

Dual 모드로 동작하는 새로운 ZCS PWM Boost 컨버터

*
金泰吁, 金鶴星

A Novel ZCS PWM Boost Converter with operating Dual Mode

Tae-Woo Kim and Hack-Sung Kim

요 약

본 논문에서는 정류용 다이오드의 역 회복시 발생하는 손실을 줄이기 위한 새로운 듀얼 모드로 동작하는 ZCS-PWM 승압형 컨버터를 제안한다. 제안된 회로에서 각각의 스위치는 소프트 스위칭 조건에서 매 사이클마다 교번으로 스위칭 동작을 하고 스위치 S_2 에 직렬로 공진형 인덕터 L_r 를 달아서 스위칭 손실과 EMI 노이즈와 관련된 정류용 다이오드(D, D_1)의 역 회복 전류를 감소시켰다. 제안된 컨버터는 기존의 ZVT-PWM 컨버터^[2]에 수동 및 능동 소자를 더 이상 추가하지 않기 때문에 각 소자들이 받는 전류/전압 스트레스는 기존의 하드 스위칭 컨버터 같다. 본 논문에서는 제안된 회로의 동작을 분석하고 이를 바탕으로 제작 및 실험을 통해서 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

A novel Zero Current Switching(ZCS) Pulse Width Modulation(PWM) boost converter with dual mode for reducing two rectifiers reverse recovery related losses is proposed. The switches of the proposed converter are operating to work alternatively turn-on and turn-off with soft switching condition in the every cycle and the proposed converter reduces the reverse recovery current, which is related switching losses and EMI problems, of the free-wheeling diode(D_1, D_2) by adding the resonant inductor L_r , in series with the switch S_2 . The switching components(S_1, S_2, D, D_1) in the proposed boost converter are subjected to minimum voltage and current stresses same as those in their PWM counterparts because there are no additional active switches and resonant elements compared with the conventional ZVT PWM converters^[2]. The operation of the proposed converter, in this paper, is analyzed and to verify the feasibility of the characteristics is built and tested.

Key Words: ZCS, PWM, Soft Switching, Reverse Recovery Current, Boost.

1. 서 론

리액티브 부품의 크기와 무게를 줄이고, 동적 응답

속도를 증가시키기 위해서는 전력용 반도체 소자의 고주파 스위칭 동작이 필요 불가결하다. 그러나, 일반적으로 PWM 방식의 컨버터는 고주파 동작시 정류용 다이오드 역 회복(Reverse recovery) 현상과 스위칭 손실(Switching losses)은 전체 시스템의 효율을 저하시키고, EMI(Electromagnetic-interference) 노이즈의 증가를 초래하여 문제점으로 대두된다. 정류용 다이오드의 역 회복 특성은 다이오드 도통시 다이오드내에 과잉 소수 캐리어가 턴-오프시에 재결합 되도록 역 방향

*금오공과대학교 대학원 전자제어공학과 박사과정

E-mail : twkim@kumoh.ac.kr

접수일자 : 2002. 6. 3

1차심사 요청일 : 2002. 6. 5

심사완료일 : 2002. 7. 19

으로 전류가 흐르는 현상이다. 역 회복 시간은 다이오드 종류마다 다르지만 특히 정류용 스위칭 다이오드는 수십[ns]~수백[ns]까지 있고, 이 기간 동안에 스위칭 손실과 EMI 노이즈의 원인이 되는 폭이 매우 좁고 높은 스위치 전류가 발생된다. 기존의 PWM 승압형 컨버터에서는 위의 문제를 극복하기 위해 역 회복 시간이 느린 다이오드(Soft recovery diode)를 사용하거나 승압형 스위치의 턴-온 시간을 늦추는 방법과 수동 스너버(Snubber)를 사용하였다. 하지만 이러한 방법들은 스위칭 손실 외에 부가적인 손실을 가져오며 전체 시스템의 효율을 감소시킨다. 그리고 컨버터의 스위칭 주파수를 제한하는 요소로 작용한다^[1].

