

전파형 ZVT-PWM DC-DC 컨버터

金泰旻, 安熙旭, 金鶴星

Full Wave Mode ZVT-PWM DC-DC Converters

Tae-Woo Kim, Hee-Wook Ahn, Hack-Sung Kim

요약

본 논문에서는 전파형 ZVT-PWM 승압형 컨버터를 제안한다. 보조 스위치를 전파형 모드에서 동작을 시킴으로써, 기존의 컨버터에서 보조 스위치가 턴-오프 순간에 하드 스위칭(hard switching)을 하는 반면에 제안된 컨버터는 보조 스위치를 포함하여 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭을 하게된다. 그렇게 함으로써, 제안된 컨버터는 수동 및 능동 소자를 추가하지 않고 보조 스위치의 턴-오프 손실과 스위칭 잡음(noise)을 줄였고 그리고 고전력 밀도 시스템을 구현할 수 있다.

ABSTRACT

This paper proposes a full wave mode ZVT-PWM boost converter. The converter with the auxiliary switch in a full wave mode makes possible soft switching operation of all switches including the auxiliary switch whereas the auxiliary switch is turned off with hard switching in the conventional converter. Therefore, the proposed converter reduces the turn-off switching loss and switching noise of the auxiliary switch without additional passive and/or active elements and high power density system can be realized.

Key Words : ZVT(Zero Voltage Transition), PWM(Pulse Width Modulation), Soft Switching, DC/DC converter.

1. 서론

고전력 밀도의 전원 장치를 위하여 많은 소프트 스위칭 방식의 PWM 제어가 가능한 부분 공진형 PWM 컨버터의 연구가 활발히 이루어지고 있다.^[1-4]

최근에는 공진회로와 임의의 보조 스위치를 적용해서 공진 시간·공진 에너지·전도 손실·스위칭 손실을 줄일 수 있는 영전압 및 영전류 트랜지션 방식의 PWM 컨버터(ZVT 혹은 ZCT PWM Converter)가 나왔다. 영전류 방식의 경우는 전류 스트레스가 기존의 PWM 방식에 비해 약간 증가하고, 영전압 방식의 경우는 전압 및 전류 스트레스가 거의 기존의 PWM 컨버터와 같다. 그러나 보조 스위치의 경우 두 가지 방

식 모두 스위치가 꺼질 때 스위칭 스트레스가 크게 존재하여 보조 스위치의 스위칭 손실이 크다. 따라서 보조 스위치의 스위칭 손실을 줄일 수 있는 노력이 필요하다.

ZVT PWM Boost Converter^[1]는 주 스위치 S_1 과 다이오드 D의 영전압 스위칭을 이루기 위해서 공진회로(Lr, Cr)와 보조 스위치 S_2 를 병렬로 첨가시킨 형태이고, 일정 주파수에서 동작을 하는 장점을 가지게 있다. 그러나 보조 스위치 S_2 의 턴-오프 시 하드 스위칭(hard switching)으로 인해 스위칭 손실과 스위칭 잡음이 발생한다. 그리고 공진소자 Lr의 역공진을 막기 위해서 다이오드 D_2 의 추가로 도통손실이 증가하였다.

또한 다른 ZVT PWM Boost Converter^[2]는 주 스위

치 S_1 , 보조 스위치 S_2 와 다이오드 D 모두 소프트 스위칭 하는 장점이 있다. 그러나, 회로 구성 소자가 많고, C_s 에 비해 10배 이상인 C_r 로 인해서 공진 기간이 길어 실효 전력 전달비율이 떨어진다. 그리고 전류의 갑작스런 변화로 인하여 주 스위치 S_1 에 링잉현상(ringing phenomenon)이 일어난다. Novel ZVT PWM Converter^[3]도 역시 주 스위치 S_1 , 보조 스위치 S_2 와 다이오드 D 모두 소프트하게 스위칭을 한다. 그러나 큰 $C_r(>10C_s)$ 를 추가로 공진시 발생하는 공진 전류가 주 스위치를 통해서 흐르게 된다. 그래서 전도손실이 급격히 증가하여 전체적인 효율을 떨어뜨린다.

그러므로 본 논문에서는 기존 컨버터^[1]의 보조 스위치 턴-오프시 하드 스위칭(hard switching) 문제를 극복하고, 기존 컨버터^[2]에 비해 공진 기간 및 링잉현상을 줄이고, 기존 컨버터^[3]에 비해 공진시 발생하는 공진 전류로 인한 전도손실을 최소화한 새로운 방식의 전파형 ZVT PWM 컨버터를 제안했다.

