

두 개의 가포화 인덕터를 갖는 새로운 영전압 스위칭 방식의 PWM 컨버터

(New Zero Voltage Switched PWM Converter with Two Saturable Inductors)

鄭圭範* · 魯義哲**

(Gyu-Bum Joung · Eui-Cheol Nho)

요 약

주 스위치가 항상 영전압에서 스위칭을 하는 새로운 영전압 스위칭 방식(ZVS)의 PWM 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터에서 두 개의 가포화(saturable) 인덕터는 보조 스위치의 전도손실을 줄이기 위하여 기존의 ZVS PWM 컨버터에서 사용한 한 개의 인덕터를 대체하였다. 컨버터의 주 스위치는 영전압 스위칭으로 인하여 스위칭 손실이 적으며, PWM 제어로 전도손실이 적다. 보조 스위치의 전도손실도 스위치의 전류를 줄이므로써 최소화하였다. 따라서, 제안된 컨버터는 고 전력밀도의 시스템 구현에 사용이 가능하다. 영전압 스위칭을 포함한 위의 특징들은 실험을 통하여 증명되었다.

Abstract

A new zero voltage switched(ZVS) PWM converter of which main switch is always switched at zero voltage is proposed. A resonant inductor of conventional ZVS PWM converter is replaced by two small saturable inductors in order to reduce conduction loss of the auxiliary switch. The switching loss of main switch is very low due to its zero voltage switching, and conduction loss of that is minimized by PWM control of the switch. The conduction loss of the auxiliary switch is also minimized by reducing the current of the switch. The proposed converter can be used to realize a high power density system, therefore. The ZVS and above characteristics are verified by experimental results.

1. 서 론

전원장치의 고 전력밀도화에 대한 요구는 우주용 전원장치를 시작으로 그 요구가 날로 증가하

고 있다. 고 전력밀도화를 위해서는 전원장치에 사용되는 스위치를 고주파로 스위칭 하여, 전원장치의 필터 크기 및 무게를 최소화하여야 한다. 그러나, 컨버터의 스위칭 주파수 증가는 스위칭

* 正會員 : 우석대학교 정보통신공학과
 **正會員 : 부경대학교 전기공학과

接受日字 : 1996年 10月 18日

손실의 증대를 초래하므로 고주파 스위칭을 위해서는 스위칭 손실을 최소화해야 한다.^{1)~3)}

공진형 컨버터는 스위칭 손실을 줄이기 위하여 인덕터와 커패시터를 전력변환 회로에 추가한 컨버터이다. 공진형 컨버터에서 스위치의 스위칭은 공진원리를 이용하여 스위칭하는 순간 스위치에 걸리는 전압 혹은 전류가 영이 되는 조건에서 스위칭되도록 동작한다. 따라서, 스위칭 손실이 최소화되므로 컨버터를 고주파로 동작시킬 수 있으며 고 전력밀도의 전원시스템을 구현할 수 있다. 그러나, 공진형 컨버터는 전력변환 회로에 추가된 인덕터와 커패시터의 공진현상으로 인하여 스위치의 전압 스트레스나 전류 스트레스가 증가하는 단점이 존재한다.^{1), 2)} 이는 전력을 전달하기 위하여 스위치의 전도손실이 증대됨을 의미한다.

스위치가 영전압 혹은 영전류의 조건에서 스위칭을 하여 스위칭 손실을 줄이고 동시에 반도체 스위치의 전도 손실도 줄일 수 있는 방식의 컨버터에 대한 연구가 최근 진행되고 있다. ZVS PWM 컨버터는 스위치의 전압 및 전류 스트레스가 작고 제어가 편리한 기존의 PWM 컨버터의 장점을 가지며 동시에 스위치의 영전압 스위칭으로 인해 스위칭 손실이 적은 특징이 있다.^{4)~6)} 따라서, 고 전력밀도를 갖는 컨버터에 대한 연구의 일환으로 ZVS PWM 컨버터에 대한 많은 연구가 진행되고 있다.

