되어 기존의 컨버터에서 나타나는 스너버 손실이 없으므로 컨버터의 효율을 증대시킨다.



(a) C_r 와 V_{cd} 의 관계



(b) L_r 와 V_{cd} 의 관계

그림 9 공진소자와 출력전압 V_{cd} 의 관계

Fig. 9 Relationship between output voltage V_{cd} and capacity of resonant devices

공진용으로 이용된 스너버 콘덴서 C_r 의 용량변화에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화를 그림 9(a)에 나타내며 승압용으로 이용된 공진 인덕터 L_r 의 용량변화에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화를 그림 9(b)에 나타낸다. 이들 결과는 표 1의 회로정수를 기준한 시뮬레이션 결과를 토대로 나타낸 것으로서 출력전압은 공진용 콘덴서의 용량변화에는 거의 변화가 없으나 공진용 인덕터의 변화에는 크게 변화된 모습을 보인다.

3. 실험결과 및 검토

실험회로 구성은 전력용량 1kW급, DC100V의 입력전압에 DC300V의 출력전압으로 설계하였으며 사용된 각 소자들의 정수 및 특성은 표 2에 나타낸다. 전력용 스위치는 IGBT를 사용하였고 다이오드는 고속 역회복용을 사용하였다.

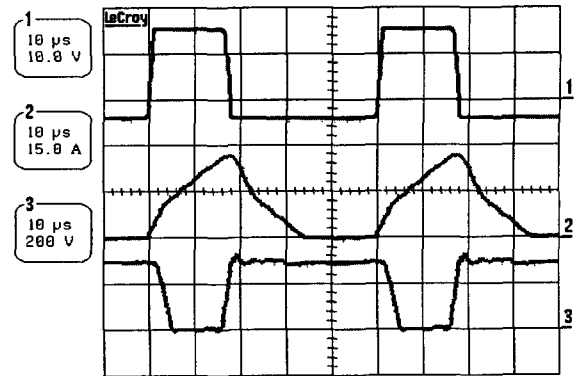
표 2 실험회로에 사용된 소자 정수 및 특성

Table 2 Constants and characteristics of devices using in experimental circuit

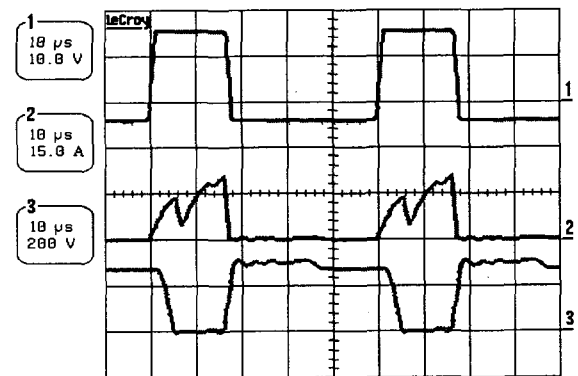
구성 소자	규격	특성
전력용 스위치 (S_1, S_2)	IGBT_1MBH40-60	$V_{CE}=600V, I_C=40A$ $T_{off}=640ns(20kHz기준)$
전력용 다이오드 (D_1, D_2, D_3)	FRD타입 ERD60-100	$V_r=1000V, I_f=60A$ $T_{rr}=3.0\mu s(20kHz기준)$
공진 인덕터 L_r	60 μH	Mn-Zn페라이트 코아, 공극: 0.5mm
공진 콘덴서 C_r	90nF	다층 세라믹 재질, 양방향성
평활 콘덴서 C_d	2000 μF	전해질, 단방향성
부하저항 R_L	100 Ω	전동부하

그림 10은 제어스위치 S_1, S_2 의 스위칭 주파수 20[kHz], 듀티율 30[%]인 게이트 제어신호에 대한 인덕터 전류 i_{Lr} 와 콘덴서 전압 v_{cr} 의 파형과 스위치 S_1, S_2 에 흐르는 전류 i_s 와 스위치 양단에 걸리는 전압 v_s 의 파형을 나타낸다.

그림 10(a)의 실험파형에서 공진회로는 공진 1주기 동안 지속적으로 이루어지지 않고 스위치의 턴-온과 턴-오프 시에만 부분적인 공진동작을 볼 수 있으며, 이러한 동작에 의해 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 줄이고, 출력전류가 증가할 경우 공진손실이 감소된다. 그리고 그림 10(b)에서 제어스위치들은 공진동작에 의해 영전류에서 턴-온되며 영전압에서 턴-오프되는 소프트 스위칭 동작을 보인다. 이것은 무손실 스너버 회로가 적용된 제안된 부스트 컨버터가 기존의 하드 스위칭 부스트 컨버터와 비교하여 스위칭 손실이 적게 되어 컨버터의 효율을 증대시켰다. 또한 스위치들은 $dv/dt, di/dt$ 의 영향이 없으므로 EMI 등의 전자유도 잡음이 나타나지 않았으며, 스위치의 소손 및 스트레스가 무시되고 소자 과열에 따른 소자 방열기구들을 축소시킬 수 있었다. 이상의 실험파형들은 스위칭 주파수 20[kHz], 듀티율 30[%]에 대한 앞서의 시뮬레이션결과와 잘 일치된다.



