

새로운 DCM-ZVS DC-DC 컨버터에 관한 연구

A Study on New DCM-ZVS DC-DC Converter

곽 동 걸*, 심 재 선***

Dong-Kurl Kwak*, Jae-Sun Shim***

Abstract

This paper is study on a new high efficiency DC-DC converter of discontinuous conduction mode (DCM) with zero voltage switching (ZVS). The converters of high efficiency are generally made that the power loss of the used semiconductor switching devices is minimized. The proposed converter is accomplished that the turn-on operation of switches is on zero current switching (ZCS) by DCM. The converter is also applicable to a new quasi-resonant circuit to achieve high efficiency converter. The control switches using in the converter are operated with soft switching, that is, ZVS and ZCS by quasi-resonant method. The control switches are operated without increasing their voltage and current stresses by the soft switching technology. The result is that the switching loss is very low and the efficiency of the converter is high. The soft switching operation and the system efficiency of the proposed DCM-ZVS converter are verified by digital simulation and experimental results.

요 약

본 논문에서는 영전압 스위칭(ZVS)과 전류불연속 모드(DCM)에 의한 새로운 고효율의 DC-DC 컨버터에 대해 연구된다. 일반적으로 고효율의 컨버터를 만들기 위해서는 전력변환기내에 사용된 반도체 스위칭 소자의 손실을 최소화하여 이루어진다. 제안한 컨버터는 DCM에 의하여 스위치의 턴-온 동작을 영전류 스위칭(ZCS)으로 만들고, 또한 새로운 유사공진 회로를 접목하여 컨버터의 고효율을 실현시킨다. 제안한 컨버터에 사용된 제어용 스위칭 소자들은 유사공진 기법에 의해 소프트 스위칭, 즉 ZVS와 ZCS으로 동작시키고, 이에 따른 제어용 스위칭 소자들은 전압과 전류의 스트레스 없이 동작한다. 그 결과 제안한 컨버터는 스위칭 손실의 저감에 의해 고효율로 구동된다. 제안한 DCM-ZVS 컨버터의 소프트 스위칭 동작과 시스템 효율은 디지털 시뮬레이션과 실험결과를 통해 그 타당성이 입증된다.

Key words : DC-DC converter, DCM, Soft switching, quasi-resonant method, Loss-less snubber circuit

* 강원대학교 방재전문대학원 / 제어계측공학과
(Graduate School of Disaster Prevention/Dept. of Control Instrumentation Engineering, Kangwon University)

**강원대학교 전기공학과
(Dept. of Electrical Engineering, Kangwon University)

★ 교신저자 (Corresponding author)

接受日:2012年 05月 31日, 修正完了日: 2012年 06月 11日
掲載確定日: 2012年 06月 12日

1. 서론

직류전원은 전기, 전자 및 통신기기 등의 산업용에서 가정용에 이르기까지 폭넓은 분야에서 이용되고 있다. 특히 전력변환을 취급하는 스위칭 모드 전력변환 회로에서는 DC-DC 컨버터가 중요한 부분을 차지한다. 그리고 최근 친환경 신재생에너지 개발에 많은 관심을 보이고 있으며, 연료전지나 태양전지 발전시스템에 많은 연구개발이 이뤄진다[1, 2]. 이들 신재생

에너지 발전시스템에서 출력되는 전기에너지는 직류 전압의 형태를 가진다. 이렇게 출력된 직류전압은 부하가 요구하는 전압으로 승압, 강압 또는 승강압되어 공급되고, 이 때 신재생 에너지의 출력을 최대로 활용하기위해서 고효율의 SMPS (switching mode power supply) 즉, 고효율 DC-DC 컨버터가 요구된다.

현재 많이 사용되는 승강압용 DC-DC 컨버터는 그림 1과 같이 에너지 축적용 인덕터 L 과 단락용 제어 스위치 S 를 이용하여 스위치의 PWM (Pulse width modulation)제어에 의해 실현된다. PWM 제어에 의해 승강압용 인덕터에 흐르는 전류는 연속모드 (CCM) 또는 불연속모드 (DCM)로 제어된다[3, 4].