영전압 스위칭 방식의 PWM 컨버터는⁴⁾ 스위칭 손실을 대폭 줄일 수 있으나 영전압 스위칭 시에는 두 개의 스위치가 직렬로 동작되어 전도 손실이 증가하는 단점이 있다. 따라서, 출력전압이 크고 전류가 적은 컨버터에 적용할 경우 일부 장점이 있다. 영 전류 트랜지션 방식의 PWM 컨버터는⁵⁾ 보조 스위치에 흐르는 전류를 이용하여 주 스위치를 오프함으로써 영전류 스위칭이 이루어진다. 따라서, 스위치의 전류가 증가하여 스위치의 전도 손실이 증가하는 단점이 있다. 영전압 트랜지션 방식의 PWM 컨버터는⁶⁾ 일반적으로 영 전압 스위칭 방식이 영전류 방식보다 손실이 작은 장점이 있으므로 고 전력 밀도의 컨버터 구현에 유리하나, 보조 스위치가 꺼질 때 인덕터에 출력 전압이 걸리므로 역회복 전류가 커지는 단

점이 있다.

본 논문에서는 기존의 ZVS PWM 컨버터에서 사용된 한 개의 인덕터 대신에 소형 포화 인덕터 두 개를 사용하는 새로운 영전압 PWM 컨버터를 제안하였다. 제안된 방식에서 한 개의 포화 인덕터는 역회복 전류를 제한하고, 다른 한 개는 ZVS를 위해 커패시터와 공진 하는 기능을 한다. 제안된 컨버터는 한 개의 큰 인덕터 대신 두 개의 작은 포화 인덕터를 사용함으로써, 기존의 ZVS PWM 컨버터가 갖는 장점을 모두 가지고, 또한 역회복 전류를 제한하고 전도 전류를 최소화시키는 장점이 있다. 본 논문에서는 제안된 컨버터에 대하여 200(kHz)의 동작주파수로 실험하여 스위치의 영전압 스위칭 특성을 확인한다.

2. 동작원리 및 해석

그림 1은 제안된 ZVS PWM 컨버터이다. 그림 1에서 보는 바와 같이 제안된 컨버터의 주 회로는 기존의 PWM 컨버터에 영전압 스위칭을 위하여 보조회로가 추가된 형태이다. 영전압 스위칭을 위한 보조회로는 기존의 ZVS PWM⁵⁾ 컨버터에서 사용한 한 개의 인덕터 대신에 두 개의 소형 포화 인덕터를 사용하였다.

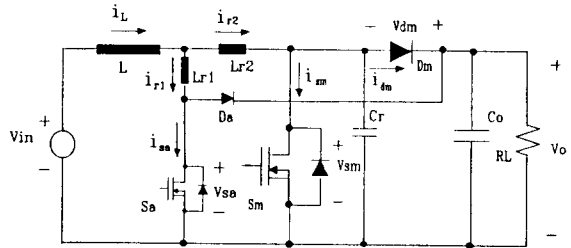


그림 1. 제안된 ZVS PWM 컨버터.
Fig. 1. Proposed ZVS PWM converter.

컨버터의 스위칭 동작을 나타내는 스위치 모우드는 그림 2에서와 같이 7개의 모우드로 구성된다. 그림에서 보는 바와 같이 모우드 0과 모우드 5는 기존의 PWM 컨버터에 대한 주 스위치 Sm의 ON 혹은 OFF 모우드를 나타낸다. 모우드 1~4는 주 스위치 Sm의 영전압 턴 온과 Dm의 영전압 턴 오프 과정을 나타내며, 모우드 6은 Sm의 영전압 턴 오프와 Dm의 영전압 턴 온과

정을 나타낸다.

