

論文99-36S-2-15

# 보조 스위치의 전도손실을 줄인 영전압 스위칭 방식의 컨버터

## (Zero Voltage Switched Converter with Reduced Conduction Loss of Auxiliary Switch)

鄭圭範 \*

(Joung Gyu Bum)

## 요 약

본 논문에서는 주 스위치가 항상 영전압에서 스위칭하는 새로운 영전압 스위칭 방식의 컨버터를 제안하였다. 기존의 영전압 PWM 컨버터의 공진 인덕터와 포화인덕터는 보조 스위치의 전도손실을 줄이기 위하여 두 개의 포화 인덕터로 대체되었다. 따라서, 제안된 컨버터는 주 스위치가 영전압 스위칭되어 스위칭 손실이 적으며, 주 스위치와 보조 스위치의 전도손실을 줄인 특징이 있다. 주 스위치의 영전압 스위칭 특징을 포함한 특징은 200 kHz에서 실험하여 그 결과를 입증하였다.

## Abstract

New zero voltage switched(ZVS) converter in which main switch is switched at zero voltage is proposed. A resonant inductor of conventional ZVS PWM converter is replaced to two small saturable inductors in order to reduce conduction loss of auxiliary switch. Therefore, the switching loss of main switch is very low, and conduction losses of the main and auxiliary switch are lowered. The ZVS and above characteristics are verified by experimental results for a 200 kHz operation.

## I. 서 론

일반적으로 PWM 컨버터는 전력회로의 구조가 간단하고 제어가 쉬운 특성으로 가장 많이 사용되어 온 컨버터이다. 그러나, 소형 경량을 요하는 고 전력밀도 컨버터의 경우 고주파 동작을 해주어야 필터 인덕터 및 커패시터를 줄일 수 있어서 공진형 컨버터가 많이 사용되어 왔다<sup>[1]</sup>. 그러나, 공진형 컨버터는 공진현상으로 인하여 스위치의 스위칭 손실은 줄일 수 있으나 스위치의 전도손실은 PWM 컨버터에 비해 증가하는

특징이 있다<sup>[1-6]</sup>.

따라서 최근에는 소프트 스위칭 방식의 PWM 컨버터가 연구되어 소자의 스위칭 손실을 공진형 컨버터와 같이 줄이고 전도손실은 PWM 컨버터와 같이 줄일 수 있는 방식으로 각광을 받아왔다<sup>[4,6]</sup>. 따라서, 소형을 요하는 고 전력밀도용 컨버터의 경우 스위칭 손실은 줄어들면서 전도손실도 공진형 컨버터에 비해 적어서 크게 이용될 전망이다.

영전압 트랜지션 방식의 PWM 컨버터는 스위치가 영전압 스위칭을 하는 소프트 스위칭 방식의 컨버터이다<sup>[4,6]</sup>. 그러나, 주 스위치의 전도손실을 줄이기 위하여 보조 스위치를 사용하게 되는 데, 보조스위치는 추가된 인덕터와 공진현상으로 인하여 일정기간의 턴 온 시간이 필요하다<sup>[4,6]</sup>. 따라서, 보조 스위치의 전도 손실은 공진현상으로 인하여 존재하게 되며 주 스위치에 비해 작은 용량의 스위치를 사용할 경우 보조 스위치

\* 正會員, 又石大學校 情報通新工學科

(Department of Information and Communications Engineering, Woosuk University)

※ 본 논문은 1998년 우석대학교 연구지원에 의해 수행되었음

接受日字:1998年10月13日, 수정완료일:1999年1月6日

의 전도손실이 커지게 되는 단점이 있다.

그러므로 본 논문에서는 주 스위치가 항상 영전압에서 스위칭되고 보조 스위치의 전도손실을 줄인 새로운 영전압 방식의 컨버터를 제안하였다. 기존의 ZVS PWM 컨버터의 공진형 인덕터와 포화 인덕터는 제안된 방식에서는 두 개의 포화 인덕터로 대체하여 보조 스위치의 전도손실을 줄일 수 있도록 하였다. 따라서 제안된 방식의 컨버터는 주 스위치가 기존의 영전압 스위칭 PWM 컨버터와 같이 적으며, 보조 스위치의 전도손실은 최소로 줄일 수 있는 장점이 있다. 영전압 스위칭 특성과 위 특성은 200 kHz에서 컨버터를 동작시켜 실험하여 그 성능을 입증하였다.