즉, 주 스위치 S_1 , 보조 스위치 S_2 및 다이오드 D 등의 모든 스위칭 소자들이 턴-온 및 턴-오프 시 소프트 스위칭 하여 스위칭 손실을 저감시키고, 최소의 전압 및 전류 스트레스를 받고, 공진 시간과 공진 에너지의 저감으로 전도 손실을 줄여 전체 효율을 개선시키는 방법을 제시한다. 그리고 제안된 방식의 전파형 컨버터에 대해 실험 결과를 통하여 유용성을 확인한다.

2. 제안된 ZVT-PWM 컨버터의 작동 원리

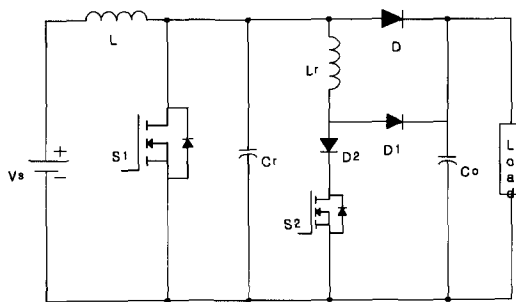


그림 1 기존의 ZVT-PWM 부스터 컨버터
Fig. 1 Conventional ZVT-PWM boost converter

기존의 ZVT 컨버터 방식에 의한 부스터 컨버터와 제안된 방식의 전파형 부스터 컨버터를 그림 1과 그림 2에 각각 나타내었다.

제안된 컨버터와 기존의 컨버터의 차이점은 다이오드(D1)가 달려있는 위치가 다르다. 그리고 역공진을 억제하는 다이오드 D_2 가 필요 없다.

이 컨버터의 출력제어는 일반적인 부스터 컨버터에서와 마찬가지로 고정 주파수의 PWM방식으로 이루어진다. 그리고 주 스위치 S_1 와 보조 스위칭 S_2 의 작동 순서는 기존의 ZVT 컨버터의 경우와 동일하며, 주 스위치가 턴-온 되기 전에 보조 스위치를 미리 턴-온 시켜서 주 스위치의 소프트 스위칭이 가능하게 한다.

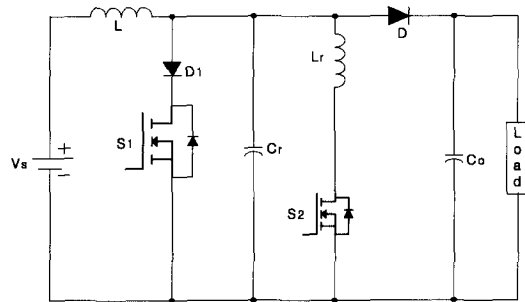


그림 2 제안된 ZVT-PWM 부스터 컨버터
Fig. 2 Proposed ZVT-PWM boost converter

제안된 컨버터의 작동은 하나의 스위칭 사이클 동안 여덟 개의 서로 다른 작동 모드(그림 3)로 구분되며, 각 모드별 주요 파형은 그림 4와 같다. 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 사이클은 보조 스위치가 턴-온 되면서 시작한다. 사이클이 시작되기 전에는 일반적인 부스터 컨버터에서처럼 S_1 과 S_2 는 오프 상태이고 따라서 다이오드 D 에 정상상태 입력전류 I_L 가 흐르고 출력전압은 V_o 이다. 이 때 캐패시터 C_r 의 전압은 출력전압과 동일한 상태이다.

(1) 모드 1($t_0 \sim t_1$) : 보조 스위치가 턴-온 되면 공진 인덕터 L_r 에 전류가 흐르기 시작하여 선형적으로 증가한다. 이 전류가 입력전류와 같아지면 다이오드 D 가 턴-오프 되고 입력전류는 전부 공진 인덕터로 흐르게 된다.

$$I_{Lr}(t) = \frac{V_{out}}{L_r} t \tag{1}$$

(2) 모드 2($t_1 \sim t_2$) : L_r 에 흐르는 전류는, L_r 과 C_r 로 구성된 공진회로에 C_r 의 초기전압 V_0 이 작용하여, 더욱 증가하게 된다.

