

영전류 스위칭 방식의 보조스위치를 갖는 새로운 영전압 스위칭 방식의 PWM 컨버터

論文

52B-12-7

A New Zero-Voltage-Switching PWM Converters with Zero-Current-Switched Auxiliary Switch

馬根洙* · 洪一憲** · 金良模***
(Keun-Soo Ma · Il-Hee Hong · Yang-Mo Kim)

Abstract - In conventional Zero-Voltage-Transition(ZVT) PWM converters, zero-voltage turn-on and turn-off for main switch without increasing voltage/current stresses is achieved at a fixed frequency. The switching loss, stress, and noise, however, can't be minimized because they adopt auxiliary switches turned off under hard-switching condition. In this paper, new ZVS-PWM converters of which both active and passive switches are always operating with soft-switching condition are proposed. Therefore, the proposed ZVS-PWM converters are most suitable for avionics applications requiring high-power density. Breadboarded ZVS-PWM boost converters using power MOSFET are constructed to verify theoretical analysis.

Key Words : ZVS-PWM converter, Soft switching, Resonant switch, Auxiliary switch, Auxiliary diode

1. 서 론

전력변환기기의 소형화, 경량화를 실현하기 위하여 기존의 펄스 폭 변조(PWM) 방식의 dc/dc 컨버터를 고속의 스위칭 주파수로 동작시킬 때, 이로 인한 손실은 주파수에 비례하여 커지게 되지만 공진형 스위치의 사용으로 현저하게 감소시킬 수 있다. 그러나 이러한 공진형 컨버터는 정현파 전류, 전압에 의하여 스위치를 구동하는 방식이므로 스위치의 전류, 전압 스트레스가 증가하고 결과적으로 전도손실의 증가를 초래한다. 따라서, 전도손실이 컨버터의 전력변환효율을 제한하는 요인이 되고 있다[1-3].

이를 개선하기 위하여 F.C.Lee와 그의 연구팀에 의해서 제안된 Zero-Voltage-Transition(ZVT) PWM 컨버터와 Zero-Current-Transition(ZCT) PWM 컨버터는 공진형 컨버터의 영전류, 영전압 스위칭으로 인한 전도손실과 PWM 컨버터의 강제 스위칭으로 인한 스위칭 손실을 최소화할 수 있을 뿐만 아니라 종래의 PWM 컨버터와 마찬가지로 시비율(Duty ratio)에 의한 제어가 가능하다는 장점을 갖추고 있다. 이러한 컨버터들은 전력을 전달하는 주 스위치 이외에도 보조 스위치가 추가되어 주 스위치의 턴-온 혹은 턴-오프시에 공진회로에 의한 소프트 스위칭을 가능하게 하므로 보조 스위치에는 주 스위치보다 큰 순환전류가 발생하게 된다. 그러나, 보조 스위치의 턴-오프는 강제전류(Forced commutation) 방식을 채택함에 따라, 주 스위치의 소프트 스위칭에도 불구

하고 보조 스위치의 강제 스위칭으로 인한 스위칭 손실과 전도 노이즈 등의 단점은 계속적으로 존재하게 된다. 특히, ZCT PWM 컨버터는 주 스위치의 턴-온시에 공진 인덕터가 포함된 지로(Branch)와 분리되어 기존의 강제 스위칭 방식 PWM 컨버터의 턴-온 방법과 동일하므로 이로 인한 손실이 더욱 증가하게 된다[4,5].

한편, 문헌 [6]에서는 ZVT PWM 컨버터의 주 스위치와 보조 스위치의 강제 스위칭 방식이 개선되어 모든 능동 및 수동스위치가 소프트 스위칭 조건에서 동작하는 새로운 방식의 PWM 컨버터가 제안되었다. 따라서, 기존의 방식과 비교하여 상대적으로 고효율을 실현할 수 있는 가능성을 보였으나 보조 스위치를 구동하기 위해 주 스위치의 구동전원과 절연된 또 다른 구동전원이 요구되므로 구현상의 불편함이 따르는 단점이 있다[6].