II. 제안된 컨버터

1. 컨버터의 동작

그림 1은 제안된 영전압 스위칭 방식의 PWM 컨버터를 나타낸다. 그림 1의 제안된 컨버터 회로의 기본 동작은 기존의 Boost형 PWM 방식의 컨버터와 유사하며 보조 스위칭 회로로 인하여 스위칭 구간에서만 약간 다른 스위칭 동작을 한다. 제안된 컨버터는 그림 1에서 보는 바와같이 보조 스위치, 다이오드, 두 개의 포화 인덕터와 공진형 커패시터를 포함한다. 컨버터는 PWM 제어가 가능하며 일정한 스위칭 주파수로 동작한다. 또한, 주 스위치는 항상 영전압이나 영전류에서 스위칭을 한다.

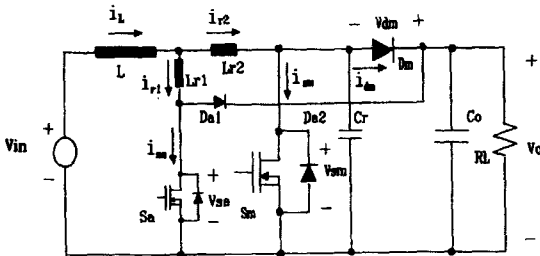


그림 1. 제안된 영전압 스위칭 PWM 컨버터  
Fig. 1. Proposed ZVS PWM converter.

컨버터의 동작은 그림 2와 같이 7 개의 스위칭 모드로 이루어져 있으며, 스위칭에 따른 컨버터 각부의 파형은 그림 3과 같다. 그림 2와 3에서 모드 0, 5는 주 스위치의 온 혹은 오프상태에 있으며, 기존의 PWM 컨버터의 온, 오프 동작구간과 동일하다. 그러나 주 스위치는 턴 온 시 영전압 스위칭을 하도록 모

드 1에서 4까지의 스위칭 과정이 필요하며, 턴 오프 시 영전압 스위칭을 하도록 모드 6의 스위칭 과정이 필요하다.

각 스위칭 모드에 따른 해석은 다음과 같다.

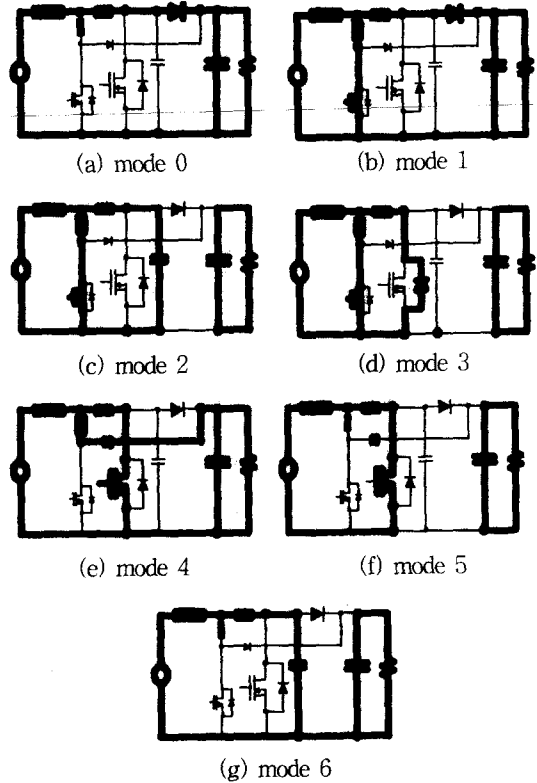


그림 2. 제안된 컨버터의 스위칭 모드  
Fig. 2. Switch modes of proposed converter.

2. 컨버터의 스위칭

각 스위칭 모드에 따른 해석은 다음과 같이 요약될 수 있다. 이때, 필터 인덕터 전류  $i_L$ 과 출력전압  $v_O$ 는 각각  $I_L$ 와  $V_O$ 로 일정하다고 가정하였다.

