

개선된 전파형 ZVT PWM DC-DC 컨버터

金泰旻*, 金鶴星*

Improved Full Wave Mode ZVT PWM DC-DC Converters

Tae-Woo Kim and Hack-Sung Kim

요약

본 논문에서는 공진 에너지를 회생율을 최대화하여 전체적인 효율을 증가시킨 개선된 전파형 ZVT(Zero-Voltage-Transition) PWM(Pulse-Width-Modulation) DC-DC 컨버터를 소개한다. 개선된 회로는 단지 기존 컨버터의 보조 스위치와 공진형 인덕터 사이에 직렬로 역공진 저지 다이오드를 추가로 달아서 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭 조건에서 턴온/턴오프하여 스위칭 손실을 최소화하고, 공진 에너지를 완전히 입력으로 회귀시켜 전도손실을 절감하여 효율의 증감을 이루었다. 본 논문에서는 부스터 컨버터를 이용하여 개선된 컨버터의 동작을 분석하고, 실험 결과를 바탕으로 제안된 회로의 타당성을 입증하였다.

ABSTRACT

In this thesis, improved full wave mode ZVT(Zero-Voltage-Transition) PWM DC-DC Converters are presented to maximize the regeneration ratio of resonant energy by only putting an additional diode in series with the auxiliary switch. The operation of the auxiliary switch in a half wave mode makes it possible soft switching operation of all switches including the auxiliary switch whereas it is turned off with hard switching in conventional converter. The increase of the regeneration ratio to resonant energy results in low commutation losses and minimum voltage and current stresses. The operation principles of the improved ZVT PWM DC-DC Converters are theoretically analyzed using the boost converter topology as an example. Both theoretical analysis and experimental results verify the validity of the PWM boost converter topology with the improved full wave mode ZVT PWM converters.

Key Words : ZVT, PWM, Soft Switching, DC-DC, Boost, Full Wave Mode

1. 서론

스위칭 전원에 사용되는 인덕터나 변압기 등의 자기소자 및 평활 콘덴서는 동작 주파수를 상승 시킴으로써 소형으로 할 수 있기 때문에, 스위칭 주파수의 고주파화는 스위칭 전원의 소형화에 유용한 방법

이다. 그러나 스위칭 주파수의 상승에 따라 스위칭 손실의 증가가 효율에 문제시되었다. 그래서 최근에는 고주파수 스위칭이 가능한 소프트 스위칭 방식의 PWM 컨버터의 연구가 활발히 이루어지고 있다^[1-8]. 공진회로와 임의의 보조 스위치를 적용해서 공진 시간·공진 에너지·전도 손실·스위칭 손실을 줄일 수 있는 영진압 및 영진류 트랜지션 방식의 PWM 컨버터(ZVT 및 ZCT PWM Converter)^[1,2]가 나왔다. 영진류 방식의 경우에는 전류 스트레스가 기존의 PWM 방식에 비해 약간 증가하고, 영진압 방식의 경우는 전

†교신저자 : 학생회원, 금오공과대 대학원 전자제어공학과 박사과정

E-mail : twkim@kumoh.ac.kr

*정회원, 금오공과대 전자공학부 교수

접수일자 : 2003. 8. 14 1차 심사 : 2003. 9. 30
2차 심사 : 2003. 10. 22 심사완료 : 2003. 10. 30

압과 전류 스트레스가 거의 기존의 PWM 컨버터와 같다. 그러나 이 방식들은 주 스위치의 전류 스트레스의 증가^[2]와 보조 스위치의 턴오프 손실과 EMI 노이즈의 증가^[1]를 가져오는 단점을 가진다.

전파형 ZVT PWM DC-DC 컨버터^[5]는 주 스위치와 보조 스위치 및 정류용 다이오드가 턴온/턴오프시 소프트 스위칭하여 스위칭 손실을 절감시켰다. 그러나 공진모드에서 공진 인덕터 L_r 에 충전된 에너지가 완전히 입력으로 회생하지 못하고 잔여 에너지성분이 남아 이후에 전도손실로 감소하는 단점을 가진다.