본 논문에서는 ZVT PWM 컨버터에서 사용되는 강제 스위칭 방식의 보조 스위치를 영전류 턴-온 방식으로 개선하고 기존의 장점을 유지한 새로운 방식의 영전압 스위칭 PWM (이하 ZVS-PWM) 컨버터를 제안하였다. 따라서 ZVT PWM 컨버터의 장점과 더불어 컨버터에 포함된 모든 스위치의 스위칭 손실 및 전도손실을 최소화하여 컨버터의 전력변환효율을 개선할 수 있다. 이와 더불어, 제안된 컨버터의 주 스위치와 보조 스위치의 전원(Source)은 항상 공통의 노드에 접속되므로 하나의 전원으로 구동이 가능하다. 배터리를 전원으로 사용하는 발사체 및 위성체의 전자탑재장비를 위한 전력변환기나 배터리 충/방전기의 경우, 100[W]급 이하의 비교적 소용량 dc/dc 컨버터가 많이 사용되고 있고 응용분야의 특수성으로 인하여 소형화 및 경량화에 대한 요구가 지상장비에 적용되는 전력변환기에 비하여 강하기 때문에 이러한 분야에 제안된 컨버터의 적용이 기대된다. 본 논문에서는 제안된 ZVS-PWM 컨버터를 승압형 컨버터를 중심으로 동작모드에

* 正 會 員 : 韓國航空宇宙研究院 先任研究員
** 正 會 員 : 韓國航空宇宙研究院 責任研究員
*** 正 會 員 : 忠南大學校 電氣工學科 教授 · 工博
接受日字 : 2003年 8月 2日
最終完了 : 2003年 10月 6日

따라 해석하였으며 제안된 방식을 다른 형태의 컨버터로 확장하여 적용하였다. 최종적으로 90[W] 컨버터의 실험을 통하여 해석결과를 검증하였다.

2. 컨버터의 모델링 및 정상상태 해석

그림 1은 제안된 ZVS-PWM 승압형 컨버터이다. 그림 1에서 보는 바와 같이 제안된 컨버터의 주 회로는 기존의 승압형 PWM 컨버터와 동일하고 주 스위치 S_m 이 소프트 스위칭 조건에서 턴-온 되도록 유도하기 위하여 공진 커패시터 C_r , 공진 인덕터 L_r , 및 보조 스위치 S_a 로 구성된 공진회로부가 요구된다. 또한, 주 스위치 및 보조 스위치가 양방향으로 도통되어 계속 공진이 발생하는 것을 막기 위하여 역저지 다이오드 d_1 , d_2 를 각각 주 스위치와 보조 스위치에 직렬로 추가한다. d_1 과 병렬로 연결된 커패시터 C_b 는 주 스위치가 턴-온 될 때, 기생 커패시터 C_s 에 저장된 에너지의 방전통로이며, $C_s \ll C_b \ll C_r$ 이라고 가정한다. 여기에서 보조 스위치는 공진전류에 의한 전도손실을 최소화하고, 펄스폭에 의한 출력전압의 조절이 가능하도록 주 스위치의 동작시간에 비해 짧은 시간동안 도통되도록 설계한다.

제안된 컨버터의 한 주기 동안의 단계별 동작을 나타내는 스위칭 Stage는 그림 2와 같이 6개의 등가회로로 나눌 수 있으며, 여기에서 전류가 흐르는 부분은 굵은 실선으로 나타내었다. 이에 대응하는 각 소자에 대한 전류, 전압 파형을 Stage로 구분하여 나타내면 그림 3과 같다. 또한, 그림 3을 이용하여 공진 전류 I_{Lr} 및 공진 전압 V_{Cr} 을 각각 V_o/Z 와 V_o 로 정규화(Normalize)하여 $I_{LrN} - V_{CrN}$ 평면에서 나타내면 그림 4와 같은 상태궤적을 얻을 수 있다.