전류불연속 모드 컨버터의 경우 전류연속 모드와 비교하여 승압율의 한계는 주어지나 제어회로 구성이 간단하고 듀티율 일정제어가 가능하여 제어기법이 용이한 장점들이 주어진다. 특히 DCM 컨버터는 사용된 제어용 스위치의 턴-온 동작이 영전류에서 스위칭되어 스위치의 턴-온 손실이 없는 특징이 있다. 그러나 스위치의 턴-오프 동작은 승강압용 인덕터의 최대전류에서 스위칭되므로 스위칭 주파수의 증가와 더불어 스위칭 스트레스와 손실이 증대되는 문제점이 주어진다. 이를 보완하기위해 스위치 양단에 그림 1과 같이 스너버(snubber) 회로를 사용하여 스위치를 보호하지만 상당한 스너버 손실에 의한 컨버터의 효율을 감소시키는 요인이 된다. 최근 이를 개선하기위해 소프트 스위칭 즉, ZVS 또는 ZCS로 스위치를 동작시키는 회로 토폴로지들이 많이 연구된다[5]-[7]. 그 결과 전력 변환기는 스위칭 손실이 감소되어 변환기 효율을 증대시킨다. 그러나 이들 소프트 스위칭 회로들은 변환기의 스위칭 단에 다양한 공진회로 기법들을 적용시킨 것으로써, 사용된 리액터 및 제어소자의 수가 증가하여 스위칭 시퀀스가 복잡하고 출력전류가 증가할 경우 지속적인 공진에 의한 공진소자들의 손실과 스트레스가 증가하는 문제점이 주어진다.

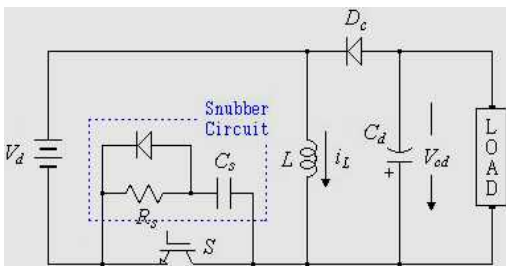


Fig. 1. Conventional buck-boost DC-DC converter
그림 1. 기존의 승강압용 DC-DC 컨버터

이를 개선하기위하여 본 논문에서는 DCM 컨버터에 새로운 유사공진 회로를 접목시킨 DCM-ZVS DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 유사공진 회로는 기존의 컨버터에 사용되는 스너버 회로를 유사공진 회로로 변형 설계한 새로운 무손실 스너버 회로로써, 회로구성이 간단하며 유사공진으로 인한 공진용 소자들의 손실과 스트레스를 감소시킨다. 또한 유사공진용으로 이용된 커패시터는 기존의 스너버용 커패시터와 달리 무손실로 동작되어 출력전압을 증대시키는 이점이 주어진다.

II. 제안한 DCM-ZVS DC-DC 컨버터

1. 제안한 컨버터의 회로구성

제안한 고효율의 DCM-ZVS DC-DC 컨버터의 주 회로도들 그림 2에 나타낸다. 회로구성은 승강압용 제어스위치 S_1 , S_2 와 소프트 스위칭을 위한 유사공진용 소자 L_r 과 C_r , 그리고 주변소자들로 구성된다.

유사공진 회로부는 기존의 전력변환기에 사용되는 스너버 회로를 변형 설계한 구조로써 무손실 스너버 [8]로 동작된다. 스위치 S_1 , S_2 의 동작을 살펴보면, 스위치 턴-온은 인덕터 L_r 의 전류가 불연속적으로 제어되므로 영전류 스위칭으로 되고, 턴-오프는 유사공진 회로의 동작에 의해 커패시터 C_r 의 전압이 영으로 될 때 동작되어 영전압 스위칭으로 된다. 또한 제안한 컨버터는 PWM 스위칭제어에 의해 출력전압이 조정되고 승강압용 인덕터에 흐르는 전류는 불연속모드로 제어된다. 그 결과 제안한 컨버터는 소프트 스위칭에 의해 고효율로 동작하고 전류 불연속모드 제어에 의한 제어기법과 제어회로가 간단한 장점이 주어진다.