- (1) 모드 0 ( $t_0 - t_1$ ): 모드 0에서 주 다이오드  $D_m$ 은 항상 온 상태에 있다. 또한, 다른 모든 스위치는 그림 2(a)와 그림 3에서 보는 바와같이 항상 오프 상태에 있다. 그러므로 필터 인덕터 전류  $i_L$ 은 포화 인덕터  $L_{r2}$ 와 다이오드  $D_m$ 을 거쳐 부하에 전달된다. 따라서, 인덕터 전류  $i_{L1}$ 은 영이며,  $i_{L2}$ 는 필터전류  $I_L$ 과 같고 주 스위치 전압  $v_{Sm}$ 은 출력전압  $V_O$ 와 같다.
- (2) 모드 1 ( $t_1 - t_2$ ): 모드 1은 다음과 같이 두 개의 부분으로 이루어져 있다.

- ①: 주 스위치  $S_m$ 을 영전압에서 턴 온하기 위하여

보조 스위치  $S_a$ 를 시간  $t_1$ 에서 턴 온하면 모드 1이 시작된다. 스위치  $S_a$ 가 턴 온되면 그림 2(b)와 같이 회로가 구성되어 인덕터 전류  $i_{r1}$ 은 포화 인덕터  $L_{r1}$ 이 포화될 때까지 다음의 기울기로 증가하기 시작한다. 따라서, 주 다이오드  $D_m$ 은 영전류에서 식 (1)의 기울기로 감소하며, 보조 스위치  $S_a$ 는 영전류에서 식 (1)의 기울기로 턴 온된다.

$$\frac{di_{r1}}{dt} = \frac{V_O}{L_{r1}} \quad (1)$$

③ : 모드 1이 진행되는 동안 인덕터  $L_{r1}$ 이 포화되면, 전류  $i_{r1}$ 은 포화인덕터  $L_{r2}$ 가 포화에서 벗어날 때까지 급격히 증가한다. 인덕터  $L_{r2}$ 가 포화에서 벗어나면 전류  $i_{r1}$ 과  $i_{r2}$ 는 각각 식 (2)의 기울기로 증가하거나 감소한다. 따라서, 다이오드  $D_m$ 은 식 (2)의 기울기로 턴 오프된다.

$$\frac{di_{r2}}{dt} = -\frac{di_{r1}}{dt} = -\frac{V_O}{L_{r2}} \quad (2)$$

(3) 모드 2 ( $t_2-t_3$ ) : 모드 2는 전류  $i_{r1}$ 이 필터전류  $I_L$ 에 도달하는 시간  $t_2$ 에서 시작된다. 이 때 다이오드  $D_m$ 은 영전류에서 턴오프 되고, 동시에 그림 2(c)의 회로가 된다. 따라서 모드 2에서 인덕터  $L_{r2}$ 와 커패시터  $C_r$ 은 공진하며 이러한 공진은 주 스위치 전압  $v_{sm}$ 이 감소하여 영이 될 때까지 계속된다. 이때 전류  $i_{r2}$ 와 전압  $v_{sm}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{r2} = -\frac{V_O}{Z} \sin\{\omega(t-t_2)\} \quad (3)$$

$$v_{sm} = V_O \cos\{\omega(t-t_2)\} \quad (4)$$

여기서, 공진 주파수는  $\omega$ 이고 공진회로의 임피던스  $Z$ 는 다음과 같다.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{r2}C_r}} \quad (5)$$

$$Z = \sqrt{L_{r2}/C_r} \quad (6)$$

(4) 모드 3 ( $t_3-t_4$ ) : 모드 2에서 전압  $v_{sm}$ 이 시간  $t_3$ 에서 영에 도달하면 주 스위치  $S_m$ 의 내부 다이오드는 영전압에서 턴 오프된다. 이때  $t_3$ 에서 모드 3가 시작되는 데 이 모드에서 전류  $i_{r1}$ ,  $i_{r2}$ ,  $i_{sm}$ 은 다음과 같은 값을 유지한다.

$$i_{r1}(t) = I_L + V_O/Z \quad (7)$$

$$i_{r2}(t) = -V_O/Z \quad (8)$$

$$i_{sm}(t) = -V_O/Z \quad (9)$$

이 모드 동안에 스위치  $S_m$ 의 게이트 신호는  $S_m$ 이 영전압에서 스위칭되기 위하여 트리거 되어야 한다. 이 때 전류  $i_{r2}$ 는 식 (8)의 값에서 최소  $-V_O/Z$ 이 되어야 하므로  $L_{r2}$ 의 포화전류는  $V_O/Z$ 보다 커야 한다.