턴 온과 턴 오프를 포함한 컨버터의 각 모드에 대한 소자의 파형은 그림 3과 같다. 그림 3에서 보는 바와 같이 주 스위치 S_m 및 D_m 은 항상 영전압에서 켜지고 꺼진다. 각 모드에 대한 동작 상태와 해석 결과는 다음과 같다. 여기서, 필터 인덕터 L 의 전류와 출력 전압은 실제의 경우 스위칭 시간동안 크게 변하지 않으므로 i_L 과 V_o 는 스위칭 기간동안 일정하게 유지되어 각각 I_L 과 V_o 가 된다고 가정하였다.

(1) 모드 0 : 그림 2(a)와 그림 3의 모드 0에 표시된 바와 같이, 주 다이오드가 온(on)된 상태를 지속하는 전력전달 모드로서, 기존의 컨버터와 같이 인덕터의 에너지를 출력 측에 전달하는 모드이다. 이 때, 주 다이오드를 제외한 모든 스위칭 소자는 오프상태를 유지한다. 인덕터 전류 i_{L1} 은 영이며, i_{L2} 는 필터전류 I_L 과 같다.

(2) 모드 1 : 모드 1은 다음과 같이 ③⑥ 모우드로 다시 나뉘어진다.

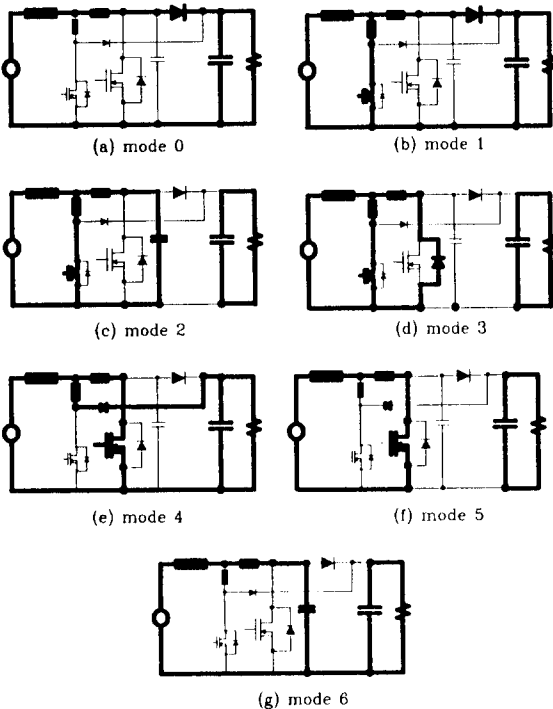


그림 2. 제안된 컨버터의 스위칭 모드.
Fig. 2. Switching modes of proposed converter.

③ 주 스위칭 소자 S_m 을 영 전압에서 턴 온하기 위하여, 그림 2(b)와 같이 보조 스위치 S_a 를 턴 온 하면 모드 1이 시작된다. 이 모드에서 전류 i_{L1} 은 인덕터 L_{r1} 이 포화 될 때까지 다음과 같이 증가한다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_o}{L_{r1}} \quad (1)$$

그러므로, 보조 스위치 S_a 는 식 (1)의 상승률로 영전류에서 턴 온하며, 주 다이오드의 전류는 식 (1)의 비율로 감소한다.

⑥ L_{r1} 이 포화되면 전류 i_{L1} 은 급격히 증가하며, L_{r2} 가 포화상태에서 벗어날 때까지 지속된다. L_{r2} 가 포화상태에서 벗어나면, 출력전압은 L_{r2} 에 걸리므로, i_{L1} 과 i_{L2} 의 전류는 i_{L2} 의 전류가 영이 될 때까지 다음과 같은 기울기로 각각 감소하고 증가한다.