그러므로 본 논문에서는 공진 에너지 회생율을 최대화하여 전체적인 효율을 증가시킨 개선된 컨버터를 제시한다. 단지 기존 컨버터^[5]의 보조 스위치에 직렬로 역공진 저지를 위한 다이오드를 추가로 달아 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭 조건에서 턴온/턴오프하여 스위칭 손실을 최소화하고, 공진 에너지를 완전히 입력으로 회귀시켜 전도손실을 절감하여 효율을 증가시킨다.

2. 본 론

2.1 개선된 컨버터

개선된 전파형 ZVT PWM 부스터 컨버터는 그림 1에 나타나있다. 그림에서 보는 것처럼 개선된 컨버터는 기존의 컨버터^[5]에 공진 에너지의 회생율을 높이기 위해 보조 스위치 S2에 직렬로 다이오드 D2를 추가하였다. 다이오드의 추가로 보조 스위치는 반파형 모드(half wave mode)에서 동작한다. 그리고 역공진 저지 다이오드 D2의 추가로 부품수가 증가하였지만, 기존 ZVT PWM 부스터 컨버터^[1]의 부품 수와 같다.

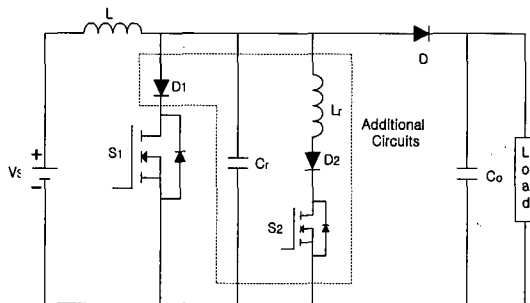


그림 1 개선된 승압형 컨버터
Fig. 1 Improved boost converter

2.2 동작원리 및 회로 해석

개선된 컨버터의 전체적인 동작은 그림 2과 같이 7개의 동작 모드로 나눌 수 있고 각 모드별 주요 파형

은 그림 3과 같다. 정상상태에서의 작동을 해석함에 있어서, 모든 반도체 소자들은 이상적이며, 전압원에 직렬 연결된 인덕터 L 와 부하에 병렬 연결된 커패시터 C_o 는 충분히 큰 용량을 가지고 있어서 스위칭 사이클 동안 각각 전류원과 전압원으로 작용한다고 가정한다. 스위칭 싸이클은 보조 스위치 S2가 턴온 되면서 시작하고, 싸이클이 시작되기 전에는 일반적인 승압형 컨버터에서처럼 주 스위치 S1과 보조 스위치 S2는 오프상태이고, 정류용 다이오드 D에 정상상태 입력 전류 I_L 이 흐르고 출력 전압은 V_o 이다. 이때 공진 커패시터 C_r 의 전압은 출력 전압 V_o 과 동일하다.

MODE 1 [$t_0 \sim t_1$] : $t=t_0$ 시점에서, 보조 스위치가 공진 인덕터 L_r 로 인하여 영전류 조건에서 턴온 되면, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 는 선형적으로 증가하는 동시에 다이오드 전류 I_D 는 선형적으로 감소하게 된다. 이를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

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

이 구간이 끝나는 $t=t_1$ 에서 다이오드 D의 전류는 0이 되고 보조 스위치에 흐르는 전류 I_{S2} 는 입력 전류 I_L 에 도달한다.

MODE 2 [$t_1 \sim t_2$] : $t=t_1$ 시점부터 공진회로 L_r 과 C_r 이 공진을 시작한다. 공진 커패시터의 전압 V_{Cr} 은 초기 값 V_o 에서 코사인형태로 감소하여 0까지 떨어지고, 공진 인덕터의 전류 I_{Lr} 은 초기 I_L 값에서 사인형태로 증가하여 $I_{Lr}(\text{peak})$ 이 된다. 이러한 동작을 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$V_{Cr} = V_o \cos[\omega_o(t-t_1)] \quad (2)$$

$$I_{Lr} = I_L + \frac{V_o}{Z_o} \sin[\omega_o(t-t_1)] \quad (3)$$

$$\text{여기서, } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

MODE 3 [$t_2 \sim t_3$] : 공진 커패시터 C_r 은 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 의 방전으로 인해 계속 감소하여 V_{Cr} 은 0에서 $-V_{\text{max}}$ 까지 떨어지고, 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 은 $I_{Lr}(\text{peak})$ 에서 음의 기울기로 감소하게 된다. 이 구간을 수식으로 표현하면 식 (2)와 (3)으로 나타난다.