그림 2와 그림 3을 통하여 알 수 있듯이, Stage 0은 기존 승압형 PWM 컨버터의 전력전달모드와 동일하고, Stage 4는 기존 승압형 PWM 컨버터에서 주 스위치 도통모드와 동일하다. 따라서, Stage 0과 Stage 4를 기준으로 볼 때, Stage 1~Stage 3은 주 스위치를 공진회로를 이용하여 능동적으로 턴-온하기 위하여 추가되었고, Stage 5는 공진소자에 의해 스스로 소프트 스위칭 조건에서 턴-오프하기 위하여 추가되었다는 것을 알 수 있다. 따라서 기존의 PWM 컨버터와 마찬가지로 턴-온 시비율을 제어함으로써 출력전압의 조절이 가능함을 보여준다.

각 Stage에 대한 회로동작과 해석결과는 다음과 같다. 먼저, 해석을 단순화하기 위하여 입력 인덕터 및 출력 커패시터의 값은 충분히 커서 입력전류 I_L 과 출력전압 V_o 는 일정하게 유지된다고 가정하였고, 공진회로의 공진주파수 ω_r , 특성 임피던스 Z 및 파라미터 α 를 (1)~(3)으로 정의한다.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2)$$

$$\alpha = \frac{Z I_L}{V_o} \quad (3)$$

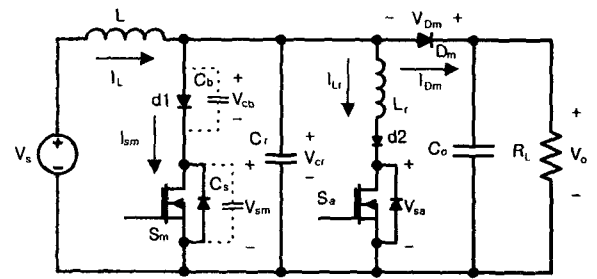


그림 1 제안된 ZVS-PWM 승압형 컨버터
Fig. 1 The proposed ZVS-PWM boost converter

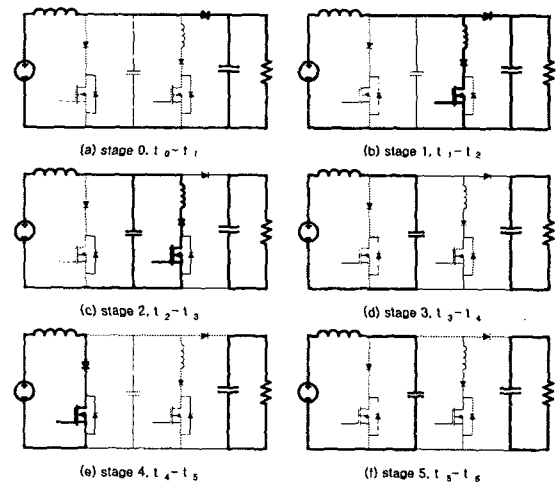


그림 2 제안된 컨버터의 스위칭 Stage
Fig. 2 Switching stage of the proposed converter

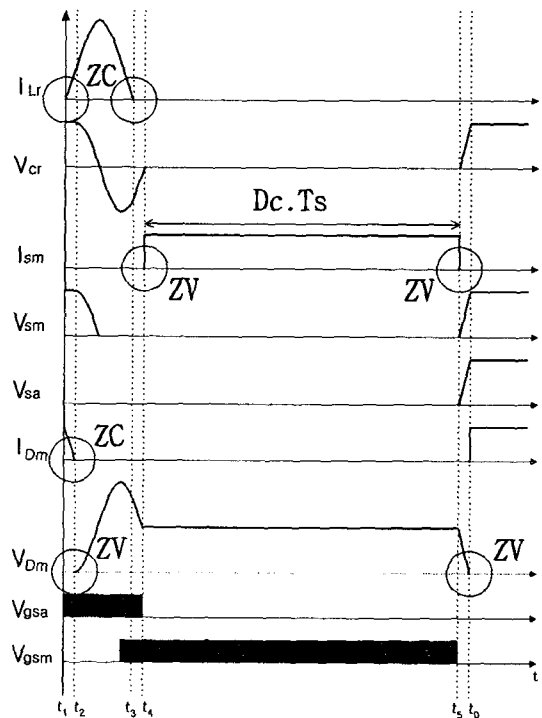


그림 3 한 주기 동안의 스위칭 파형
Fig. 3 Switching waveforms for one cycle period

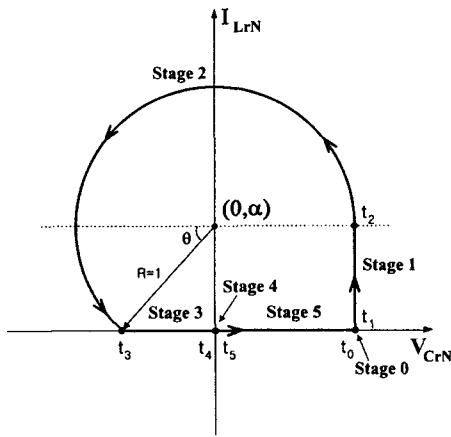


그림 4 상태궤적도
Fig. 4 State trajectory