(5) 모드 4 ( $t_4-t_5$ ) : 모드 3의 구간에서 보조 스위치  $S_a$ 를 턴 오프하면, 주 스위치  $S_m$ 는 그림 2(e)와 같이 온 상태가 된다. 즉, 모드 4에서 주 스위치  $S_m$ 는 턴 온된 상태이므로 전류  $i_{sm}$ 은  $I_L$ 이 될 때까지 증가한다. 이 모드는 포화인덕터의 상태에 따라 다음의 두 모드로 나뉘어진다.

④ : 인덕터  $L_{r2}$ 가 포화될 때까지 인덕터  $L_{r2}$ 에는 출력전압  $V_O$ 가 인가되므로 전류  $i_{r1}$ 과  $i_{r2}$ 는 각각 다음과 같이 감소하고 증가한다.

$$i_{r1} = I_L + \frac{V_O}{Z} - \frac{V_O}{L_{r2}}(t-t_{4a}) \quad (10)$$

$$i_{r2} = -\frac{V_O}{Z} + \frac{V_O}{L_{r2}}(t-t_{4a}) \quad (11)$$

여기서 시간  $t_{4a}$ 는 모드 4④가 시작하는 시간이다.

⑤ : 인덕터  $L_{r2}$ 가 포화되면 전류  $i_{r1}$ 는 인덕터  $L_{r1}$ 이 포화에서 벗어날 때까지 급격히 증가한다.  $L_{r1}$ 이 포화에서 벗어나면 출력전압  $V_O$ 가  $L_{r1}$ 에 걸리므로 전류  $i_{r1}$ 과  $i_{r2}$ 는 다음과 같이 된다.

$$i_{r1} = I_{s1} - \frac{V_O}{L_{r1}}(t-t_{4b}) \quad (12)$$

$$i_{r2} = I_L - I_{s1} + \frac{V_O}{L_{r1}}(t-t_{4b}) \quad (13)$$

여기서,  $I_{s1}$ 은 인덕터  $L_{r1}$ 의 포화전류이며, 시간  $t_{4b}$ 은 모드 4⑤가 시작되는 시간이다. 이 모드는 전류  $i_{r1}$ 이 영이 될 때까지 계속된다. 모드 4에서 인덕터  $L_{r1}$ 의 에너지는 소모되지 않고 보조 다이오드  $D_a$ 를 통하여 부하에 전달된다.

(6) 모드 5 ( $t_5-t_6$ ) : 다이오드  $D_a$ 는 모드 4에서  $i_{r1}$ 에 흐르는 전류가 흐르게 되는 데 이 전류가 영이 될 때 턴 오프된다. 이 모드에서 스위치는 그림 2(f)와 같이 주 스위치  $S_m$ 은 온 상태에 있으며 다른 모

든 스위치는 오프상태이므로 이 모드에서는 기존의 PWM 컨버터와 같이 필터 인덕터 전류를 증가시킨다.

(7) 모드 6 ( $t_6 - t_7$ ): 시간  $t_6$ 에서 주 스위치  $S_m$ 을 턴 오프하면 인덕터 전류는 커패시터  $C_r$ 을 통하여 흐르게 된다. 이때  $S_m$  전압의 기울기는 전류  $I_L$ 에 의해 다음의 기울기로 증가하게 된다.

$$\frac{dv_{sm}}{dt} = \frac{1}{C_r} \cdot I_L \quad (14)$$

식 (14)에서 커패시턴스  $C_r$ 은 주 스위치  $S_m$ 에 병렬로 연결된 내부 커패시턴스와 공진 커패시터의 병렬 인덕턴스이다.