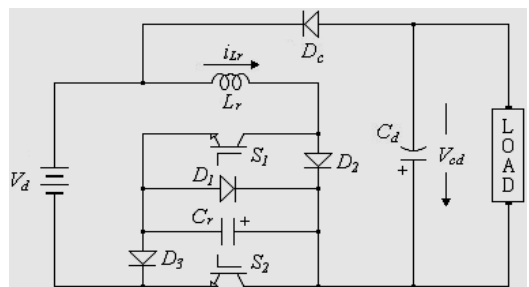


Fig. 2. Proposed DCM-ZVS DC-DC converter with high efficiency

그림 2. 제안한 고효율의 DCM-ZVS DC-DC 컨버터

2. 제안한 컨버터의 동작원리

제안한 DCM-ZVS 컨버터의 동작원리를 해석하기

위하여 그림 3에 스위칭 1주기(T_s)에 대한 각 동작모드별 등가회로를 나타내고 있으며, 4가지 동작모드로 구분된다.

유사공진 회로부의 초기조건으로 스위치 S_1, S_2 는 오프, 커패시터 C_r 에는 입력전압 V_d 와 출력측 커패시터 C_d 의 전압 V_{cd} 의 합($V_d + V_{cd}$)으로 충전되어 있다.

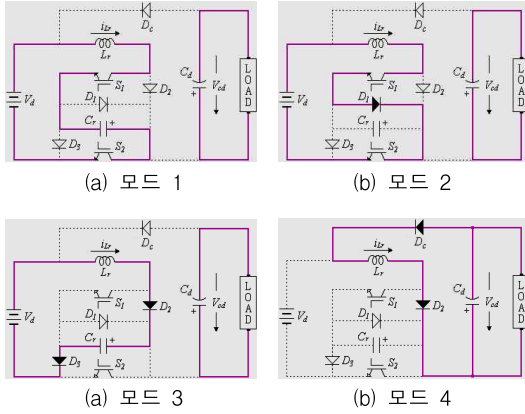


Fig. 3. Equivalent circuit modes in one cycle switching
그림 3. 스위칭 1주기에 대한 모드별 등가회로

모드 1 ($T_1, t_0 \sim t_1$)

시각 t_0 에서 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온하면, 회로경로는 $V_d - L_r - S_1 - C_r - S_2 - V_d$ 의 직렬공진 회로가 형성된다. 스위치 턴-온 직전의 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 영이므로 S_1, S_2 는 ZCS로 동작을 한다. 그리고 전원전압 V_d 와 커패시터의 충전전압 v_{cr} 와의 합이 인덕터 L_r 에 인가되어 L_r 와 커패시터 C_r 는 직렬공진을 하고 C_r 가 방전한다. 공진 인덕터의 저항을 무시하면, 커패시터의 전압 v_{cr} 는 식 (1)과 같이 방전하고 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 식 (2)와 같이 증가한다. 커패시터 전압 v_{cr} 이 영으로 되면 모드 1은 끝나고 식 (3)은 이 모드의 기간이고 식 (4)는 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$v_{cr} = (2V_d + V_{cd}) \cos \omega_r t - V_d \quad (1)$$

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

$$T_1 = \sqrt{L_r C_r} \cos^{-1} \left(\frac{V_d}{2V_d + V_{cd}} \right) \quad (3)$$

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

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

모드 2 ($T_2, t_1 \sim t_2$)

모드 2는 커패시터 전압 v_{cr} 이 영으로 되어 다이오드 D_1 이 도통되는 모드이다. 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 $S_1 - D_1 - S_2$ 를 통하여 흐르고, 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 ($T_3, t_2 \sim t_3$)