초기 조건 : $I_{Lr}(t_1) = I_L$

$$V_{Cr}(t_1) = V_0$$

$$\text{상태 방정식 : } I_L - C_r \frac{dV_{Cr}(t)}{dt} = I_{Lr}(t)$$

$$L_r \frac{dI_{Lr}(t)}{dt} = V_{Cr}(t)$$

상태 방정식을 풀면 :

$$I_{Lr}(t) = I_L + \frac{V_0}{Z_0} \sin \omega_o(t-t_1) \quad (2)$$

$$V_{Cr}(t) = V_0 \cos \omega_o(t-t_1) \quad (3)$$

이다. 여기서

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

(3) 모드 3($t_2 \sim t_3$) : 공진회로 L_r 와 C_r 이 공진을 계속하여 V_{cr} 은 0에서 $-V_{cr(max)}$ 까지 떨어지고, I_{Lr} 은 $I_{Lr(peak)}$ 에서 음의 기울기로 감소하게 된다.

공진형 캐패시터 전압과 공진형 인덕터 전류는

$$I_{Lr}(t) = I_L + \frac{V_0}{Z_0} \sin \omega_o(t-t_2) \quad (4)$$

$$V_{Cr}(t) = V_0 \cos \omega_o(t-t_2) \quad (5)$$

(4) 모드 4($t_3 \sim t_4$) : V_{cr} 은 $-V_{cr(max)}$ 에서 0으로 변해 가고, I_{Lr} 은 정(positive) 방향에서 부(negative) 방향으로 흐르게 된다. 이 때 영전압과 영전류 조건에서 S_2 를 턴-오프 시킨다.

공진형 캐패시터 전압과 공진형 인덕터 전류는

$$I_{Lr}(t) = I_L + \frac{V_0}{Z_0} \sin \omega_o(t-t_3) \quad (6)$$

$$V_{Cr}(t) = V_0 \cos \omega_o(t-t_3) \quad (7)$$

공진모드(모드 3~모드 4)기간 동안에 C_r 의 전압이 부의 극성을 가지면서 입력 인덕터 L_r 로 공진 에너지의 회생이 이루어지게 된다.

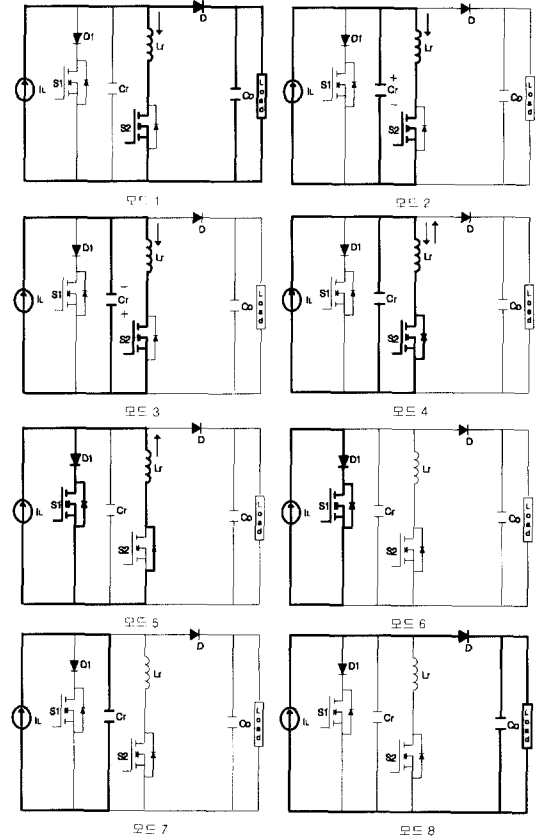


그림 3 동작 상태
Fig. 3 Stages of Operation

(5) 모드 5($t_4 \sim t_5$) : V_{cr} 은 0이 되면 $D1$ 이 턴-온 되고 입력 전류 I_L 은 S_1 을 통해 흐리고, L_r 의 전류는 S_1 과 다이오드 D_1 및 S_2 의 내부 다이오드를 통해서 흐리기 때문에 도통손실(conduction losses)로 0으로 감소 된다.

$$I_{Lr} = \frac{V_{D1} + V_{S2(internal\ diode)} + V_{S1(on\ resistance)}}{L_r} t$$

소자들이 이상적이라면 L_r 의 전류는 점선으로 나타나고 S_1 이 턴-오프되면 C_r 를 충전하면서 0으로 감소한다.