1) Stage 0, $[t_0, t_1]$: S_m 과 S_a 가 오프 상태로서 그림 2(a)와 등가이고 기존 승압형 PWM 컨버터의 전력전달모드와 같다. 여기에서 입력전류 I_L 은 주 다이오드 D_m 을 통하여 흐르며 V_{cr} 은 V_o 로 충전된 상태이다. 이 구간에서의 시간간격(Time interval)은 (4)와 같이 정의한다. 이 때, 그림 4의 상태평면에서 공진전류 및 공진전압은 V_{crN} 축상에서 양의 영역의 한 점인 t_1 으로 표시된다.

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = T_s - \sum_{i=2}^6 \Delta t_i \quad (4)$$

2) Stage 1, $[t_1, t_2]$: S_m 을 소프트 스위칭 조건에서 턴-온하기 위하여 먼저, S_a 의 게이트에 턴-온 신호를 발생시키면 회로상태는 그림 2(b)와 같이 구성된다. 따라서, I_{Lr} 은 (5)와 같이 선형적으로 증가하게 되고 S_a 는 영전류 조건에서 턴-온하게 된다. 이 모드에서 V_{cr} 은 D_m 이 도통상태이므로 V_o 로 계속 유지된다.

$$I_{Lr} = \frac{V_o}{L_r}(t - t_1) \quad (5)$$

(5)에서 t_1 은 Stage 1이 시작되는 시간이며, Stage 1이 종료되는 시점에서 I_{Lr} 은 I_L 에 도달하게 되므로, 이 구간의 시간간격은 (5)로부터, (6)과 같이 도출된다. 이 때, 상태궤적은 t_1 에서 t_2 로 직선적으로 이동하게 된다.

$$\Delta t_2 = \frac{a}{\omega_r} \quad (6)$$

3) Stage 2, $[t_2, t_3]$: Stage 1에서 I_{Lr} 이 계속적으로 증가하여 I_L 과 같아지면 주 다이오드는 영전류 조건에서 턴-오프되고, 이 때 C_r 에 충전된 에너지가 방전되면서 그림 2(c)와 같이 공진회로가 형성된다. 이 모드에서 L_r 과 C_r 은 (7), (8)과 같이 공진하게 된다.