시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 오프하면, 인덕터 L_r 의 전류 i_{Lr} 는 $D_2 - C_r - D_3$ 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 공진 초기에서 커패시터 전압이 영이므로 ZVS로 동작된다. 이 모드에서의 커패시터 전압은 식 (8)과 같으며, 인덕터에 흐르는 전류는 식 (9)와 같다. 커패시터 전압 v_{cr} 이 입력전압 V_d 와 출력전압 V_{cd} 의 합으로 될 때 이 모드는 끝나며, 이 모드의 기간 T_3 은 식 (10)에 주어지고 인덕터의 최종전류 I_3 는 식 (11)과 같다.

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

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

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

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

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

모드 4 ($T_4, t_3 \sim t_4$)

모드 4는 커패시터 C_r 의 충전이 끝난 후 다이오드 D_c 를 통하여 인덕터 L_r 의 전류가 부하측으로 유입되는 모드이다. 이 때의 인덕터 전류 i_{Lr} 는 직선적으로 감소하며 인덕터 전류가 영으로 되면 이 모드는 끝난다. 제어스위치들은 다음의 스위칭 사이클에 대기하게 된다. 이 모드에서 인덕터 전류 i_{Lr} 는 식 (12)와 같고 이 모드의 기간 T_4 는 식 (13)과 같다.

$$i_{Lr} = -\frac{V_{cd}}{L_r}t + I_3 \tag{12}$$

$$T_4 = \frac{L_r}{V_{cd}}I_3 \tag{13}$$

III. 시뮬레이션 결과 및 실험결과 검토

제안한 DCM-ZVS DC-DC 컨버터의 동작특성을 확인하기 위해 PSpice로 시뮬레이션을 하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 회로정수들을 표 1에 나타낸다.

Table 1. Parameters of simulated circuit

표 1. 시뮬레이션 회로정수

입력전압 V_d	DC 100 V	평활 커패시터 C_d	1000 μ F
출력전압 V_{cd}	DC 300 V	부하저항 R_L	100 Ω
공진 인덕터 L_r	50 μ H	듀티율 D_c (T_{on}/T_c)	30 %
공진 커패시터 C_r	40 nF	스위칭 주파수 f_s	40 kHz

제안한 컨버터의 스위칭 동작에 대한 각 부의 시뮬레이션 파형을 그림 4에 나타낸다. 그림 4에는 공진 회로의 인덕터 전류 i_{Lr} , 커패시터 전압 V_{cr} 그리고 제어스위치의 양단전압 V_{s1}, V_{s2} 와 스위치 전류 i_{s1}, i_{s2} 등 주요 동작파형들을 스위칭 1주기에 대해 각 모드별로 나타낸다.

그림 4의 시뮬레이션 결과를 검토해보면, 시각 t_0 에서 스위치 S_1, S_2 를 턴-온하면 LC 직렬 공진회로에 의한 커패시터 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 커패시터 전압 V_{cr} 가 영으로 되면 제어스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 직선적으로 증가하며 에너지를 축적한다. 그리고 시각 t_2 에서 스위치를 오프하면 다시 LC 직렬 공진회로에 의한 커패시터 C_r 가 충전

을 시작한다. 그리고 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 양단전압은 커패시터 전압 V_{cr} 와 같고 스위치들은 ZVS