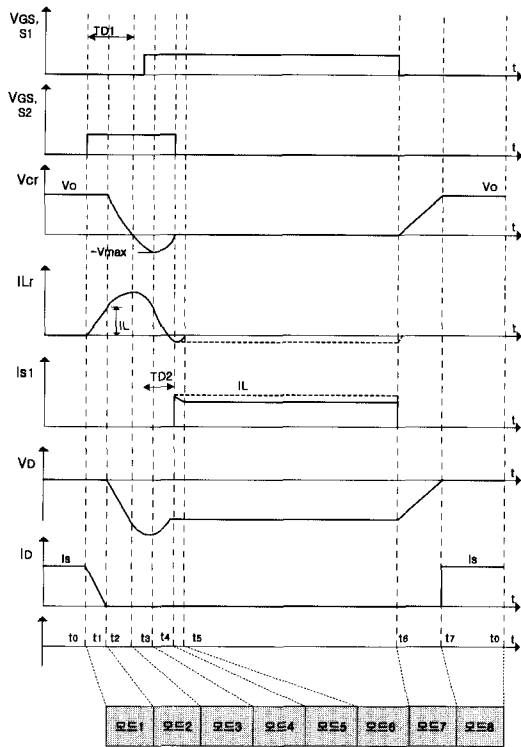


그림 4 제안된 컨버터의 주요 작동 파형
Fig. 4 Waveform of proposed converter

(6) 모드 6($t_5 \sim t_6$) : 주 스위치는 도통상태이고 다이오드 D는 오프 상태로서 일반적인 부스터 PWM 컨버터와 동일하게 작동하는 기간에 해당한다.

(7) 모드 7($t_6 \sim t_7$) : 주 스위치가 턴-오프 되면, Cr의 전압은 입력전류 I_L 에 의해 V_o 까지 선형적으로 증가하게 된다.

$$V_{cr}(t) = \frac{I_L}{C_r} t \quad (8)$$

(8) 모드 8($t_7 \sim t_8$) : 주 스위치는 오프, 다이오드 D는 온 상태로서, 일반적인 PWM 부스터 컨버터의 프리휠링(Free-Wheeling)모드와 동일하게 작동한다. 이 모드가 끝나면 다음 스위칭 사이클이 반복된다.

3. 작동 특성

3.1 스위칭 소자들의 스위칭 조건

주 스위치 S_1 , 보조 스위치 S_2 , 다이오드 D와 같은

스위칭 소자들의 스위칭 조건을 나타내면 표 1과 같다.

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

switches	Turn on conditions	Turn off conditions
S1	ZVS, ZCS	ZVS
S2	ZCS	ZVS, ZCS
D	ZVS	ZCS
D1	ZVS	ZVS

보조 스위치 S_2 는 Lr에 전류가 흐르지 않는 t_0 (모드 1)에서 영전류 하에서 턴-온 되고, 모드 4에서 Lr의 전류가 0이 되면서 S_2 의 내부 다이오드를 턴-온 시키므로 영전압/영전류 상태에서 턴-오프 된다. 주 스위치 S_1 은 모드 3에서 Vcr의 전압이 0이 되면 S_1 의 내부 다이오드를 턴-온 시키므로 영전압/영전류 상태에서 턴-온 되고, 모드 6에서 영전압 상태에서 턴-오프 된다. 출력 다이오드 D는 t_7 에서 Vcr이 V_o 과 같아지면 영전압 상태에서 턴-온 되고, 모드 1이 끝나는 t_1 에서 I_{Lr} 이 I_L 과 같아지면 영전류 상태로 턴-오프 된다.

3.2 지연시간

보조 스위치가 턴-온 된 후에 주 스위치를 턴-온 시킬 때, 소프트 스위칭을 보장하기 위해서는 얼마간의 지연시간(T_{D1})이 필요하다. 즉, 보조 스위치 S_2 가 온되고 나서 Cr와 Lr의 공진 기간 중 Vcr이 0으로 떨어지면(그림 5의 A구간) 주 스위치 S_1 의 내부 다이오드를 소프트하게 턴-온 시키므로, 이때 주 스위치 S_1 을 턴-온 시키면 영전압 하에서 소프트 스위칭이 이루어진다.