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_o}{L_{r2}} \quad (2)$$

(3) 모드 2 : 그림 3의 모드 2와 같이 전류 i_{L1} 이 필터 전류 I_L 과 같게 되면 주 다이오드 D_m 은

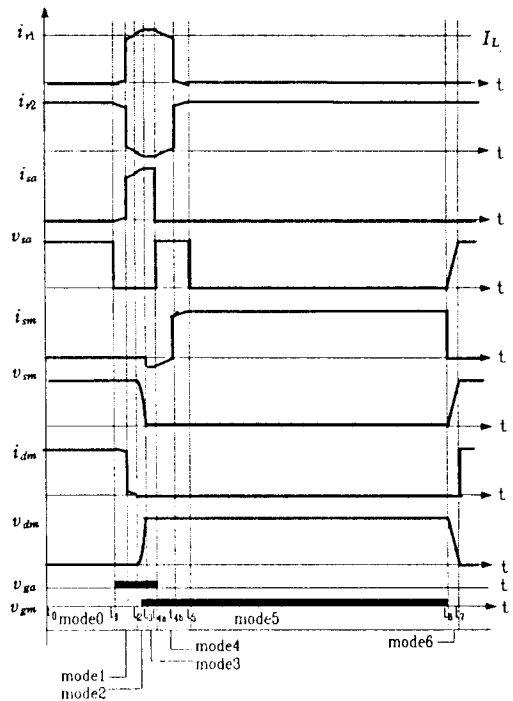


그림 3. 한 주기 동안 스위칭 파형.
Fig. 3. Switching waveforms for one switching cycle.

영전압 및 영전류에서 자연적으로 오프 된다. 다이오드 D_m 이 오프 되면 L_{r2} 와 C_r 은 공진을 시작하여 C_r 의 에너지가 L_{r2} 에 전달되며 커패시터 전압이 영이 될 때까지 지속한다. 전류 i_{r2} 와 전압 v_{cr} 은 다음과 같이 유도된다.

$$i_{r2} = -\frac{V_0}{Z} \sin\{\omega(t-t_2)\} \quad (3)$$

$$v_{cr} = V_0 \cos\{\omega(t-t_2)\} \quad (4)$$

여기서 t_2 는 모우드 2가 시작하는 시간을 나타내며, 공진 주파수는 ω 이고 특성 임피던스는 Z 로 다음과 같다.

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

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

(4) 모우드 3 : 커패시터 전압 v_{cr} 은 주 스위치 전압 v_{sm} 과 같으므로 v_{cr} 이 영이 되면, 스위치 S_m 의 내부 다이오드는 영전압에서 켜진다. 이때 인덕터 L_{r1} 및 주 스위치의 내부 다이오드에 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{r1}(t) = I_L + V_0/Z \quad (7)$$

$$i_{sm}(t) = -V_0/Z \quad (8)$$

이때, 주 스위치 S_m 이 영전압 스위칭 되도록 이 모우드 중에 S_m 에 게이트 신호를 발생시켜 준다.

(5) 모우드 4 : 보조 스위치 S_a 를 오프 하면, S_m 은 모우드 3에서 게이트 신호가 켜진 상태이므로 그림 2(e)와 같이 회로가 구성된다. 이때, 모우드 4는 다음의 2가지 상태로 구분된다.

㉔ : L_{r2} 가 포화될 때까지는 L_{r2} 에 걸리는 전압이 V_0 가 되므로, 전류 i_{r1} 과 i_{r2} 는 다음과 같다.

$$i_{r1} = i_{L1} + \frac{V_0}{Z} - \frac{V_0}{L_{r2}}(t-t_{4a}) \quad (9)$$

$$i_{r2} = -\frac{V_0}{Z} + \frac{V_0}{L_{r2}}(t-t_{4a}) \quad (10)$$

여기서, t_{4a} 는 모우드 4의 ㉔가 시작되는 시간이다.