최근에는 소프트 스위칭 기법(ZVS, ZCS)을 이용하여 다이오드 역 회복 현상과 스위칭 손실의 문제점을 개선하기 위해서 많은 공진 타입(Resonant type)의 승압형 컨버터가 제안되었다^{[2]~[10]}. 능동 스너버 회로를 이용하여 주 스위치(Main switch)가 영전압 조건에서 턴-온하고 정류용 다이오드(Rectifier diode) 역시 소프트한 조건에서 턴-오프된다. 그리고, 보조 스위치도 소프트 스위칭조건에서 동작한다. 더불어, 모든 반도체 소자들의 전압과 전류 스트레스가 기존의 PWM 컨버터와 비슷하다. 그러나, 능동 스너버 회로를 이용한 접근은 스위칭 소자와 공진형 부품수의 증가를 초래한다^{[2]~[7]}. 그리고 턴-온/턴-오프시 완전한 소프트 스위칭 조건을 만들기 위해서 보조 스위치의 스위칭 주파수 증가는 변환 시스템의 스위칭 주파수의 증가를 제한하고 제어 회로를 복잡하게 한다^{[8]~[10]}. 그러므로, 보조 회로의 추가 성분은 전체 시스템의 가격을 높이고 전력 밀도를 감소시킨다.

본 논문에서는 두 개의 스위치가 매 사이클(Cycle)마다 단지 하나의 스위치로만 스위칭 동작을 하는 ZCS PWM 승압형 듀얼 컨버터를 제안한다. 제한된 회로에서 스위치 S_1 , S_2 는 소프트한 스위칭 조건에서 스위칭 동작을 하고, 다이오드 D , D_1 의 턴-오프시 역 회복 전류는 공진형 인덕터 L_r 에 의해서 제한됨으로 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 최소화하였다. 각 스위치와 다이오드들의 전류와 전압 스트레스는 기존의 PWM 컨버터와 같고, 기존의 컨버터^{[3]~[10]}에 비해 부품 수를 최소화하였다. 스위칭 동작이 한 사이클에 하나의 스위치에서만 일어나므로 구동회로의 전력손실이 절감된다. 다음절에서 컨버터의 동작원리를 자세히 설명하고 그 유용성을 실험을 통해서 증명을 하였다.

2. ZCS-PWM 듀얼 컨버터의 동작 원리

제안된 ZCS 승압형 컨버터는 그림 1에 나타나있다. 그림에서 보는 것처럼 제안된 컨버터는 기존의 ZVT 승압형 컨버터^[2]와 같지만, 게이트 동작 신호와 스위칭 조건이 다르다. 한 사이클에 두 스위치중 단지 하나만 스위칭 동작을 하고, 정류용 다이오드(D , D_1)의 턴-오프시 역 회복 전류를 공진형 인덕터 L_r 에 의해서 제한된다.

정상상태에서의 작동을 해석함에 있어서, 모든 반도체 스위치는 이상적이며, 전압원에 직렬 연결된 인덕터 L 와 부하에 병렬 연결된 캐패시터 C_o 는 충분히 큰 용량을 가지고 있어서 스위칭 사이클 동안 각각 전류원과 전압원으로 작용한다고 가정한다. 스위칭 싸이클은 스위치 S_2 가 턴-온 되면서 시작하고, 싸이클이 시작되기 전에는 일반적인 승압형 컨버터에서처럼 스위치 S_1 과 S_2 및 정류용 다이오드 D_1 은 오프상태이고 정류용 다이오드 D 에 정상상태 입력 전류 I_L 이 흐르고 출력 전압은 V_o 이다. 이때 각 스위치 양단의 출력 커패시턴스 C_{oss1} , C_{oss2} 의 전압은 출력 전압 V_o 과 동일하다.