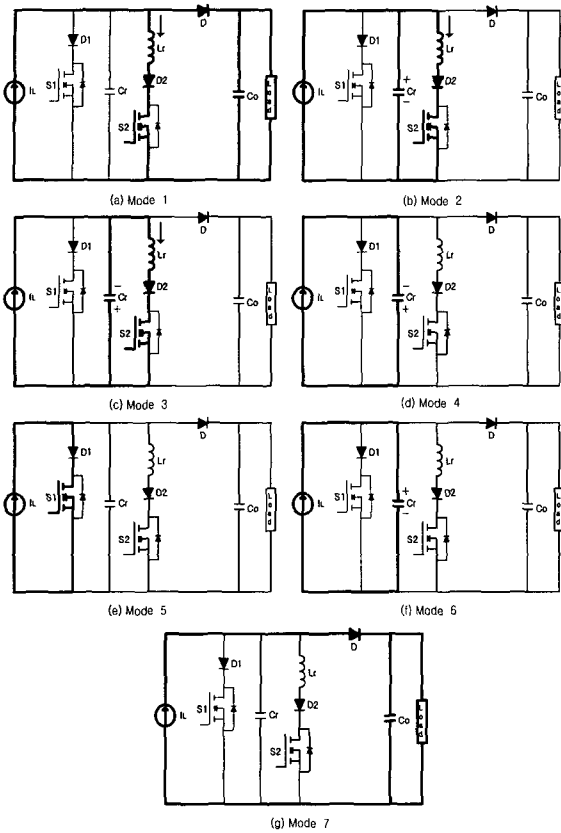


그림 2 개선된 컨버터의 동작 모드
Fig. 2 Operation modes of improved converter

MODE 4 [t_3-t_4] : 공진 인덕터 전류 I_{Lr} 이 0으로 떨어지면, 역방향 공진 저지 다이오드 D2에 의해서 공진이 일어날 수 없다. 이때 공진 커패시터의 전압 V_{Cr} 은 역방향으로 충전된 상태이므로 입력 전류 I_L 에 의해서 0으로 방전된다. 이러한 동작을 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$V_{Cr} = \frac{I_L}{C_r}(t-t_3) \quad (4)$$

MODE 5 [t_4-t_5] : 주 스위치 S1에 걸리는 전압이 0이 되면, 즉 공진 커패시터의 전압 V_{Cr} 이 0이 되면 입력 전류 I_L 은 주 스위치로 흐르고 입력 인덕터 L에 에너지가 충전되는 기간이다. 일반적인 PWM 부스터 컨버터와 동일하게 동작하는 기간에 해당한다.

MODE 6 [t_5-t_6] : 주 스위치 S1이 영전압 조건에서 턴오프 되면 입력 전류 I_L 은 공진 커패시터 Cr의 전압을 출력전압 V_o 까지 충전시킨다. 이 구간을 수식으로 표현하면 식 (4)와 동일하다.