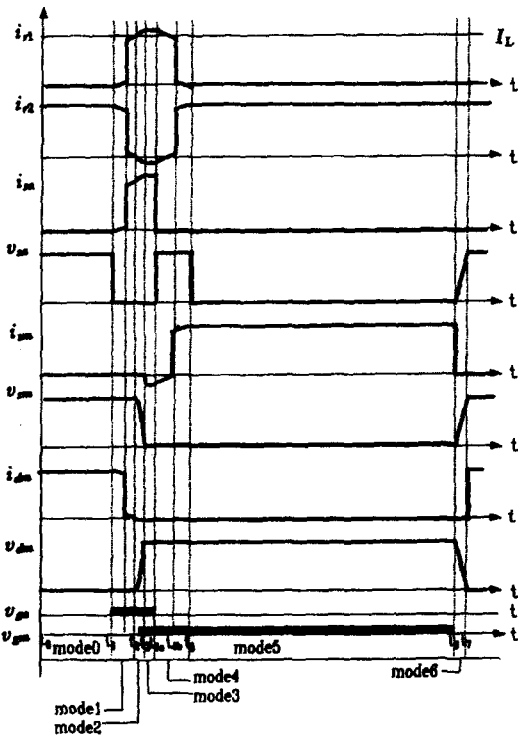


그림 3. 한 스위칭 주기에 대한 컨버터 각부의 파형  
Fig. 3. Switching waveforms for one switching cycle.

그림 3은 컨버터의 PWM 한 주기 동안에 대한 컨버터 각부의 스위칭 파형으로 컨버터의 동작은 모드 0에서 모드 6까지의 한 주기가 계속되면서 이루어진다.

### III. 제안된 컨버터의 특징

#### 1. 주 스위치 $S_m$ 및 다이오드 $D_m$

주 스위치  $S_m$ 의 전압  $v_{sm}$ 은 모드 2 동안에 공진하

며 이로 인해 식 (4)와 같이 전압이 감소하여 영이 된다. 따라서,  $v_{sm}$ 이 영이되는 시간  $t_3$ 에서 주 스위치의 내부 다이오드는 영전압에서 턴 온 된다. 이 때 주 스위치에 흐르는 전류  $i_{sm}$ 은 식 (7)로부터  $-V_0/2$ 가 됨을 알 수 있다. 즉, 스위치  $S_m$ 은  $S_m$ 의 내부 다이오드가 온 된 상태인 영전압에서  $-V_0/2$ 의 전류로 턴 온 됨을 알 수 있다. 반면에  $S_m$ 을 턴 오프할 때는 모드 5와 같이 필터 전류  $I_L$ 이 커패시터  $C_r$ 를 통하여 흐르므로 영전압 트랜지션 조건으로 턴 오프함을 알 수 있다. 이때 전압  $v_{sm}$ 의 턴 오프 기울기는 식 (14)에 계산된 바와 같다.

주 다이오드  $D_m$ 의 스위칭은  $D_m$ 이 오프될 때 다이오드에 흐르는 전류는 식(2)의 기울기로 감소하여 영전류에서 턴 오프되는 데 다이오드에 걸리는 전압은 전류가 영이 된 후 공진으로 그 전압이 서서히 변하므로 영전류, 영전압 턴 온 조건을 만족한다. 또한, 다이오드의 턴 온은 주 스위치의 턴 오프가 모드 5에서 식 (14)의 기울기로 증가하므로 영전압에서 턴 온된다.

#### 2. 보조 스위치 $S_a$ 및 보조 다이오드 $D_a$

보조 스위치  $S_a$ 의 스위칭은 모드 1과 같이 영전류 턴 온 조건을 만족한다. 이때 스위치에 흐르는 전류의 상승률은 식 (2)와 같이 인덕터  $L_n$ 과 출력전압  $V_C$ 의 함수임을 알 수 있다. 또한,  $S_a$ 가 턴 오프되면 인덕터  $L_n$ 의 에너지는  $L_n$ 에 흐르던 전류가 영이 될 때까지 다이오드  $D_a$ 를 통하여 손실없이 출력으로 전달된다. 따라서 주 스위치  $S_a$ 에 흐르는 전류는  $S_a$ 가 턴 온된 상태( $t_1-t_{4a}$ )에서 흐르며 그 값은  $i_{n1}$ 이다. 또한, 보조다이오드  $D_a$ 에 흐르는 전류는  $t_{4b}-t_5$  동안의  $i_{n1}$ 이 된다. 보조다이오드  $D_a$ 는 그 값이 영이 될 때 식 (12)의 기울기로 감소하여 영전류에서 턴 오프된다.