(1) **MODE 1** [$t_0 \sim t_1$] : 스위치 S_2 가 공진형 인덕터 L_r 로 인하여 영전류 조건에서 턴-온 되면, 공진형 인덕터 전류 I_{Lr} 는 선형적으로 증가하는 동시에 다이오드 전류 I_D 는 선형적으로 감소하게 된다.

$$I_{Lr} = -I_D = \frac{V_o}{L_r}(t - t_0) \quad (1)$$

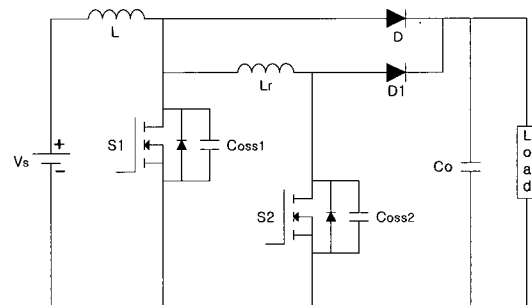


그림 1 제안된 ZCS-PWM 승압형 컨버터
Fig. 1 Proposed ZCS-PWM boost converter

이 구간이 끝나는 시점에서 다이오드 D의 전류는 0이 되고 스위치 S₂에 흐르는 전류 I_{S2}는 입력 전류 I_L에 도달한다.

(2) **MODE 2** [t₁~t₂] : 공진형 인덕터 전류 I_{Lr}이 입력 전류 I_L 보다 커지게되면, 공진형 인덕터 L_r과 출력 커패시턴스 C_{oss1}가 공진을 시작한다. C_{oss1}의 초기전압 V_o이 0이 될 때까지 방전한다.

$$I_{S2}(t) = I_{Lr}(t) = I_L + \frac{V_o(0)}{Z_0} \sin(\omega_n(t-t_1)) \quad (2)$$

$$V_{Coss1}(t) = V_o \cos(\omega_n(t-t_1)) \quad (3)$$

여기서,

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{oss1}}}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{oss1}}} \text{ 이다.}$$

(3) **MODE 3** [t₂~t₃] : V_{Coss1}가 0이 되면 스위치 S₁의 내부 다이오드(Internal diode)가 도통되고, 스위치 S₂을 통해서 입력 전류 I_L와 공진 순환 전류(Resonant circulating current) I_{RC}는 환류(free-wheeling)를 한다.

$$I_{S2} = I_L + I_{RC}(= \frac{V_o}{Z_0}) \quad (4)$$

(4) **MODE 4** [t₃~t₄] : 스위치 S₂가 턴-오프되면 각 스위치 S₁, S₂의 출력 커패시턴스 C_{oss1}, C_{oss2}는 입력 전류에 의해서 출력 전압 V_o만큼 충전된다.

$$V_{Coss1}(t) = \frac{I_L}{C_{oss1}}(t-t_3) \quad (5)$$

$$V_{Coss2}(t) = \frac{I_{Lr}}{C_{oss2}}(t-t_3) \quad (6)$$

(5) **MODE 5** [t₄~t₅] : 스위치 S₂에 걸리는 전압이 출력 전압 V_o과 같아지면 정류용 다이오드 D₁은 도통되고 입력전류 I_L이 출력단(output stage)으로 전달된다. 이 구간은 일반적인 PWM 승압형 컨버터의 환류(free-wheeling)모드와 동일하게 동작한다. MODE1~MODE5가 스위치 S₂의 스위칭 동작(턴-온/턴-오프)이 일어나는 구간이고 전체 사이클의 1/2이다.

(6) **MODE 6** [t₅~t₆] : 스위치 S₁이 영전류 조건에서 턴-온 되면 전류 I_{Lr}는 선형적으로 감소하는 동시에 스위치 S₁에 흐르는 전류 I_{S1}는 선형적으로 증가하게 된다.

$$I_{S1} = -I_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t-t_5) \quad (7)$$

(7) **MODE 7** [t₆~t₇] : 전류 I_{S1}이 입력 전류 I_L와 같아지면 L_r과 C_{oss2}이 공진을 시작한다. C_{oss2}은 공진 전압이 0이 될 때까지 방전한다.