또한, 주 스위치 S_1 과 직렬 연결된 보조 다이오드 D1이 Vcr의 마이너스 전압으로 인해 오프 되므로 영전류 상태가 된다. 따라서, 모드 1~2 구간이 최소 지연 시간 T_{D1} 에 해당된다.

$$T_{D1} \geq t_{01} + t_{12} = \frac{I_L}{V_o/L_r} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (9)$$

그리고 보조 스위치 S_2 는 초기 영전류 상태에서 턴-온 되지만, 턴-오프 시 소프트 스위칭을 이루기 위해 공진 인덕터 Lr의 전류가 부(negative)(그림 5의 B구

간)방향으로 흐를 때 보조 스위치 S₂를 턴-오프 하면 S₂의 내부 다이오드를 통해 흐르므로, 영전압/영전류 상태로 소프트 스위칭이 된다. 모드 1~4구간이 최소 지연시간(T_{D2})에 해당된다.

$$\begin{aligned}
 T_{D2} &\geq t_{01} + t_{12} + t_{23} + t_{34} \\
 &= \frac{I_L}{V_o/L_r} + \frac{3}{4} \times \frac{1}{f_o} \\
 &= \frac{I_L}{V_o/L_r} + \frac{3}{4} \times 2\pi\sqrt{L_r C_r} \\
 &= \frac{I_L}{V_o/L_r} + \frac{3}{2} \times \pi\sqrt{L_r C_r}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

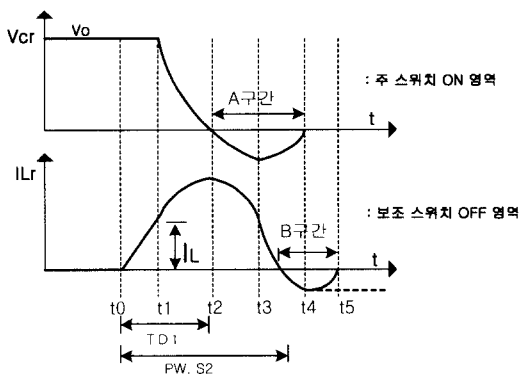


그림 5 V_{Cr}과 I_{Lr}의 파형
Fig. 5 Waveform of V_{Cr} and I_{Lr}

3.3 다른 형태의 컨버터

이상과 같이 설명한 소프트 스위칭 방법을 여러 형태의 컨버터에 적용시킨 예를 그림 6에서 보여준다.

4. 실험 및 결과 고찰

제안된 컨버터의 동작을 확인하기 위하여 스위칭 주파수 100KHz로 작동되는 부스터 ZVT-PWM 컨버터를 시험용으로 제작하였다. 컨버터의 전력회로는 그림 2의 회로를 이용하여 구성하였고 여기에 사용된 부품은 표 2와 같다.

그림 7은 주 스위치와 보조 스위치 각각에 대하여 게이트 제어 신호와 공진형 캐패시터 전압과 공진형 인덕터 전류의 파형을 측정된 것으로서, 그림 3의 작동 해석 파형과 거의 유사하게 동작함을 알 수 있다.

그리고 전압 스트레스가 일반적인 부스터 컨버터의 경우와 동일하게 최소 수준을 유지하고 있다.

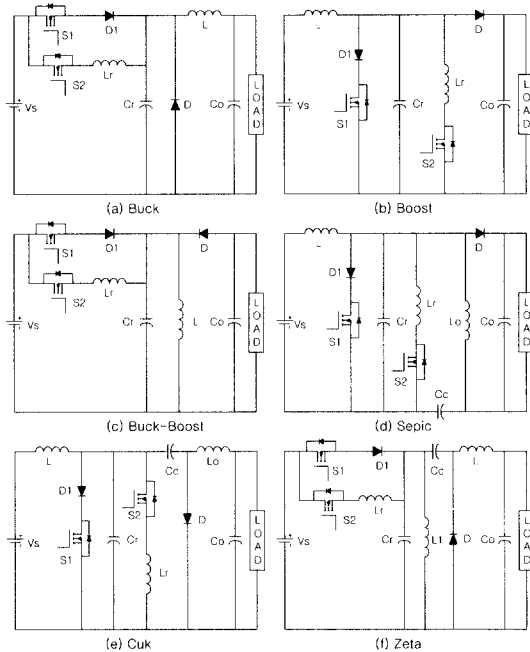


그림 6 여러 형태의 컨버터
Fig. 6 Family of proposed converter

표 2 시험용 컨버터에 사용된 부품
Table 2 Components for prototype converter

Component	Value/Model
입력 전압 (V _s)	30[V]
입력 인덕터 (L)	100[μH]
공진 인덕터 (L _r)	6[μH]
공진 캐패시터 (C _r)	10[nF]
출력 캐패시터 (C _o)	100[μF]
출력 전압 (V _o)	50[V]
주 스위치 (S ₁)	IRFP240
보조 스위치 (S ₂)	IRF740
다이오드(D, D ₁)	FE6D