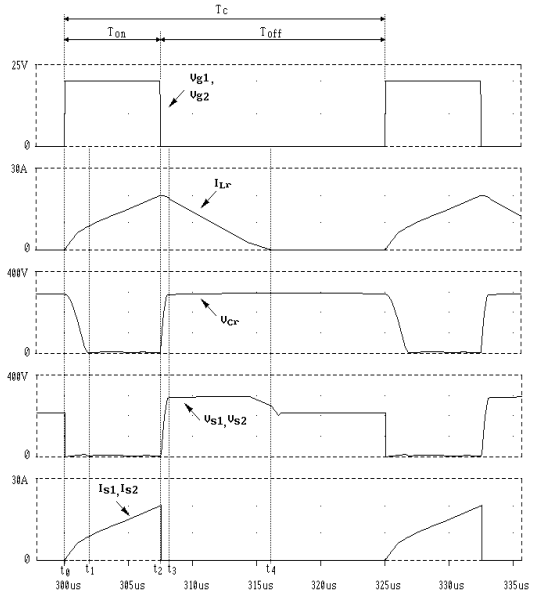
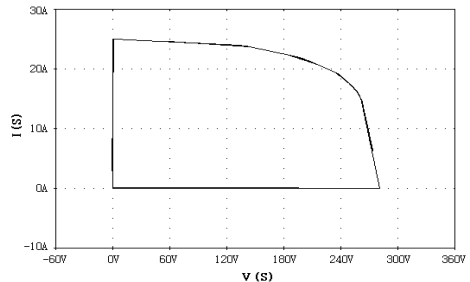
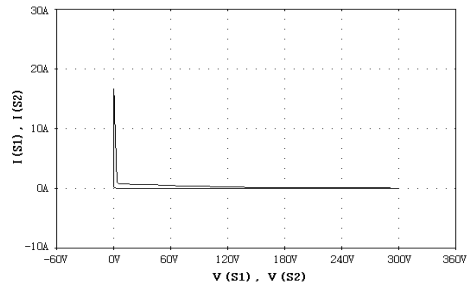


Fig. 4. Simulation waveforms in switching one cycle

그림 4. 스위칭 1주기에 대한 시뮬레이션 파형



(a) Conventional converter



(b) Proposed converter

Fig. 5. Switching locus of controlling switch

그림 5. 제어 스위치의 스위칭 궤적

로 동작한다. 시각 t_3 에서 커패시터 전압 V_{cr} 는 입력 전압 V_d 와 출력전압 V_{cd} 의 합으로 충전되고, 충전이 완료되면 인덕터 전류 i_{Lr} 는 부하측으로 유입되어 직선적으로 감소하고 시각 t_4 에서 영으로 된다.

이상의 시뮬레이션 결과과형에서 공진회로는 공진 1주기 동안 지속적으로 이루어지지 않고 스위치의 턴-온과 턴-오프 시점에서 부분적인 공진동작, 즉 유사공진 동작을 볼 수 있다. 이러한 동작에 의해 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 줄인다.

소프트 스위칭 기법이 적용된 제안한 DCM-ZVS 컨버터와 기존의 DC-DC 컨버터[그림 1]의 스위칭 손실을 비교하기 위하여 제어소자의 $V-I$ 특성곡선을 그림 5에 나타낸다.

$V-I$ 특성곡선에서 둘러싸인 면적이 스위칭 손실과 비례하므로 제안한 컨버터의 스위칭 손실이 매우 적음을 알 수 있다. 또한 제안한 컨버터에는 소프트 스위칭을 위한 새로운 유사공진 회로 즉, 무손실 스너버 회로가 설계되어 기존의 컨버터에서 나타나는 스너버 손실이 없이 소프트 스위칭으로 동작하여 컨버터의 효율을 증대시키는 결과를 가져온다.

실험회로 구성은 전력용량 1kW급, DC 100V의 입력전압에 DC 300V의 출력전압으로 설계하였으며, 실험회로에 사용된 소자들의 정수값을 표 2에 나타낸다. 제어스위치의 구동 스위칭 주파수는 40kHz를 기준하여 DSP프로세서에 PWM 데이터 테이블을 작성하여 듀티율 변화에 따른 각부 동작과형들을 측정 검증하였다. 그림 6은 제안한 DCM-ZVS DC-DC 컨버터의 실험회로구성 상세도를 보인다.