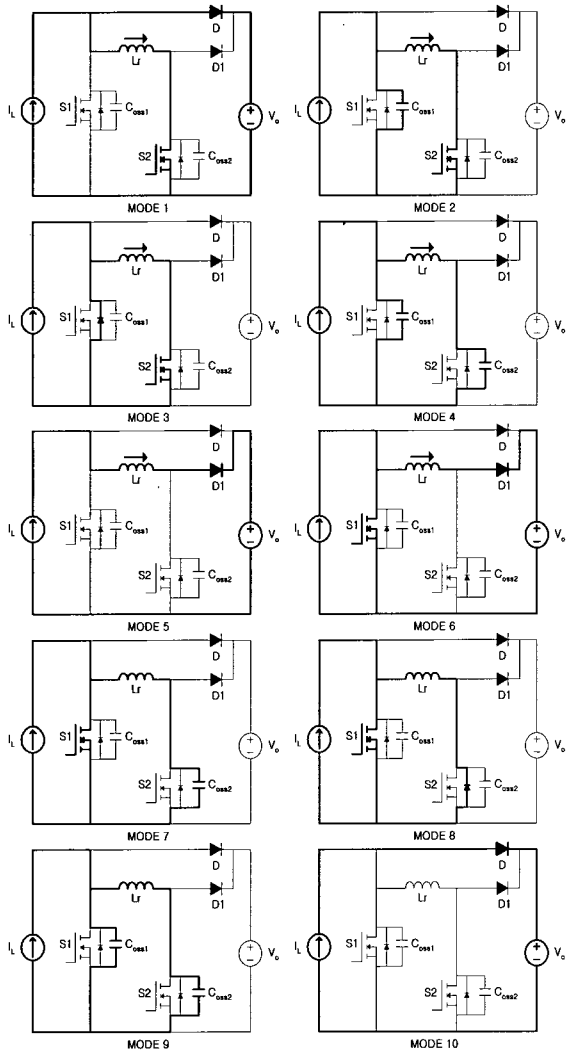


그림 2 동작 상태
Fig. 2 Stages of Operation

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_o}{Z_0} \sin(\omega_n(t-t_6)) \quad (8)$$

$$V_{Coss2}(t) = V_o \cos(\omega_n(t-t_6)) \quad (9)$$

$$I_{S1}(t) = I_L + \frac{V_o}{Z_0} \sin(\omega_n(t-t_6)) \quad (10)$$

여기서,

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{oss2}}}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{oss2}}} \text{ 이다.}$$

(8) **MODE 8** [$t_7 \sim t_8$] : V_{Coss2} 가 0이 되면 스위치 S_2 의 내부 다이오드가 턴-온되고, 스위치 S_1 을 통해서 입력 전류 I_L 와 공진 순환(Resonant circulating) 전류 I_{RC} 는 환류(free-wheeling)를 한다.

$$I_{S1} = I_L + I_{RC}(= \frac{V_o}{Z_0}) \quad (11)$$

(9) **MODE 9** [$t_8 \sim t_9$] : 스위치 S_1 가 턴-오프되면 각 스위치 S_1, S_2 의 출력 커패시턴스 C_{oss1}, C_{oss2} 는 입력 전류에 의해서 출력 전압 V_o 만큼 충전된다.

$$V_{Coss1}(t) = \frac{I_L}{C_{oss1}}(t-t_8) \quad (12)$$

(10) **MODE 10** [$t_9 \sim t_0$] : 스위치 S_1 에 걸리는 전압이 출력 전압과 같아지면 정류용 다이오드 D 은 도통되고 입력전류가 출력단으로 전달된다. 이 구간은 일반적인 PWM 승압형 컨버터의 환류(free-wheeling)모드와 동일하게 동작한다. 이 모드가 끝나면 다음 스위칭 사이클(Switching cycle)이 반복된다.

따라서, 스위칭 사이클동안 컨버터의 동작 모드(Operation mode)은 그림 2와 같이 MODE 1에서 MODE 10에 걸쳐 이루어지고, 위에 설명한 구간별 동작 설명으로부터 제안된 회로의 동작 파형을 그림 3과 같이 그릴 수 있다.

MODE 1~MODE 5까지와 MODE 6~MODE 10은 서로 같은 동작은 하는 구간이고, 한 사이클을 MODE1~MODE5로 분다면 각 스위치들은 동작 주파수는 전체 시스템의 동작주파수의 1/2로 동작한다.