㉕ : L_{r2} 가 포화되면, i_{r1} 의 전류는 L_{r1} 이 포화영역에서 벗어날 때까지 급격히 증가하며, L_{r1} 이 포화상태를 벗어나면 전류 i_{r1} 과 i_{r2} 는 다음과 같다.

$$i_{r1} = i_{L1} - \frac{V_0}{L_{r1}}(t-t_{4b}) \quad (11)$$

$$i_{r2} = i_{L1} - i_{L1} + \frac{V_0}{L_{r1}}(t-t_{4b}) \quad (12)$$

여기서 t_{4b} 는 모우드 4의 ㉕가 시작되는 시간이며 i_{L1} 은 인덕터 L_{r1} 의 임계 포화전류이다. 이 모우드는 전류 i_{r1} 이 영이 될 때까지 계속된다.

따라서, 모우드 4에서 인덕터 L_{r1} 의 에너지는 보조 다이오드 D_a 를 통하여 손실이 없이 출력측에 전달된다.

(6) 모우드 5 : i_{r1} 의 전류가 영이 되면 보조 다이오드 D_a 는 영전류에서 자연적으로 꺼지며, 주 스위치는 턴 온 과정을 완료하고, 그림 2(f)에 보는 바와 같이 켜진다.

(7) 모우드 6 : 주 스위치 S_m 을 끄면 그림 2(g)의 회로가 구성되며, v_{sm} 전압은 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{dv_{sm}}{dt} = \frac{I_L}{C_r} \quad (13)$$

스위칭 주기동안 컨버터의 PWM 동작은 모우드 0에서 모우드 6까지를 주기로 반복되어 영전압 스위칭이 이루어진다.

3. 제안된 컨버터의 특징

3.1 주 스위치의 영전압 스위칭

스위치 S_a 를 켜면 S_a 에 흐르는 전류 i_{sa} 는 그림 3의 모우드 1과 같이 증가하며 i_{sa} 가 필터전류 I_L 과 같아지는 순간 C_r 과 L_{r2} 는 공진을 일으킨다. 공진이 시작되면 그림 3의 모우드 2와 같이 커패시터 전압 v_{cr} 이 출력전압 V_0 로부터 식(4)와 같이 감소한다. 커패시터의 전압이 영이 되면 S_m 은 영 전압에서 내부 다이오드가 켜짐으로서 턴 온 된다. 이 때, 내부 다이오드에 흐르는 전류는 C_r 과 L_{r2} 의 값에 의해서 결정되며 식(8)과 같다.

또한, S_m 을 오프 하면 모우드 6이 시작되며 필터에 흐르던 전류 i_L 은 C_r 에 공급되어 식(13)의 기울기로 증가한다. 즉 S_m 이 꺼질 때 S_m 의 전압 v_{sm} 은 영에서부터 식(13)의 기울기로 증가하면서 턴 오프 한다.

다이오드 D_m 의 턴 오프는 모우드 1에서 i_{r1} 전류가 i_L 과 같아지면 전류가 영이 되며, 이 때 C_r 과 L_{r2} 가 공진을 일으키게 된다. 따라서, 다이오

드 D_m 은 영전류, 영전압의 조건을 모두 만족시키면서 꺼진다. S_m 을 끄면 v_{cr} 은 식 (13)의 기율기로 증가하며, v_{cr} 전압이 V_o 와 같아질 때 D_m 은 영전압에서 꺼진다.

3.2 보조 스위치 스위칭

보조 스위치 S_a 가 켜질 때 인덕터 전류 i_{r1} 이 흐르게 되는데, i_{r1} 은 포화 인덕터 L_{r1} 의 함수인 식 (1)의 기율기로 영전류에서 턴 온 된다. S_a 를 끄면 다이오드 D_a 가 켜지므로, 포화 인덕터 L_{r1} 의 에너지는 손실이 없이(lossless) 다이오드 D_a 를 통하여 출력 측에 전달된다. 또한, S_a 가 꺼진 상태에서 다이오드 D_a 의 전류는 i_{r1} 과 같으며, 식 (9)와 식 (11)과 같이 감소한다. 즉, 다이오드 D_a 의 턴 오프시 전류의 기율기는 $-V_o/L_{r1}$ 이므로 다이오드 D_a 의 역회복 전류는 포화 인덕터 L_{r1} 의 값에 따라 제한할 수 있다.