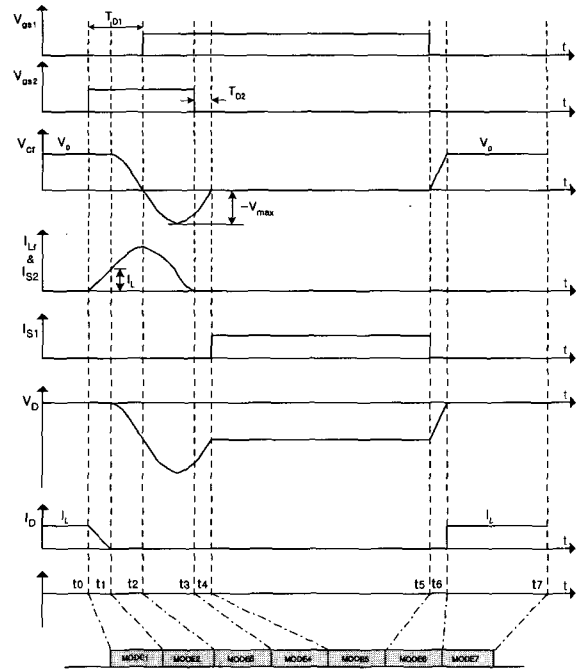


그림 3 개선된 부스터 컨버터의 파형
Fig. 3 Waveforms of improved boost converter

MODE 7 [t_6-t_7] : t_6 시점에서 공진형 커패시터 Cr에 충전되는 전압이 출력전압 V_o 에 도달하면, 정류용 다이오드 D가 영전압 조건에서 도통되면서 출력으로 전력이 전달된다. 주스위치는 오프, 정류용 다이오드 D는 온 상태로서, 일반적인 PWM 부스터 컨버터의 프리휠링(freewheeling)모드와 동일하게 작동한다. 이 모드가 끝나면 t_0 시점에서 보조 스위치가 턴온되면 앞서 설명한 MODE1에서 MODE7까지 한 사이클이 반복된다.

3. 작동특성

3.1 스위칭 소자들의 스위칭 조건

보조 스위치 S2는 공진 인덕터 Lr에 전류가 흐르지 않는 t_0 시점에서 영전류 스위칭을 하고, MODE3에서 Lr의 전류가 0이 되면 턴오프 시킴으로 영전류 스위칭을 한다. 주 스위치 S1은 MODE3에서 V_{Cr} 의 전압이 0이 되면 S1에 턴온 게이트 신호를 인가하여 영전류 상태에서 턴온되고, MODE5에서 공진 커패시터 Cr에 의해서 영전압 상태에서 턴오프된다. 정류용 다이오드 D는 MODE7이 끝나는 시점인 t_7 에서 공진 커패시터 양단 전압 V_{Cr} 이 출력전압 V_o 와 같아지면 영전압 상태에서 도통되고, MODE1이 끝나는 시점인 t_1 점에서 I_L

이 입력전류 I_L 과 같아지면 영전류 상태에서 오프된다. 스위칭 소자들의 스위칭 조건을 나타내면 표 1과 같다.

표 1 스위칭소자의 스위칭 조건
Table 1 Switching conditions of switching devices

Semiconductor device	Turn on condition	Turn off condition
Main switch(S1)	ZCS	ZVS
Auxiliary switch(S2)	ZCS	ZCS&ZVS
Rectify Diode(D)	ZVS	ZCS

3.2 스위칭 특성

개선된 회로는 S1의 턴온 시 영전류 하에서 소프트 스위칭을 하도록 만들기 위해서 S2가 턴온되고 나서 최소 지연시간인 T_{D1} 이 요구된다.

$$T_{D1} = t_{10} + t_{21} = \frac{I_L}{V_o/L_r} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (5)$$

그리고 I_L 이 영일 때 S2를 턴오프함으로써 영전류 상태에서 소프트하게 스위칭 동작을 일으키게 된다. 그러므로 S2의 턴오프는 MODE4 구간에 속하는 I_L 이 0의 값을 갖는 기간안에 이루어져야 한다.

$$t_{10} + t_{21} + t_{32} \leq T_{D2} \leq t_{10} + t_{21} + t_{32} + t_{43} \quad (6)$$

$$= \frac{I_L}{V_o/L_r} + \frac{3\pi}{2} \sqrt{L_r C_r}$$

그림 4는 공진회로에서 각 모드에 따른 전류 및 전압의 상태 궤적을 나타낸다. t_0 시점에서 I_L 은 선형적으로 증가하게 되고, t_1 시점으로부터 L_r 과 C_r 의 공진이 시작되어 $3\pi/2 - \theta$ 구간까지 공진을 계속하게 된다. t_3 시점에서 I_L 은 0이 되고, t_3 에서 에너지가 회생이 되어 t_4 에서 V_{Cr} 이 0이 된다. t_5 시점에서 V_{Cr} 은 출력전압 V_o 까지 선형적으로 증가한다. 여기에서, 개선된 소프트 스위칭 기법은 A점을 통과하면서 공진 커패시터 전압 V_r 은 음의 값을 나타내게 되므로 S1의 소프트 스위칭 턴온을 유도하고, B점을 통과하면서 I_L 은 역공진 저지 다이오드에 의해서 0을 유지하고 S2의 소프트 스위칭 턴오프를 유도하게 된다.