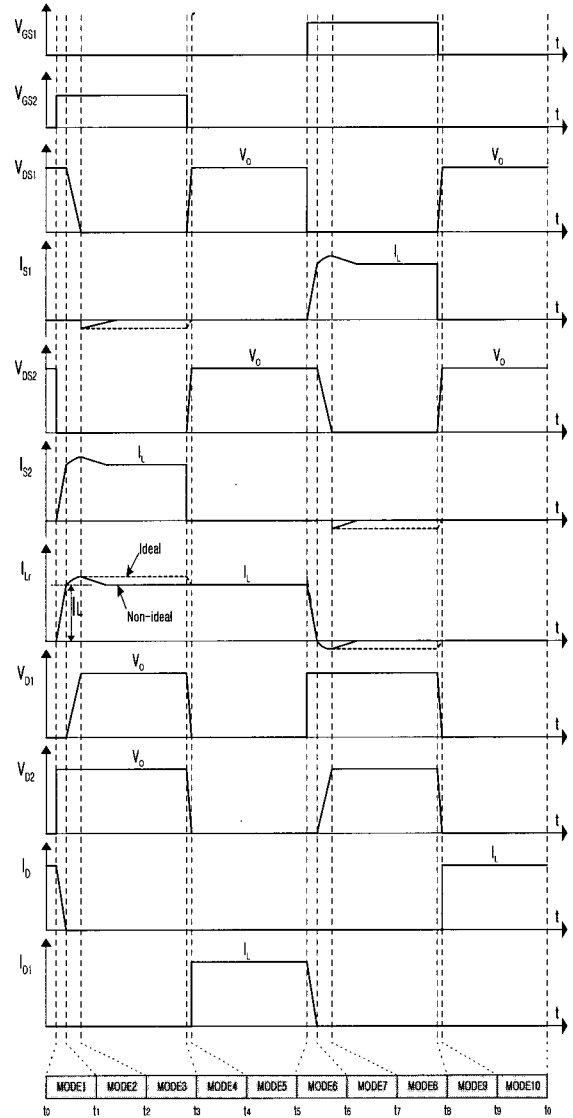


그림 3 제안된 컨버터의 주요 작동 파형
Fig. 3 Theoretical waveform of proposed converter

3. 컨버터의 특징

3.1 소프트 스위칭 조건

동작 모드(Mode)분석으로부터 각 스위치와 다이오드들의 스위칭 조건을 정리하면 표 1과 같다.

스위치 S_1 과 S_2 는 공진형 인덕터 L_r 에 의해 영전류 조건에서 턴-온되고, 턴-오프시에는 스위치 양단의 출력 커패시턴스 C_{oss1}, C_{oss2} 에 의해서 급격한 전압 변화

표 1 스위칭소자의 스위칭 조건

Table 1 Switching conditions of switching devices

Semiconductor device	Turn on condition	Turn off condition
Switch S1, S2	ZCS	Pseudo ZVS
Diode D, D1	ZVS	ZVS/ZCS

(dv/dt)을 제한하는 슈도(Pseudo) 영전압 조건에서 동작한다. 정류용 다이오드 D, D1은 전류가 식 (1), (7)의 기울기로 각각 줄어들면서 영전류/영전압 조건에서 턴-오프되고, 턴-온은 식 (6), (12)에 의해 영전압 조건에서 동작을 한다.

3.2 공진형 소자값 설계

공진형 인덕터 Lr의 값은 정류용 다이오드의 역 회복손실을 줄이기 위해서 가능하면 크게 선택한다. 다음 수식^[11]에 따라 큰 Lr를 선택하면 역 회복 전류 I_r은 결과적으로 작아진다.

$$I_r \propto \sqrt{I_F \frac{di_R}{dt}} \propto \sqrt{\frac{I_F}{L_r}} \quad (13)$$

각 스위치 S1, S2 (IRFP350)의 출력 커패시턴스는 대략 460[pF]이므로 추가로 공진형 커패시터를 달아서 전압과 전류의 오버랩(Overlap)으로 인한 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 하지만, MODE 3, 8에서 공진 순환 전류 I_{RC}는 스위치와 스위치 내부 다이오드를 통해서 흐리기 때문에 전도손실(Conduction losses : 스위치의 온-저항, 스위치 내부 다이오드의 강하전압)로 0으로 감소된다. 공진 순환 전류의 다음의 수식에서 보인 바와 같이 선형적으로 감소하게 된다.