그림 8은 주 스위치의 스위칭 특성을 확인하기 위하여 드레인(drain)-소스(source) 전압과 드레인 전류를 측정된 파형을 나타낸 것이다. 주 스위치가 턴-온/턴-오프 시 소프트 스위칭이 일어남을 확인할 수 있다.

그림 9는 보조 스위치가 턴-온/턴-오프 할 때 전압과 전류의 파형을 보여주고 있다. 보조 스위치가 턴-온 시에는 영전류 조건에서 동작하고, 턴-오프 시에는 영전압/영전류 조건에서 동작함을 확인할 수 있다.

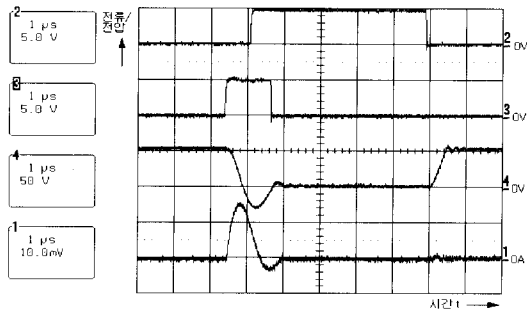


그림 7 제안된 컨버터의 작동 파형
 Fig. 7 Operation waveforms of proposed converter
 1: I_{Lr}(1A/div) 2: V_{gs1}(5V/div)
 3: V_{gs1}(5V/div) 4: V_{cr}(50V/div)

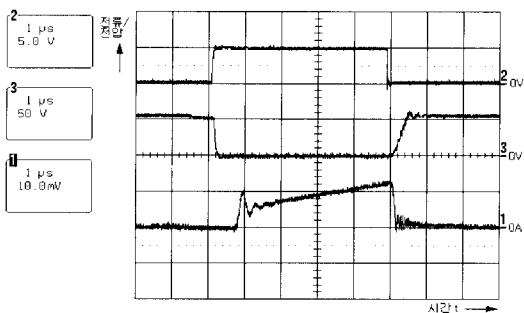


그림 8 주 스위치의 전압과 전류
 Fig. 8 Current and voltage of main switch S1
 1: I_{ds1}(1A/div) 2: V_{gs1}(5V/div)
 3: V_{ds1}(50V/div)

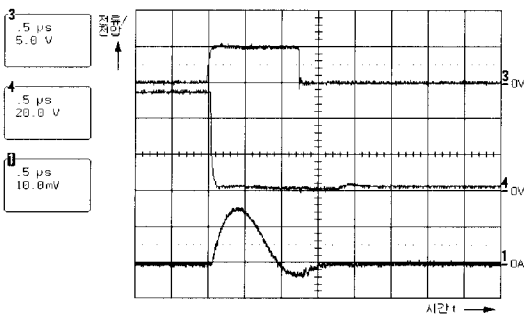


그림 9 보조 스위치의 전압과 I_{Lr}의 전류
 Fig. 9 Voltage of auxiliary switch S2 and I_{Lr}
 1: I_{Lr}(1A/div) 3: V_{gs2}(5V/div)
 4: V_{cr}(50V/div)

그림 10은 제안된 컨버터와 기존의 컨버터의 효율측정비교를 나타내며, 보조 스위치의 턴-오프 손실을 줄

여 효율이 개선되었다. 효율이 향상됨을 입증하기 위해서 한 예를 들어 손실을 분석한다. 손실계산^[5]에 필요한 실험결과의 데이터는 다음과 같다.

$$V_{in} = 30[V], f_s = 100[KHz]$$

$$I_L = 1[A] (\text{평균값}), R_{(diode\ on\ resistance)} = 0.17$$

$$L_r = 6[\mu H], t_{turn-off(S2)} = 24[ns]$$

$$V_{ds2} = 50[V], I_{ds2} = 3[A]$$

$$I_{Lr}(t_4) = 0.3[A], t_{on(S1)} = 5[\mu s]$$

기존의 컨버터 :

$$P_{S2(\text{turn-off switching loss})} = \frac{1}{2} \cdot V_{ds2} \cdot I_{ds2} \cdot t_{turn-off(S2)} \cdot f_s = 0.18[W]$$

$$P_{D2} = I_{Lr}^2 \cdot R_{(diode\ on\ resistance)} \cdot t_{on(S2)} \cdot f_s = 0.1458[W]$$