3.3 다른 형태의 개선된 컨버터

이상과 같이 설명한 소프트 스위칭 방법을 여러 형태의 컨버터에 적용시킨 예를 그림 5에서 보여준다.

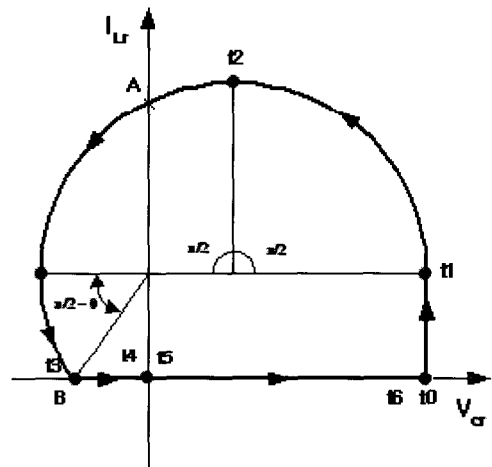


그림 4 V_{Cr} 과 I_{Lr} 의 상태 궤적
Fig. 4 State trajectory of V_{Cr} and I_{Lr}

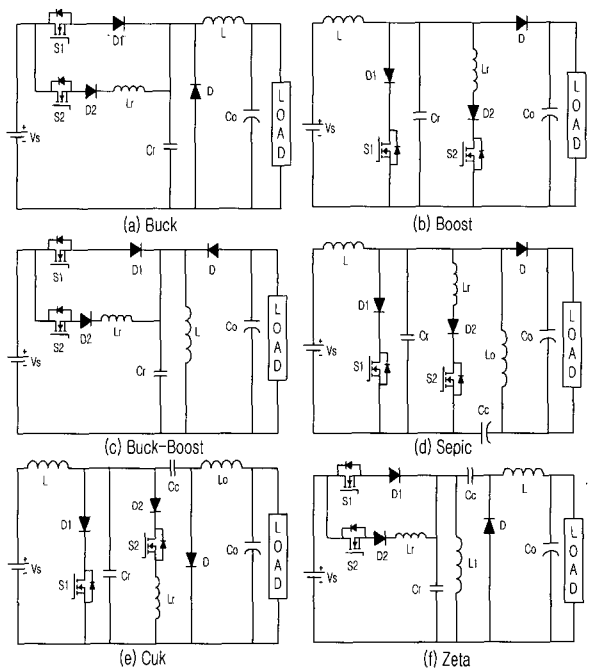


그림 5 여러 형태의 컨버터
Fig. 5 Family of improved converters

4. 시뮬레이션 및 실험결과

개선된 컨버터의 유용성을 증명하기 위하여, 본 논문에서는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 이용하여 시뮬레이션을 하였고, 스위칭 주파수 100KHz로 작동되는 부스터 컨버터를 시험용으로 제작하여 실험하였다. 컨버터의 전력회로는 그림 1의 회로를 이용하여 구성하였고 여기서 사용된 부품은 표 2와 같다.

표 2 시험용 컨버터에 사용된 파라미터
Table 2 Parameter for prototype converter

Component	Value/Model
입력 전압 (V_s)	20[V]
출력 전압(V_o)	40[V]
출력 전류(I_o)	0.5 ~ 2.5[A]
입력 인덕터 (L)	100[μ H]
공진 인덕터 (L_r)	3[μ H]
공진 커패시터 (C_r)	30[nF]
출력 커패시터 (C_o)	100[μ F]
주 스위치 (S1)	IRF630
보조 스위치 (S2)	IRF520
스위칭 주파수 (f_s)	100[KHz]
정류용 다이오드(D)	F6D
그외 다이오드(D1, D2)	F3D

그림 6에서 개선된 컨버터의 시뮬레이션 결과 파형을 나타내었다. 주 스위치 S1의 전압과 전류 파형(B)을 보면 영전류/영전압 조건에서 턴온/턴오프함을 알 수 있고, 보조 스위치 S1의 파형(C)을 관찰하면 턴온/턴오프시 영전류/영전압&영전류 상태에서 스위칭 동작함을 확인할 수 있다. 공진 소자의 전압과 전류 파형(D)도 역시 앞 절에서 언급한 이론적인 파형 그림 3과 일치하였다.