$$I_{RC} = \frac{V_{(switch\ onresistance)} + V_{(switch\ internal\ diode)}}{L_r} t \quad (14)$$

공진형 커패시터의 값을 크게하면 턴-오프시 스위칭 손실은 감소하고 전도손실은 증가하고, 반대로 값을 작게하면 스위칭 손실은 증가하고 전도손실은 감소한다. 그래서 스위칭 손실과 도통손실을 고려하여 적절한 값을 결정해야한다.

4. 실험결과

제안된 ZCS PWM 승압형 듀얼 컨버터의 유용성을 증명하기 위하여, 본 논문에서는 200W급 컨버터를 시

험용으로 제작하여 실험하였다. 컨버터의 전력회로는 그림 1과 같고 컨버터의 주요 부품은 표 2와 같다.

실험결과 각 스위치(S1, S2)의 전압/전류파형과 공진형 인덕터의 전류파형 및 다이오드(D, D1)의 전압과 전류파형은 그림 4~8과 같다.

그림 4는 스위치 S1, S2 각각에 대한 게이트 제어 신호와 스위치 S1의 드레인-소스 양단간의 전압 및 공진형 인덕터 Lr의 전류파형을 측정된 것으로써, 그림 3의 동작 해석 파형과 거의 유사하게 동작함을 알 수 있다. 그리고 전압/전류 스트레스가 일반적인 승압형 컨버터의 경우와 동일하게 최소 수준을 유지하고 있다.

표 2 시험용 컨버터에 사용된 파라미터

Table 2 Parameter for prototype converter

Component	Value/Model
입력 전압 (Vs)	50[V]
출력 전압(Vo)	100[V]
입력 인덕터 (L)	200[μH]
공진형 인덕터 (Lr)	13[μH]
공진형 커패시터 (Cr1, Cr2)	1[nF]
스위치 (S1, S2)	IRFP350
출력 커패시터 (Co)	200[μF]
스위칭 주파수 (fs)	100[kHz]
정류용 다이오드 (D, D1)	F6D
시비율 (Duty ratio)	0.5

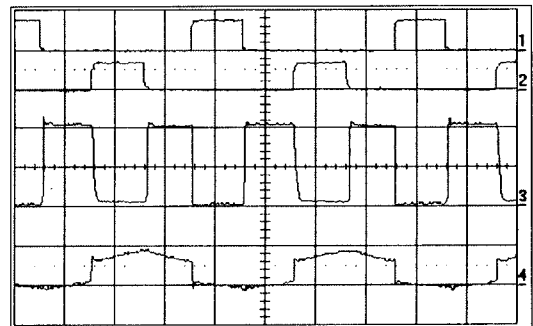


그림 4 제안된 컨버터의 동작 파형

Fig. 4 Operation waveforms of proposed converter

1: V_{GS1}(20V/div, 5μs) 2: V_{GS2}(20V/div, 5μs)
3: V_{DS1}(50V/div, 5μs) 4: I_{Lr}(2A/div, 5μs)

그림 5와 그림 6은 스위치 S_1 , S_2 의 스위칭 특성을 확인하기 위하여 드레인-소스 전압과 드레인 전류를 각각 측정된 파형을 나타낸 것이다. 스위치 S_1 , S_2 는 턴-온/턴-오프 시 소프트 스위칭이 일어남을 확인할 수 있다. 그리고 MODE 2와 MODE 7 구간에서 공진 전류의 변화는 상대적인 출력 커패시턴스 $C_{oss}=460[pF]$ 와 공진형 인덕터 $L_r=13[\mu H]$ 의 비가 커서 거의 나타나지 않았다. 그래서 스위치 각각에 공진 커패시터 $C_r=1[nF]$ 를 추가하여 공진 전류의 변화를 확인하였다.