3.3 기존의 ZVS PWM 방식과 제안된 방식의 차이점

기존의 ZVS PWM 방식은⁶⁾ 보조 스위치 S_a 에 한 개의 공진형 인덕터 L_r 만을 이용하여 ZVS PWM을 수행하는 방식이다. 임의의 값에 대하여 기존의 방식과 제안된 방식과의 차이점을 비교해 보기 위하여 인덕터 전류 파형을 나타내면 그림 4와 같다.

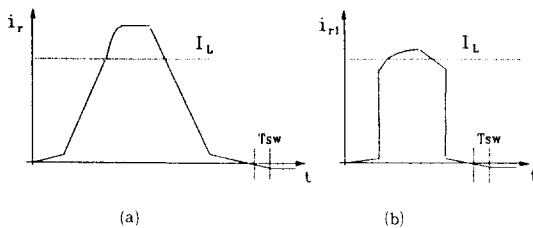


그림 4. 기존의 영전압 스위칭 방식과 제안된 영전압 스위칭 방식의 인덕터 전류 파형비교.

Fig. 4. Waveform comparisons of inductor current between conventional ZVS PWM and proposed ZVS PWM schemes.

그림 4(a)는 한 개의 인덕터만을 사용한 방법으로 이 경우 스위칭 시 역회복 전류가 큰 데 이

로 인해 보조 다이오드 D_a 의 스위칭 손실을 증가시킨다. 또한, 이 전류는 S_m 이 켜지는 기간동안 S_m 과 S_a 를 통하여 흐르므로 전도손실도 크게 증가한다. 따라서, 포화 인덕터 L_r 를 공진형 인덕터 L_r 에 직렬로 연결하여 역회복 전류를 감소시킬 수 있다. 그러나 이 경우에 L_r 의 값이 크면 그림 4(a)에서 전류 상승의 기율기가 감소하여 S_a 의 턴 온 시간이 증가하고, L_r 의 값을 작게 하면 공진으로 인한 전류의 증가분 $v_o/\sqrt{L_r C_r}$ 이 커지므로 전도손실의 증가를 초래한다.

제안된 방식은 L_{r1} 에 의해서 역회복 전류를 제한하고 L_{r2} 에 의해서 전류 상승을 제한하여 스위칭 손실과 전도손실을 최소화한 설계가 가능하며 인덕터 L_{r1} 에 흐르는 전류를 표시하면 그림 4(b)와 같다. 이때 L_{r1} 과 L_{r2} 는 포화 인덕터로서 L_r 에 비해서 소형이다. 특히, ZVS PWM 방식은 주 스위치의 용량이 크고 보조 스위치가 작은 경우 유리하며, 이 경우 주 스위치의 스위칭 시간이 커지는 데 전류 상승률의 증가를 위하여 C_r 값을 증가시켜 주어야 한다. 이럴 경우 C_r 값의 증가에 의해서 그림 4의 전류의 상승률이 커지는데 제안된 방식은 L_{r2} 값의 조정이 가능하므로 전류 상승분이 크게 증가하지 않게 설계할 수 있다.

4. 실험 결과

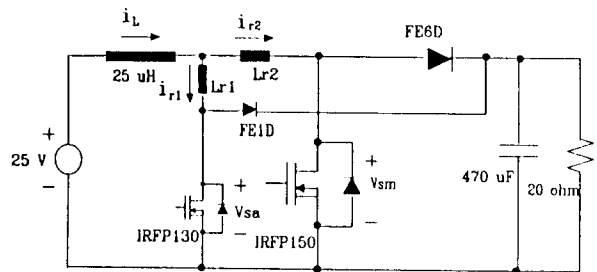


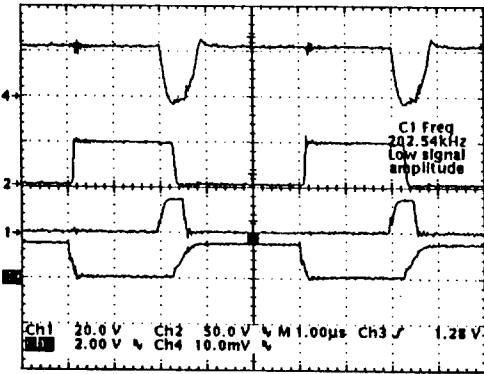
그림 5. 제안된 컨버터의 실험회로.