(a) 인덕터 전류 i_{Lr} 와 콘덴서 전압 v_{cr}



(b) 스위치 전류 i_s 와 스위치 양단전압 v_s

그림 10 스위치 제어신호에 대한 각 부의 실험파형

Fig. 10 Experimental waveforms of each part for switching control signal

그림 11은 제안된 소프트 스위칭 컨버터와 기존의 하드 스위칭 컨버터의 효율측정 비교를 나타낸다. 사용된 IGBT 스위치 소자에 대해서 하드 스위칭 컨버터는 용량을 증가시킬 경우 스위치의 턴-오프 손실이 크게 되어 출력용량이 약 850W에 한정되었지만 제안된 소프트 스위칭 컨버터는 1kW 이상으로 동작이 가능하였으며, 스위치 턴-온, 턴-오프 손실이 크게 줄어 효율이 상당히 개선되었다.

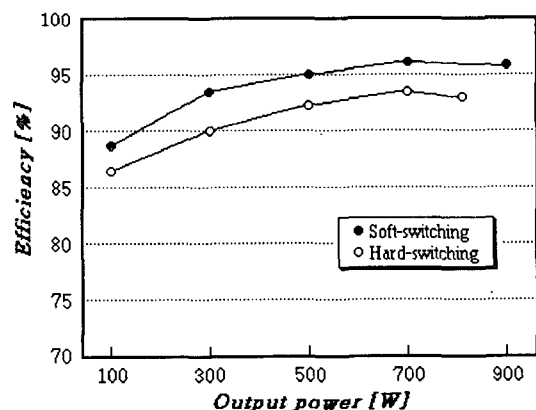


그림 11 효율측정 비교

Fig. 11 Measured efficiency comparison

그림 12는 듀티율 $D_c(=T_{on}/T_c)$ 변화에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화를 하드 스위칭 컨버터와 비교하여 나타내었으며, 출력전압은 제안된 컨버터에서 더욱 크게 나타남을 알 수 있다. 이것은 동일 듀티율에서 기존의 컨버터는 스너버 회로의 에너지 손실에 의해 출력전압의 감소를 보였지만, 제안된 컨버터는 무손실 스너버 콘덴서의 축적된 에너지가 공진 동작에 의해 입력측으로 유입되어 승압용 인덕터로 전달되므로 출력전압의 증대를 보였다.

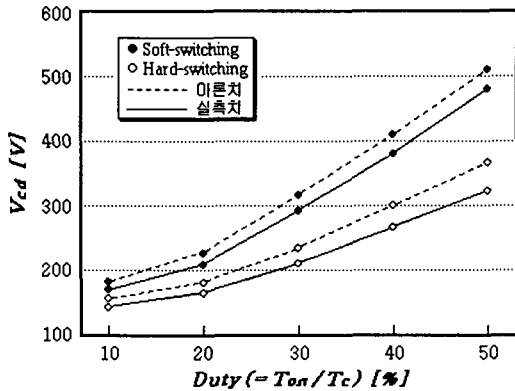


그림 12 듀티율 변화에 대한 출력전압의 변화
Fig. 12 Relationship between output dc voltage and duty cycle

4. 결 론

본 논문에서는 전류불연속 제어에 의한 고효율로 동작되는 새로운 부스트 DC-DC 컨버터에 대해 연구되었다.

제안된 부스트 컨버터는 기존의 하드 스위칭 컨버터에 사용되는 스너버 회로를 이용하여 소프트 스위칭 회로를 설계하였으며, 그 결과 무손실 스너버 회로로 동작되어 컨버터의 효율을 증대시켰다. 또한 제안된 컨버터는 기존의 고효율용 소프트 스위칭 컨버터들과 비교하여 회로구조가 간단하고 스위칭 소자들의 제어기법이 간단한 장점도 가진다. 그리고 소프트 스위칭을 위한 공진회로 동작은 스위치의 턴-온과 턴-오프에서 부분적으로 형성되어 공진소자들의 전압 및 전류 스트레스를 줄일 수 있었다.

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] 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] 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

[4] 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
 [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] I. Barbi, R. Gules, R. Redl and N. O. Sokal, "DC-DC Converter: 4 Switch $V_{pk}=V_{in}/2$, 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] H. Irie, "Resonant Switches in Common Equivalent Circuit of DC/DC Converters", IPEC-Tokyo, pp. 362-368, 1990
 [9] 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

저 자 소 개



곽 동걸(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 전기전자공학과 조교수.

E-mail : dkkwak@donghae.ac.kr



김 춘 삼(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. 현재 삼척대 컴퓨터제어계측공학과 교수.

E-mail : jae6090@samcheok.ac.kr