그림 6과 그림 7은 다이오드 D , D_1 에 흐르는 전류와 양단 전압파형을 보여주고 있다. 각 다이오드가 온시에는 영전압 조건에서 커지고 오프시에는 영전압/영전류 조건에서 꺼짐을 확인하였다. 그리고 오프시 역회복 전류가 최소화됨을 실험파형으로 확인할 수 있

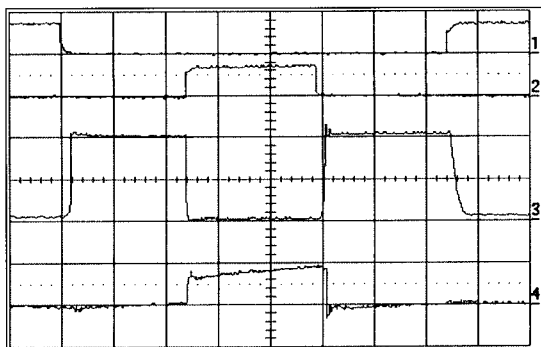


그림 5 스위치 S_1 의 전압과 전류 파형
 Fig. 5 Current and voltage of switch S_1
 1: $V_{GS2}(20V/div, 2\mu s)$ 2: $V_{GS1}(20V/div, 2\mu s)$
 3: $V_{DS1}(50V/div, 2\mu s)$ 4: $I_{DS1}(2A/div, 2\mu s)$

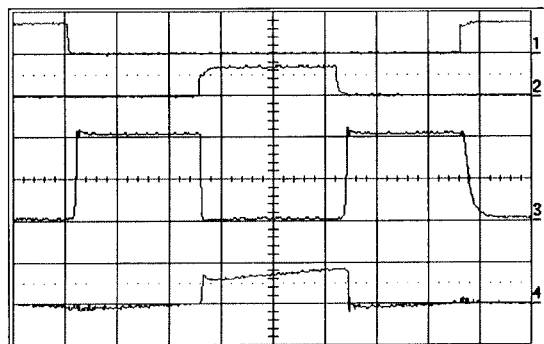


그림 6 스위치 S_2 의 전압과 전류
 Fig. 6 Voltage and current of switch S_2
 1: $V_{GS1}(20V/div, 2\mu s)$ 2: $V_{GS2}(20V/div, 2\mu s)$
 3: $V_{DS2}(50V/div, 2\mu s)$ 4: $I_{DS2}(2A/div, 2\mu s)$

다. 전체적인 효율은 출력 전력을 $100[W] \sim 200[W]$ 사이에 측정한 결과가 93%이상에서 동작함을 확인하였다. 그림 4~8의 파형으로부터 제안된 컨버터가 이론적인 파형(그림 3)과 비교하면 인덕터와 커패시터 값에 따라 정도(scale)에서 차이가 발생하고 기생효과(Parasitic effect)에 의해 파형에 변화를 주었지만 대략 일치하였다.

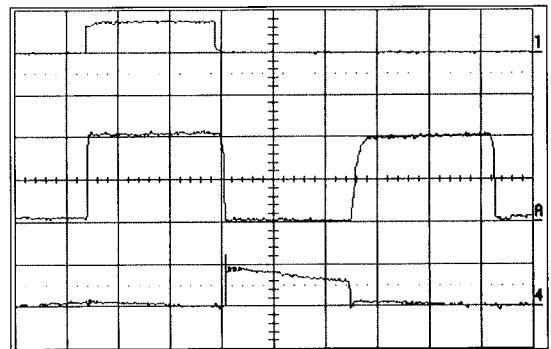


그림 7 다이오드 D 의 전압과 전류
 Fig. 7 Voltage and current of diode D
 1: $V_{GS1}(20V/div, 2\mu s)$ A: $V_D(50V/div, 2\mu s)$
 4: $I_D(2A/div, 2\mu s)$