Fig. 5. Experimented power circuit of proposed converter.

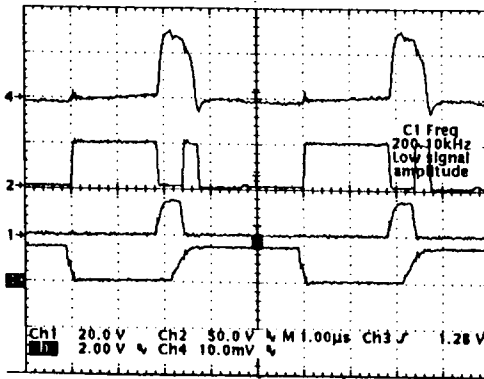
그림 5는 제안된 컨버터에 대해 실험에 사용한 회로를 나타낸다. 그림 5에서 C_r 은 전력용 MOSFET의 내부 커패시터 값으로 공진에너지를 줄이기 위하여 별도의 커패시터를 추가하지 않았

다. L_{r1} 과 L_{r2} 는 일본의 TDK사 제품으로 각각 BTL 35×9와 H35T18에 두 턴 감은것을 사용하였다. 통류율은 주 스위치와 보조 스위치의 턴온을 합하여 0.6, 스위칭 주파수는 200[kHz]로 실험하였다.

그림 6은 각 스위치와 주요부에 대한 전류와 전압 파형을 나타낸다. 그림 6(a)는 인덕터 전류 i_{r2} , 주 스위치의 전압 v_{sm} , 게이트 신호 v_{ga} , v_{gm} 의 파형을 나타내며, (b)는 전류 i_{r1} 과 보조 스위치 전압 v_{sa} , 게이트 신호 v_{ga} , v_{gm} 의 파형을 나타낸다.



(a)



(b)

그림 6. 소자의 실험 결과 파형. (a) 전류 i_{r2} 와 전압 v_{sa} ; 첫번째 파형- i_{r2} : 5 A/div, 두번째 파형- v_{sm} : 50V/div, 세 번째 파형: v_{ga} , 네번째 파형- v_{gm} , time scale: 1 μ sec/div (b) 전류 i_{r1} and 전압 v_{sa} ; 첫번째 파형- i_{r1} : 5A/div, 두번째 파형- v_{sa} : 50V/div, 세번째 파형- v_{ga} , 네번째 파형- v_{gm} , time scale: 1 μ sec/div

Fig. 6. Experimental oscillograms of several components. (a) current i_{r2} and voltage v_{sm} ; 1'st trace - i_{r2} : 5A/div, 2'nd trace- v_{ga} , 4' th trace: v_{gm} , time scale: 1 μ sec/div (b) current i_{r1} and voltage v_{sa} ; 1'st trace- i_{r1} : A/div, 2'nd trace- v_{sa} : 50 V/div, 3' th trace: v_{ga} , 4' th trace: v_{gm} , time scale: 1 μ sec/div

다. 그림 6에서 보는 바와 같이 주 스위치의 온, 오프는 소프트 스위칭을 하며, 보조 스위치의 온 시간 500[nsec]에 대하여 i_{r1} 전류의 폭은 800 [nsec]가 된다. 보조 스위치에 걸리는 전압 v_{sa} 는 Sa가 켜질 때 영이 되는 데, 게이트 온 시 전류는 i_{r1} 과 같다. Sa가 꺼지면 전압 v_{sa} 는 인덕터 전류 i_{r1} 가 영이 될 때까지 출력전압과 같아진 후 전류가 영이 되면 영으로 떨어진다. 이는 i_{r1} 의 전류가 영이 될 때까지 인덕터 L_{r1} 의 에너지