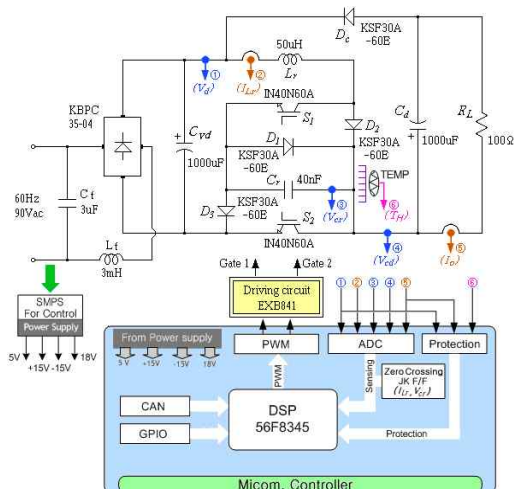
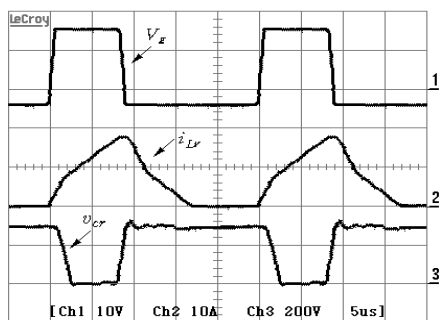


Fig. 6. Experimental circuit construction diagram of proposed DCM-ZVS converter

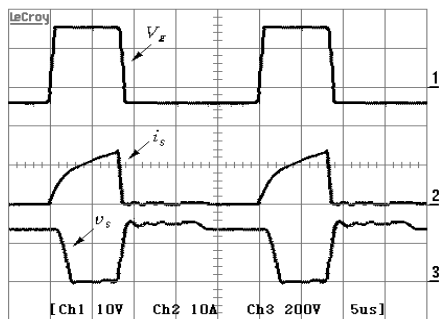
그림 6. 제안한 DCM-ZVS 컨버터의 실험회로 구성도

Table 2. Parameters of experimental circuit
표 2. 실험회로의 회로정수

구성 소자	규격	특성
입력전압 V_d	DC 100V	AC/DC 전파정류기
스위칭 주파수 f	40kHz	TMS320c_DSP프로세서 PWM 신호발생
전력용 스위치 (S_1, S_2)	IGBT_HGT IN40N60A4D	$V_{CE}=600V, I_C=40A$ $T_{on}=25ns, T_{off}=145ns$
전력용 다이오드 (D_1, D_2, D_3, D_4)	FRD타입 KSF30A60E	$V_r=600V, I_r=30A$ $T_{rr}=60ns (I_r=10A기준)$
공진 인덕터 L_r	50 μ H	Mn-Zn 페라이트 코어, 공극: 0.2mm
공진 커패시터 C_r	40 nF	다층 세라믹 재질, 양방향성
평활 커패시터 C_d	1000 μ F	전해질, 단방향성
부하저항 R_L	100 Ω / 1kW	전등부하



(a) Inductor current i_{Lr} and capacitor voltage V_{cr}

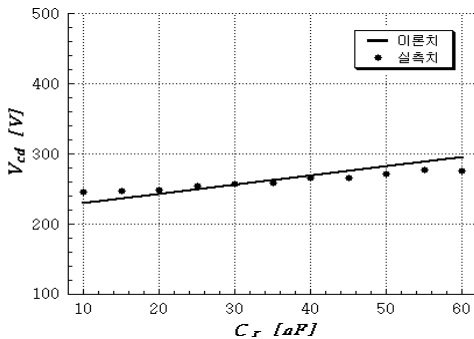


(b) Switch current i_s and voltage v_s

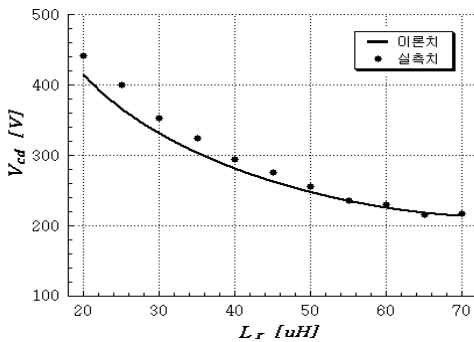
Fig. 7. Experimental waveforms of each part for switching control signal