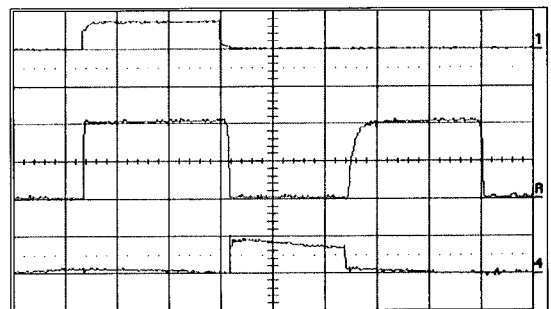


그림 8 다이오드 D_1 의 전압과 전류
 Fig. 8 Voltage and current of diode D_1
 1: $V_{GS2}(20V/div, 2\mu s)$ A: $V_{D1}(50V/div, 2\mu s)$
 4: $I_{D1}(2A/div, 2\mu s)$

5. 결 론

본 논문에서는 정류용 다이오드의 역회복시 발생하는 손실을 줄이기 위한 새로운 ZCS PWM 승압형 듀얼 컨버터를 제안하였다. 각 스위치 S_1 , S_2 는 소프트한 조건에서 턴-온/턴-오프하고, 다이오드 D , D_1 의 턴-오프시 역회복 전류는 공진형 인덕터 L_r 에 의해서 제한

함으로 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 최소화하였다. 그리고 각 스위치와 다이오드들의 전류와 전압 스트레스는 기존의 ZVT-PWM 컨버터^[2]에 비교하여 추가된 스위칭 소자나 공진형 부품이 없으므로 기존의 하드 스위칭 PWM 승압형 컨버터와 거의 같다. 스위칭 동작이 한 사이클에 하나의 스위치에서만 일어나므로 구동회로의 전력손실을 줄였다. 각각의 스위치 S_1 , S_2 가 전체 시스템의 스위칭 주파수에 1/2로 동작을 함으로 고주파수로 동작시키는데 다른 컨버터에 비해 제한을 받지 않는다. 게다가, 다른 DC/DC PWM 컨버터에도 적용이 가능하다. 그래서 제안된 컨버터는 고주파 동작이 용이하고 고전력 밀도 시스템을 구현하는데 적합하다.

본 논문은 금오공과대학교 학술 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] J. Bazinet and J. O'Connor, "Analysis and design of a zero-voltage-transition power factor correction circuit", in IEEE Appl. Power Electronics Specialist Conference Rec., pp. 590~596, 1994.

[2] G. Hua, C. Leu, and F.C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters", in IEEE PESC Rec., pp. 707~713, 1992.

[3] M.S. Vilela, E.A.A. Coelho, J.B. Vieira Jr., L.C. de Freitas, V.J. Farias, "A Family of PWM Soft-Switching Converters with Low Stresses of Voltage and Current", IEEE Applied Power Electronics Conference. vol, 1, pp. 299~304, 1996.

[4] R.L. Lin, F.C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition PWM Converters", in IEEE Power Electronics Specialists Conference Rec., pp. 438~442, 1996.

[5] C.J. Tseng and C.L. Chen, "Novel ZVT-PWM Converter with Active snubbers", in IEEE Transactions on power electronics, vol. 13. No. 5, Sept. 1998.

[6] A.K.S Bhat, "A Soft-Switched Boost Converter for High-Frequency Operation", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rec., pp. 463~468, 1999.

[7] R.L. Lin, Y. Zhao, and F.C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rec., pp. 1063~1069, 1998.

[8] Ray L. Lin and F. C. Lee, "Novel Zero-Current-Switching-Zero-Voltage-Switching Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rec., pp. 438~442. 1996.

[9] S.H. Ryu, D.Y. Lee, S.B. Yoo, and D.S. Hyun, "New ZVZCS PWM DC-DC Converter With One Auxiliary Switch", IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rec., pp. 445~450, 1999.

[10] C.M.O. Stein, H L. Hey, "A True commutation for PWM converter", in IEEE APEC Proc., pp. 1070~1076, 1998

[11] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications and Design, New York: Wiley, 1989, Second Edition, pp. 538~539.

저 자 소 개



김태우(金泰旻)

1974년 2월 24일생. 1997년 금오공과대학교 전자제어공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전자제어공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 박사과정.



김학성(金鶴星)

1961년 1월 22일생. 1988년 금오공과대학교 전자공학과 졸업. 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1994년~현재 금오공과대학교 전자공학부 교수.