#### 3. 스위치의 전도손실

기존의 영전압 스위칭 PWM 컨버터<sup>[4]</sup>. 포화인덕터  $L_{n1}$ 과  $L_{n2}$ 대신 인덕터  $L_n$  자리에 인덕터  $L$ ,이 연결되어 있다. 따라서, 인덕터에 흐르는 전류는 그림 4(a)와 같이 된다. 이 때 인덕터 전류의 증가는 그림 4(a)와 같이 선형적으로 증가하며, 공진을 거친 후 보조 스위치를 턴 오프할 때 선형적으로 감소하게 되는 데 이는 인덕터의 에너지가 보조 다이오드  $D_a$ 를 거쳐

출력측에 전달되기 때문이다. 그런데 인덕터  $L_s$ 을 크게 할 경우 전류 상승 기울기가 적어져 스위칭 시간의 증가를 초래한다. 따라서, 보조 다이오드의 턴 오프 시 역회복 특성은 그림 4(a)와 같이 존재한다.

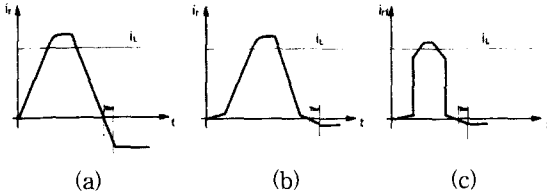


그림 4. 제안된 영전압 PWM 컨버터와 기존의 영전압 PWM 컨버터의 인덕터 전류파형 비교  
(a) 포화인덕터가 없을 경우 기존 컨버터의 전류파형 (b) 포화인덕터가 있을 경우 기존 컨버터의 전류파형 (c) 제안된 컨버터의 전류파형

Fig. 4. Waveform comparisons of inductor current between conventional ZVS PWM and proposed schemes. (a) conventional ZVS PWM scheme without saturable inductor (b) conventional ZVS PWM scheme with saturable inductor (c) proposed ZVS PWM scheme

그림 4(a)에서 보조 다이오드의 역회복 전류를 감소시키기 위해서는 그림 4(b)와 같이 인덕터  $L_s$ 과 직렬로 포화인덕터  $L_f$ 를 연결해 주어야 한다.  $L_s$ 의 추가로 인덕터에 흐르는 전류는 인덕터  $L_s$ 가 포화하기 전에는 그림 4(b)와 같이되어 보조 다이오드의 역회복 전류를 감소시킨다. 그러나 그림 4 (a) (b)의 경우 인덕터  $L_s$ 에 의해 전류 상승 기울기가 존재한다. 이때 전류의 상승 기간은 보조 스위치의 스위칭 기간에 더해진다. 그런데 이 상승기간은 부하변동에 따른 인덕터 전류의 함수가 된다. 영전압 스위칭을 유지하기 위해서는 최대전류일 때를 기준으로 보조 스위치 턴 온 시간을 최대로 설정해 주어야 한다. 따라서, 영전압 스위칭의 설계 마진을 고려하면, 실제 스위칭 시간은 그림 4 (a)(b)보다 커지게 된다.

즉, 그림 (a) (b)에서 선형적인 상승기간은 불필요한 기간으로 이를 제거하는 것이 본 논문의 요점이다. 그런데 인덕터  $L_s$ 만을 제거할 경우 영전압 스위칭이 되지 않으므로 포화 인덕터를 본 논문에서는 추가하였다. 이때 전류 파형은 그림 3에 표시되어 있으며 이를 자세히 그린 것이 그림 4(c)와 같다. 그림 4의  $i_{L1}$  전류

는 보조회로의 전도손실과 관계가 있으며, 그림에서 보는바와 같이 그림 4 중 (c)의 전도전류가 가장 적다. 특히, 그림 4(c)의 경우 보조 스위치는 부하 변동에 따른 인덕터 전류의 증감에 관계없이 스위칭 시간을 일정하게 설계할 수 있다. 예로서 배터리 방전기의 경우 인덕터의 최대전류는 배터리 전압이 최소일 때로 결정되는 데 배터리의 전압은 대개의 경우 최소 전압보다 30 - 40 % 높은 조건에서 동작된다. 제안된 방식은 이 경우에도 일정한 스위칭 시간의 유지된다. 따라서, 그림 4 (c)는 인덕터 전류의 크기에 관계없이 스위칭 파형을 유지하므로 보조 스위치의 전도손실을 감소시킬 수 있다.