제안된 컨버터 :

$$P_{D1} = I_L^2 \cdot R_{(diode\ on\ resistance)} \cdot t_{on(S1)} \cdot f_s = 0.09[W]$$

$$P_{Lr(\text{conduction loss})} = \frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_{Lr}^2(t_4) \cdot f_s = 0.027[W]$$

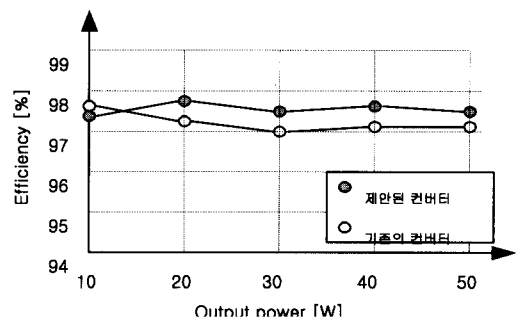


그림 10 제안된 컨버터와 기존의 컨버터 효율 측정비교

Fig. 10 Efficiency comparison of proposed converter and conventional converter

나머지 소자(주스위치, 다이오드, 입력 인덕터, 캐패시터 등)에 발생하는 손실은 같은 조건에서 일어남으로 손실이 서로 같다고 가정할 수 있다. 그래서 위의 결과는 전체적인 손실이 개선됨을 보여준다.

그림 7~9의 파형으로부터 제안된 컨버터가 이론적인 파형(그림 4)과 비교하면 인덕터 및 캐패시터 값에 따라 스케일(Scale)면에서 차이가 발생하고 기생(Parasitic)효과에 의해 파형에 변화를 주었지만 대략 일치하였다. 특히 주 스위치, 보조 스위치, 다이오드가 소프트 스위칭 하에서 동작함을 실험으로 확인하였다.

5. 결 론

제안된 전파형 ZVT PWM 컨버터는 매우 간단하고, 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭을 함으로써, 스위칭시 발생하는 손실을 최대한으로 줄일 수 있다.

또한 기존 PWM 컨버터와 같이 일정 주파수에서 PWM 제어를 하기 때문에 제어하기가 쉽고, 전류 및 전압 스트레스, 전도 손실 등이 최소화되어 고주파 동작이 용이하고 고전력 밀도 시스템을 구현하는데 적합하다는 장점을 지니고 있다.

제안된 컨버터의 특징을 요약하면 다음과 같다.

- (1) 주 스위치, 보조 스위치, 다이오드 등 모든 스위칭 소자들이 소프트 스위칭 함으로써 스위칭 손실과 잡음의 영향을 줄일 수 있다.
- (2) 기존의 ZVT-PWM 컨버터에 추가된 능동 및 수동 소자들이 없다.
- (3) 공진회로의 공진 기간 및 공진 에너지가 적어 전도 손실을 최소화하였다.
- (4) 고주파수 및 고전력 밀도 시스템 구현에 적합하다.

본 논문은 금오공과대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 55~61, 1992.
- [2] 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.
- [3] C. J. Tseng, C. L. Chen, "Novel ZVT-PWM Converters with Active Snubbers", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, No. 5, pp. 861~869, 1998, SEPTEMBER.
- [4] S.H. Ryu, D.Y. Lee, S.B. Yoo, D.S. Hyun, "Novel ZVZCS PWM DC-DC Converters Using One Auxiliary Switch", IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 445~450, 1999.
- [5] D.R. Jang, Y.M. Seo, S.C. Hong, D.Y. Yoon, Y.H. Hwang, "IGBT-MOSFET 병렬 스위치를 이용한 고효율 직류-직류 변환기" 전력전자학회 논문지, vol. 4, No. 2 pp. 152~158, 1999, April.

저 자 소 개



김태우(金泰旿)

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



안희욱(安熙旭)

1960년 2월 20일생. 1982년 서울대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1997년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1982년~1998년 산업기술시험원 선임연구원. 1998년~현재 금오공과대학교 전자공학부 조교수.



김학성(金鶴星)

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