제시된 컨버터의 실험 결과 파형을 그림 7~10에 나타내었다. 그림 7에서 개선된 컨버터의 주 스위치 및 보조 스위치 게이트 신호와 공진회로의 전압과 전류 파형을 측정함으로써, 그림 3의 작동 해석 파형 및 그림 6의 시뮬레이션 파형과 거의 유사하게 동작함을 알 수 있다. 그림 8은 기존의 컨버터에서 전파모드로 동작하는 보조 스위치에 흐르는 공진 전류 파형이 그림 7과 차이가 난다. 보조 스위치가 소프트 스위칭 조건에서 동작하지만 역공진시 발생하는 공진 에너지가 입력으로 완전히 회생하지 못하고 도통손실(그림 8, 점선부분)로 사라짐을 확인할 수 있다.

그림 9는 주 스위치 양단의 전압과 전류 파형을 나타낸다. 주 스위치가 영전류 상태에서 턴온하고 영전압 상태에서 턴오프함을 확인할 수 있다. 그림 9를 보면, 보조 스위치가 영전류 조건에서 턴온/턴오프함을 확인할 수 있다. 그림 7~10의 파형으로부터 개선된 컨버터가 이론적인 파형 그림 3과 비교하면 인덕터 및 커패시터 값에 따라 스케일면에서 차이가 발생하고 기생 효과에 의해 파형에 변화를 주었지만 대략적으로 일치

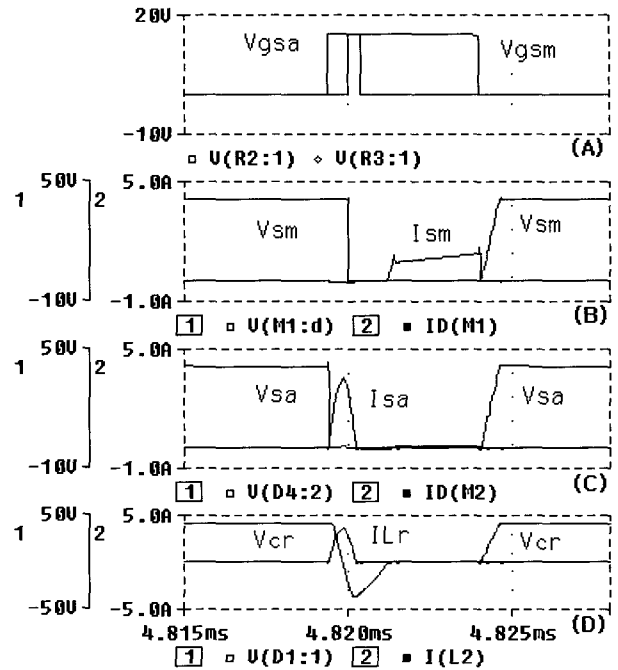


그림 6 개선된 컨버터의 시뮬레이션 파형
Fig. 6 Simulation waveforms of improved converter
A: Gate signal of the main and auxiliary switch
B: Voltage and Current of the main switch S1
C: Voltage and Current of the auxiliary switch S2
D: Voltage and Current of Resonant components

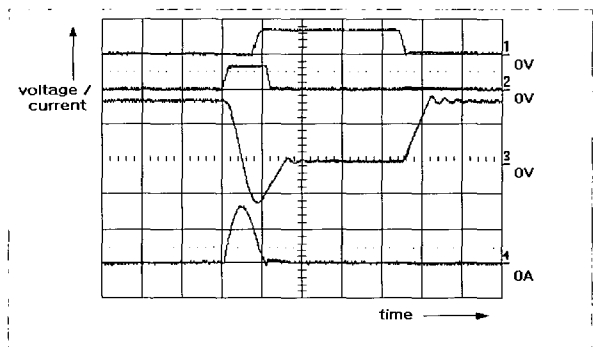


그림 7 개선된 컨버터의 동작 파형
Fig. 7 Operation waveforms of improved converter
1: V_{gs1} (20V/div, 1 μ s) 2: V_{gs2} (20V/div, 1 μ s)
3: V_{Cr} (20V/div, 1 μ s) 4: I_{Lr} (2A/div, 1 μ s)