$$V_{cr} = V_o \cos[\omega_r(t - t_2)] \quad (7)$$

$$I_{Lr} = I_L + \frac{V_o}{Z} \sin[\omega_r(t - t_2)] \quad (8)$$

여기에서, t_2 는 Stage 2가 시작되는 시간이며, 이들을 상태평면에서 표현하면 (9)와 같이 중심이 $(0, a)$ 이고 반지름(R)이 1인 원의 방정식이 되며, 상태궤적은 이러한 원을 따라 천이하게 된다. 또한, $I_{Lr}(t_3) = 0$ 이므로 상태궤적도를 이용하여 시간간격을 구하면, (10)과 같다.

$$V_{crN}^2 + (I_{LrN} - a)^2 = 1 \quad (9)$$

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_r} (\pi + \sin^{-1} a) \quad (10)$$

한편, 제안된 컨버터에서 공진회로를 이용하는 큰 목적은 공진특성에 의하여 주 스위치 전압을 영으로 만들고 이러한 영전압 조건하에서 주 스위치를 턴-온 상태에 이르게 하는 것이다. 그러나 초기의 가정과는 달리 C_b 가 C_s 에 비하여 충분히 크지 않을 경우에 이에 대한 영향을 고려하면, Stage 2에서 공진 커패시터와 주 스위치 단자에 걸리는 전압은 (11), (12)와 같다. (11), (12)로부터, V_{sm} 은 V_{cr} 을 추종하지 않고 V_{cr} 이 음이 되어도 V_{sm} 은 계속 양의 상태로 유지된다는 것을 알 수 있다. 따라서, V_{cr} 이 음인 구간에서 턴-온 신호가 인가되더라도 주 스위치 전압은 양의 전압을 나타내므로 주 스위치의 기생 커패시터(출력 커패시터)에 저장된 $0.5C_s V_{sm}^2$ 의 에너지가 스위치를 통하여 방전되면서 강제 스위칭(Hard switching)이 발생하게 된다. 그러나 초기의 가정과 같이, C_b 가 C_s 에 비하여 충분히 클 경우에는 V_{cr} 이 양인 구간에서는 $V_{cr} \approx V_{sm}$, $V_{cb} \approx 0$ 이 되고, V_{cr} 이 음인 구간에서는 V_{sm} 은 영을 유지하게 되므로 영전압 턴-온 상태가 가능하게 된다.

$$V_{cr} = V_o \cos[\omega_{r1}(t - t_2)] \quad (11)$$

$$V_{sm} = \frac{C_b}{C_b + C_s} V_o \cos[\omega_{r1}(t - t_2)] + \frac{C_s}{C_b + C_s} V_o \quad (12)$$

여기에서

$$\omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_r(C + C_r)}}$$

이다.

4) Stage 3, $[t_3, t_4]$: I_{Lr} 이 음이 되면 다이오드 d_2 가 역바이어스 되어 $L_r - d_2 - S_o$ 지로를 흐르는 전류는 차단되고 공진을 종료하게 된다. 그러므로 S_o 를 흐르는 전류는 영전류 조건에서 턴-오프하게 된다. 따라서, 그림 2(d)의 등가회로에서 나타낸 것처럼 C_r 은 입력전류 I_L 에 의해서 (13)과 같이 충전된다.

$$V_{cr} = V_{cr3} + \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^t I_L(t) dt \quad (13)$$

여기에서 t_3 는 Stage 3이 시작되는 시간이며, $V_{cr3} = V_{cr}(t_3)$ 로서 Stage 3에서 C_r 의 초기전압이다. (7)로부터 $V_{cr}(t_3) = V_o \cos \omega_r \Delta t_3$ 이고, $V_{cr}(t_4) = 0$ 이므로 이 구간에서의 시간간격은 (14)와 같이 구할 수 있다. 여기에서 상태궤적은 V_{crN} 축을 따라 t_3 에서 t_4 로 이동한다.