그림 7. 스위칭 제어신호에 대한 각부의 실험파형

그림 7은 제어스위치 S_1, S_2 의 듀티율 30%인 게이트 제어신호에 대한 인덕터 전류 i_L 와 커패시터 전압 V_{cd} 의 파형과 스위치 S_1, S_2 에 흐르는 전류 i_s 와 스위치 양단에 걸리는 전압 v_s 의 파형을 나타낸다. 그림 7(a)의 실험파형에서 공진회로는 공진 1주기 동안 지속적으로 이뤄지지 않고 스위치의 턴-온과 턴-오프시에만 유사공진 동작을 볼 수 있으며, 이러한 동작에 의해 공진소자들의 용량분담과 스트레스를 줄이고, 출력전류가 증가할 경우 공진손실이 감소된다. 그리고 그림 7(b)에서 제어스위치들은 공진동작에 의해 영전류에서 턴-온되며 영전압에서 턴-오프되는 소프트 스위칭 동작을 보인다. 이것은 무손실 스너버 회로가 적용된 제안한 컨버터가 기존의 컨버터와 비교하여 스위칭 손실이 적게되어 변환기의 효율을 증대시켰다. 또한 스위치들은 $dv/dt, di/dt$ 의 영향이 없으므로 EMI 등의 전자유도 잡음이 나타나지 않았다. 이상의 실험파형들은 스위칭 주파수 40[kHz], 듀티율 30[%]에 대한 앞서의 시뮬레이션 결과와 잘 일치한다. 또한 유사공진용으로 이용된 스너버 커패시터 C_r 의



(a) Variation curve of C_r and V_{cd}



(b) Variation curve of L_r and V_{cd}

Fig. 8. Relationship between resonant devices and V_{cd}
 그림 8. 공진용 소자 C_r, L_r 에 대한 출력전압 V_{cd} 의 관계

용량변화에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화를 그림 8(a)에 나타내며, 승강압용으로 이용된 공진 인덕터 L_r 의 용량변화에 대한 출력전압 V_{cd} 의 변화를 그림 8(b)에 나타낸다. 이들 결과에서 출력전압은 공진용 커패시터의 용량변화에는 거의 변화가 없으나 공진용 인덕터의 변화에는 크게 변화된 모습을 보인다.

그림 9는 제안한 DCM-ZVS 컨버터와 기존의 승강압용 컨버터에 대한 듀티율 변화에 따른 출력전압 V_{cd} 의 관계를 나타낸다. 제안한 컨버터가 듀티율 변화에 따른 더욱 상승된 출력전압 분포를 보인다. 이것은 제안한 컨버터에 유사공진용으로 이용된 커패시터 C_r 의 축적된 에너지가 유사공진에 의해 손실없이 입력측으로 회생되었기 때문이다[모드 1].

그림 10은 제안한 컨버터와 기존의 컨버터의 효율 측정 비교를 나타낸다. 제안한 컨버터는 기존의 컨버터와 비교하여 사용된 제어스위치의 소프트 스위칭에 의한 턴-온과 턴-오프 손실이 크게 줄어 효율이 상당히 개선되었다.