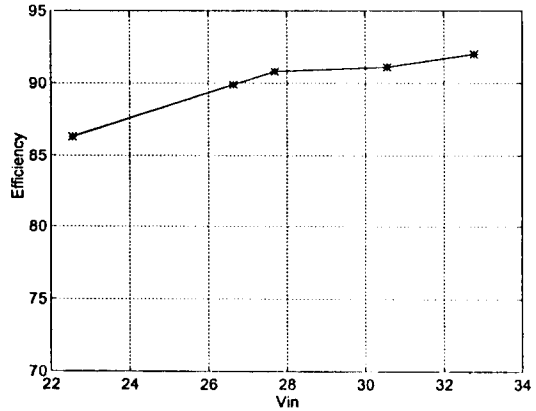


그림 7. 125[W] 일정부하에서 입력전압에 대한 효율
Fig. 7 Efficiency as a function of input voltage for 125 [W] Load.

가 출력 측에 전달되기 때문이다.

그림 7은 그림 5의 회로에 대하여 125[W]의 일정한 부하에 대한 효율특성을 나타낸다. 그림에서 효율은 입력전압이 높을수록 커지는 데 이는 전압이 높으면 일정한 부하에 대하여 입력의 필터전류 i_L 이 낮아지기 때문이다.

5. 결론

제안된 ZVS PWM 컨버터는 기존의 ZVS PWM 컨버터의 공진형 인덕터 대신에 소형의 포화 인덕터 두 개를 사용하는 새로운 영전압 스위칭 방식의 PWM 컨버터이다. 제안된 방식의 컨버터는 기존의 ZVS PWM 컨버터의 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 일정 주파수에서 PWM 제어
- 최소의 전압 및 전류 스트레스

- 모델링 특성이 기존의 PWM 컨버터와 거의 동일
- 최소의 스위칭 손실
- 고주파 동작이 용이

또한, 기존의 ZVS PWM 컨버터에 비해 다음의 장점을 갖는다.

- 보조 다이오드의 역회복 전류의 감소
- 보조 다이오드의 전도 손실의 최소화 가능
- 주 스위치의 스위칭 속도가 느린 경우에도 적용이 용이

따라서, 제안된 컨버터는 고 전력밀도 전력시스템의 구현에 유용하다. 제안된 컨버터의 스위칭 특성은 실험을 통하여 확인하였다.

참 고 문 헌

- 1) G. B. Joung, C. T. Rim, and G. H. Cho, "An Integral cycle mode control of series resonant converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-4, no. 1, pp. 83~91, Jan. 1989.
- 2) W. A. Tabitz, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Zero-voltage-switching multi-resonant technique of high frequency transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1992, pp. 55~61.
- 3) 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.
- 4) 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.
- 5) G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1992, pp. 55~61.
- 6) 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.

본 연구는 한국과학재단의 핵심전문연구(과제 번호 : 961-0916-077-2) 지원에 의하여 수행되었음.

◇ 著 者 紹 介 ◇



정 규 범(鄭圭範)

1961년 12월 25일생. 1984년 아주대학교 공과대학 전자공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1990년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1990~1991년 미국 VPI & SU(Virginia Polytechnics Institute and State University) VPEC(Virginia Power Electronic Center) 연구원. 1992~1993년 (주)파워테크 이사. 1993~1995년 한국 항공우주연구소 선임연구원. 1995~현재 우석대학교 정보통신공학과 전임강사.



노 의 철(魯義哲)

1960년 8월 2일생. 1984년 서울대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1991~1992년 (주) 청계기전 부설기술연구소 연구실장. 1992~1995년 (주)파워테크 부설기술연구소 연구소장. 1995년~현재 부경대학교 공과대학 전기공학과 전임강사.