하였다. 그리고 주 스위치와 보조 스위치 및 정류용 다이오드가 소프트 스위칭 조건에서 동작함을 실험으로 확인하였다. 또한 효율의 측면에서 실험을 통한 기존의 컨버터와 개선된 컨버터의 전력효율을 비교해 볼 때 기존의 컨버터보다 개선된 컨버터가 효율

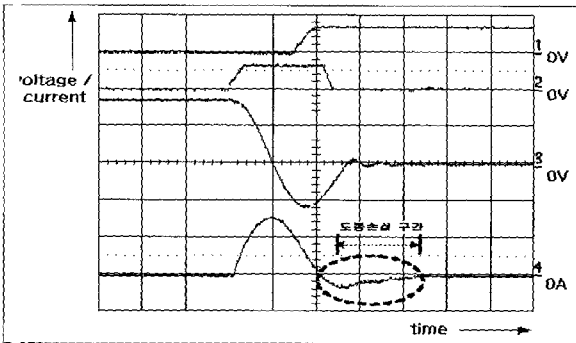


그림 8 기존 컨버터의 파형
 Fig. 8 Waveforms of conventional converter
 1:V_{gs1} (20V/div, 0.5µs) 2:V_{gs2} (20V/div, 0.5µs)
 3:V_{cr} (20V/div, 0.5µs) 4:I_r (2A/div, 0.5µs)

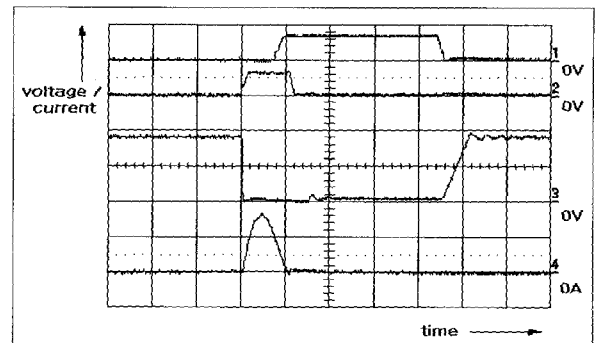


그림 10 보조 스위치 S2의 전압과 전류 파형
 Fig. 10 Voltage and current of auxiliary switch S2
 1:V_{gs1} (20V/div, 1µs) 2:V_{gs2} (20V/div, 1µs)
 3:V_{ds2} (20V/div, 1µs) 4:I_{ds2} (1A/div, 1µs)

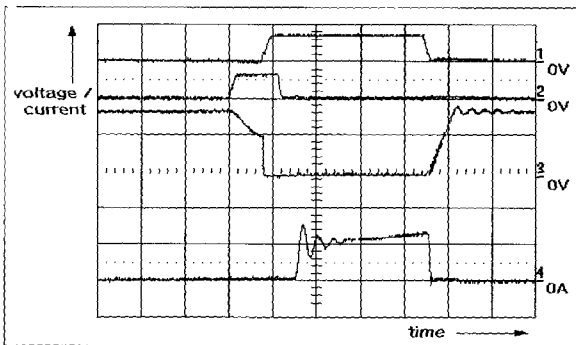


그림 9 주 스위치 S1의 전압과 전류 파형
 Fig. 9 Voltage and current of main switch S1
 1:V_{gs1} (20V/div, 1µs) 2:V_{gs2} (20V/div, 1µs)
 3:V_{ds1} (20V/div, 1µs) 4:I_{ds1} (1A/div, 1µs)