IV. 실험결과

제안된 컨버터의 영전압 스위칭 특성과 성질을 증명하기 위하여 배터리 방전기 회로가 그림 5와 같이 제작되었다. 그림 5의 배터리 방전기에서 커패시터  $C_s$ 은 별도의 커패시터를 추가하지 않고 주 스위치  $S_m$ 의 내부 커패시터만을 사용하였고 이는 커패시터 추가로 인한 공진전류의 크기를 감소시키기 위함이다.  $L_{r1}$ 과  $L_{r2}$ 은 각각 TDK의  $35 \times 9$ 와 H35T38에 두 턴씩 감아서 사용하였다. 이때 컨버터의 스위칭 주파수는 200 kHz이고 통류율은 0.6이 된다.

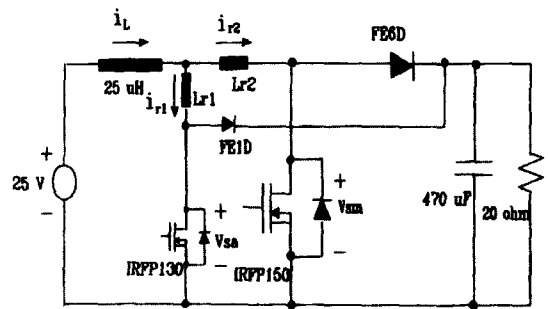
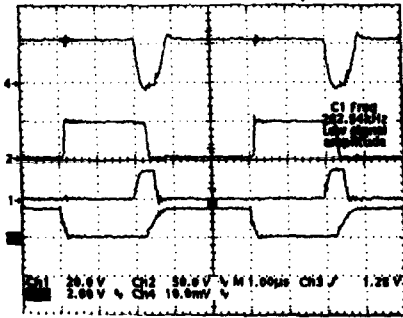


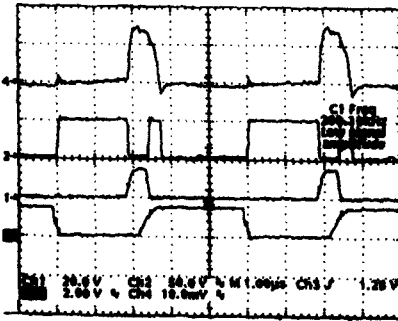
그림 5. 제안된 컨버터의 실험회로  
Fig. 5. Experimented power circuit proposed converter.

그림 6은 컨버터 각부의 파형을 나타낸다. 그림 6에서 (a)는 인덕터 전류  $i_{L2}$ , 주 스위치 전압  $v_{sm}$ 과 각 스위치의 게이트 신호  $v_{gs}$ ,  $v_{gm}$ 를 나타내며, (b)는 인덕터 전류  $i_{L1}$ , 보조스위치 전압  $v_{sa}$ 와 각 스위치의 게이트 신호  $v_{ga}$ ,  $v_{gm}$ 를 나타낸다. 그림 6에서 주 스

위치는 소프트 스위칭을 함을 알 수 있으며  $i_{r1}$ 의 폭은 대략 800 nsec이며, 이중  $v_{sa}$ 의 턴온 기간은 500 nsec가 된다.



(a)



(b)

그림 6. 컨버터 각 부의 파형 (a)  $i_{r2}$ ,  $v_{sm}$ ,  $v_{ga}$ ,  $v_{gm}$ , 첫 번째 파형 5A/div, 두 번째 파형 50 V/div, 세 번째와 네 번째 파형 20 V/div, (b)  $i_{r1}$ ,  $v_{sa}$ ,  $v_{ga}$ ,  $v_{gm}$ , 첫 번째 파형 5A/div, 두 번째 파형 50 V/div, 세 번째와 네 번째 파형 20 V/div, 시간축 1  $\mu$ s/div