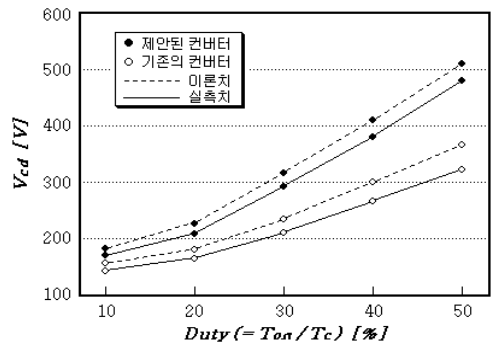


Fig. 9. Relationship between output voltage V_{cd} and duty factor

그림 9. 듀티율에 대한 출력전압 V_{cd} 의 관계

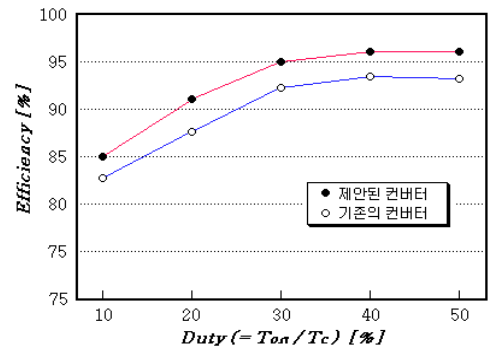


Fig. 10. Measured efficiency comparison

그림 10. 효율측정 비교

IV. 결론

본 논문에서는 새로운 DCM-ZVS DC-DC 컨버터를 제안하여 기존의 승강압용 컨버터와 비교하여 검토하였다. 제안한 컨버터는 유사공진 기법이 적용된 새로운 소프트 스위칭 회로가 설계되어 회로구조와 제어기법이 간단한 이점이 주어졌다. 제안한 컨버터의 유사공진회로는 구조적으로 기존의 컨버터에 사용되는 승강압용 인덕터와 스너버 커패시터를 공진회로로 변형 설계한 새로운 무손실 스너버 회로구조로써 회로구성이 간단하였으며, 사용된 제어용 스위치들의 소프트 스위칭에 의한 컨버터의 효율을 증대시켰다. 또한 제안한 컨버터의 공진용 소자들은 유사공진에 의해 용량분담과 공진 스트레스가 줄어드는 이점이 주어졌다. 더욱이 제안한 컨버터에 유사공진용으로 이용된 커패시터의 축적된 에너지는 유사공진에 의해 손실없이 입력측으로 회생되어 기존의 컨버터와 비교하여 더욱 높은 출력전압을 가졌다.

참고문헌

- [1] K. Kobayashi, H. Matsuo, and Y. Sekine, "An Excellent Operating Point Tracker of the Solar-Cell Power Supply System", IEEE Trans. on IE, Vol. 53, No. 2, pp. 495-499, 2005.
- [2] A. E. Farrell, D. W. Keith, and J. J. Corbett, "A strategy for Introducing Hydrogen into Transportation", Energy Policy 31, pp. 1357-1367, 2003.
- [3] 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.
- [4] K. S. Leung, and S. H. Chung, "A comparative study of boundary control with first and second-order switching surfaces for buck converters operating in DCM", IEEE Trans. on PE, Vol. 22, No. 4, pp. 1196-1209, 2007.
- [5] D. K. Kwak, "A Study on Novel Step Up-Down DC/DC Chopper of Isolated Type with High Efficiency", Journal of IKEEE, Vol. 13, No. 4, pp. 424-430, 2009.
- [6] K. Nishimura, K. Hirachi, E. Hiraki, N. A. Ahmed, H. W. Lee, and M. Nakaoka, "Advanced Three-Phase PFC Power Converter with Three-Phase Diode Rectifier and Four-Switch Boost Chopper", Journal of Power Electronics, Vol. 6, No. 4, pp. 356-365, 2006.
- [7] Y. Jang, M. Jovanovic, 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.
- [8] 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.

저 자 소 개

곽 동 걸 (정회원)



1990, 1993, 1997년 : 경남대학교 전기공학과 (공학사, 공학석사, 공학박사)

1991년 : 한국전기연구원 고전압 시험실 연구기술원

1998년~2006년 : 한중대학교 전기전자공학과 교수

2007년~현재 : 강원대학교 방재전문대학원/ 제어계측 공학과 교수

<주관심분야> 전력전자, 전기기기, 디지털시스템, 유비쿼터스 방제시스템

심 재 선 (비회원)



1973년 : 성균관대학교 전기공학과 (공학사)

1979년 : 단국대학교 전기공학과 (공학석사)

1989년 : 성균관대학교 전기공학과 (공학박사)

1975년~현재 : 강원대학교 전기공학과 교수

<주관심분야> 자동제어, 전력전자, 회로 및 시스템, 신재생에너지