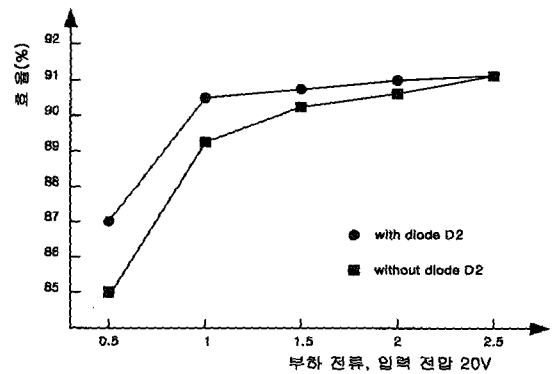


그림 11 부하의 변화에 따른 효율
 Fig. 11 Efficiency according to load change

이 개선됨을 그림 11을 통하여 확인할 수 있다. 부하의 조건에 따라 Full load에서는 기존의 컨버터와 개선된 회로가 같은 성능을 가지는 반면에 Low load에서는 기존의 컨버터가 공진 인덕터 L_r에 충전된 에너지가 완전히 입력으로 회생하지 못하여 도통손실의 증가만큼 효율이 감소하였다. 다이오드 D2가 없는 기존의 컨버터에서 관류 에너지의 도통손실은 다음과 같다.

$$P_{\text{conduction loss}} = 0.5 \cdot L_r \cdot I_{Lr}^2 \cdot f_s$$

부하의 조건에 따라 역공진시 전류 I_{Lr}의 첨두값은 달라진다. Full load에서는 I_{Lr}은 거의 0에 가까운 음의 최소 첨두값을 가지고, Low load에서는 음의 최대 첨두값을 가지므로 도통손실과 효율의 변화를 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존 전파형 ZVT PWM 컨버터의 공진 에너지 회생율을 최대하기 위해서 보조 스위치에 직렬로 다이오드 D2를 추가한 개선된 전파형 ZVT PWM DC-DC 컨버터를 제안하였다. 공진모드에서 공진 인덕터 L_r의 관류 에너지가 다이오드 D1-주 스위치 S1-보조 스위치 S2의 내부 다이오드-공진 인덕터 L_r의 경로를 통한 도통손실로 사라지는 에너지를 보조 스위치가 반파형 모드에서 동작하게 하여 모든 공진 에너지를 입력단으로 회생함으로써 전체적인 컨버터의 효율을 증대시켰다. 그리고 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭을 함으로써, 스위칭 손실을 최소화하였다. 100W, 100KHz 부스터 컨버터를 설계하여 실험 파형을 제시하였으며, 이를 이론적인 결과 및 시뮬레이션 파형과 비교함으로써 제시된 회로의 유용성을 입증하였다.

본 논문은 금오공과대학교 학술 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

저 자 소 개

참 고 문 헌

- [1] G. Hua, G. H. Leu, Y. Jiang, and F. C. Lee "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters" in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 9, No.2, pp. 213~219, 1994.
- [2] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee "Novel Zero-Current-Transition PWM Converter" *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rec., pp. 538~544, 1993.
- [3] C. J. Tseng, C. L. Chen "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubber" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 861~869, Sept. 1998.
- [4] D. R. Jang, Y. M. Seo, S. C. Hong, D. Y. Yoon, Y. H. Hwang "A High Efficiency DC-DC Converter Using IGBT-MOSFET Parallel Switches" *KIPE Transactions of the korean institute of power electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 152~158, April. 1999.
- [5] T. W. Kim, H. W. Ahn, H. S. Kim "Full Wave Mode ZVT-PWM DC-DC Converters" *KIPE Transactions of the korean institute of power electronics*, Vol. 6, No. 3, pp. 243~249, Jun. 2001.
- [6] H. C. Choi "A New Zero-Current-Transition Buck Converter" *KIPE Transactions of the korean institute of power electronics*, Vol. 6, No. 6, pp. 556~563. Dec. 2001.
- [7] G. B. Joung "ZVS PWM Converter For Battery Charger" *KIPE Transactions of the korean institute of power electronics*, Vol. 3. No. 4, pp. 375~381, Dec. 1998.
- [8] M. G Kim "High-Power-Factor Boost Rectifier with a passive energy recovery snubber" *KIPE Transactions of korea institute of power electronic*, Vol. 3, No. 4, pp. 298~306, Dec. 1998.



김태우(金泰旻)

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



김학성(金鶴星)

1961년 1월 22일생. 1988년 금오공과대 전자공학과 졸업. 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1994년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1994년~현재 금오공과대 전자공학부 교수.