Fig. 6. Several waveforms of converter. (a)  $i_{r2}$ ,  $v_{sm}$ ,  $v_{ga}$  and  $v_{gm}$  first trace 5A/div, second trace 50 V/div, third and fourth trace 20 V/div (b)  $i_{r1}$ ,  $v_{sa}$ ,  $v_{ga}$  and  $v_{gm}$ , first trace 5A/div, second trace 50 V/div, third and fourth trace 20 V/div, time scale y축 1  $\mu$ s/div

그림 7은 배터리 방전기의 출력이 일정한 경우 입력전압의 변동에 대한 효율 커브를 나타낸다. 그림 7에서 효율은  $V_{IN}$ 이 증가하면 커지는 데 이는  $V_{IN}$ 이 커지면 일정한 전력에 대하여 전류  $I_L$ 이 감소하여 MOSFET의 손실이 증가하기 때문이다. 실험에서 배터리의 전압은 SOC(State Of Charge)가 최소일 때 22 VDC이고 SOC가 최대일 때 33 VDC가 되므로

입력전압을 22 - 33 V 까지 실험하였으며, 배터리 방전기의 평균 효율은 대략 90 %가 된다.

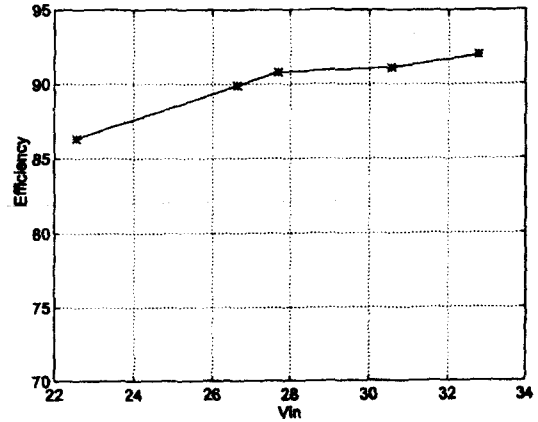


그림 7. 125W 부하에 대한 효율  
Fig. 7. Efficiency as a function of  $V_{IN}$  for 125 W load.

### V. 결론

ZVS PWM 컨버터에서 보조스위치의 전도손실을 줄이기 위하여 새로운 방식의 ZVS PWM 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터에서 기존의 ZVS PWM의 인덕터와 포화 인덕터는 두 개의 포화 인덕터로 대체되었다. 따라서, 제안된 컨버터는 주 스위치는 항상 영전압 스위칭을하여 스위칭 손실이 적어서 컨버터를 고주파로 스위칭할 수 있으며, 주 스위치와 보조 스위치의 전도손실을 줄일 수 있는 특징이 있다. 본 컨버터는 200 kHz로 동작하는 배터리 방전기에 대하여 배터리의 SOC 변동에 따라 실험하였다. 실험결과 보조 스위치의 전도전류가 500nsec 정도가 됨을 확인하였고 배터리 방전기는 대략 90 %의 효율로 동작함을 확인하였다.

### 참고 문헌

[1] D. M. Divan, "Diode as pseudo active elements in high frequency dc/dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-4, no. 1, pp. 8-14, Jan. 1989.  
[2] D.Y. Huh, H. S. Kim, and G. H. Cho, "New group of ZVS PWM converters operable on constant frequency and its application

- to power factor correction circuit," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1992, pp. 1440-1446.
- [ 3 ] V.G.Agelidis, G. Joos, P. D. Ziogas, "A Low loss full bridge PWM DC-DC converter topologies," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1993, pp. 531-537.
- [ 4 ] G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1992, pp. 55-61.
- [ 5 ] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1993, pp. 538-544.
- [ 6 ] G. B. Joung, "New soft switched PWM converter," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1996, pp. 63-68.

---

 저 자 소 개
 

---



鄭圭範(正會員)

1961년 12월 25일생. 1984년 아주대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사). 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1990년 ~ 1991년 미국 VPI & SU(Virginia Polytechnics Institute and State University) VPEC (Virginia Power Electronics Center 연구원. 1992년 ~ 1993년 (주) 파워테크 기술담당이사. 1993년 ~ 1995년 한국항공우주연구소 선임연구원. 1995년 ~ 현재 우석대학교 정보통신공학과 조교수