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\alpha^{-2} - 1} \quad (14)$$

한편, S_m 의 턴-온과 S_o 의 턴-오프를 제어하기 위한 신호는 그림 3에서 나타낸 것처럼, V_{gsm} , V_{gsa} 와 같다. 먼저, V_{gsm} 의 경우, 인가신호는 Stage 2에서 시작하여 Stage 5에서 종료되는데, 여기에서, 턴-온 신호는 S_m 을 소프트 스위칭 조건에서 턴-온하기 위하여 V_{cr} 이 음인 구간에서 발생되도록 제어한다. 이는 V_{cr} 이 음인 구간에서는 다이오드 d_1 에 전압이 전부 걸리게 되므로 S_m 에 걸리는 전압은 영이 되기 때문이다. 그러나, 이 구간에서 턴-온 신호가 발생되더라도 실제적으로 S_m 이 턴-온 되는 시점은 Stage 3이 종료되는 시점인 V_{cr} 이 양이 되는 시점이다. 따라서, S_m 은 영전압 조건에서 턴-온하게 된다. V_{gsa} 의 인가신호는 Stage 1에서 시작하여 Stage 3에서 종료되는데, 턴-오프 신호는 S_o 를 영전류 조건에서 턴-오프하기 위하여 I_L 이 영이 되는 시점 이후에 발생되도록 제어해야 한다. 따라서, Stage 3이 시작되는 시점에서 S_o 가 턴-오프된다. 단, Stage 4가 시작되는 시점 이후에 턴-오프 신호를 발생할 경우에는 V_{cr} 이 양이 되면서 S_o 에 다시 전류가 흐르기 때문에 이 때, 턴-오프 신호는 인가되지 않아야 한다.

5) Stage 4, $[t_4, t_5]$: V_{cr} 이 충전되어 양이 되면, d_1 은 순바이어스가 되고, 이미 S_m 은 턴-온 상태이기 때문에 V_{cr} 은 영에서 유지된다. 따라서, 그림 2(e)와 같이 입력과 출력이 분리되어 기존 PWM 컨버터의 주 스위치 도통상태와 동일하게 된다. 이 때의 시간간격은 (15)와 같이 정의하며, 상태궤적은 원점에 위치하게 된다.

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 \quad (15)$$

6) Stage 5, $[t_5, t_6]$: 입력전력을 부하에 전달하기 위하여 S_m 에 턴-오프 신호를 발생하면, 그림 2(f)와 같이 C_r 은 입력 전류 I_L 에 의해서 (16)과 같이 충전되고, V_{cr} 이 V_o 에 도달하면 D_m 이 턴-온되므로 다시 Stage 0의 상태로 복귀하여 한 주기를 다시 시작하게 된다. 따라서, S_m 과 D_m 은 영전압 조건에서 각각 턴-오프, 턴-온하게 된다.

$$V_{cr} = V_{cr5} + \frac{1}{C_r} \int_{t_5}^t I_L(t) dt \quad (16)$$

여기에서, $V_{cr5} = V_{cr}(t_5)$ 이고, t_5 는 Stage 5가 시작되는 시간이며, $V_{cr}(t_5) = 0$ 이므로 이 구간에서의 시간간격은 (17)와 같이 구해지고, 상태궤적은 t_5 에서 t_6 로 V_{cr} 축을 따라서 천이하게 된다.

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_r \alpha} \quad (17)$$

이상으로 한 주기가 종료되며, 계속해서 동일한 주기를 반복하게 된다.

3. 컨버터의 특징 및 회로의 확장

제안된 컨버터의 회로동작에 대한 해석결과로부터 컨버터에 포함된 모든 스위치들은 영전압 혹은 영전류 조건에서 턴-온, 턴-오프 한다는 것을 알 수 있다. 표 1에서는 제안된 컨버터에 포함된 각 스위치들에 대한 스위칭 조건을 요약하여 나타내었다. 특히, 보조 스위치는 기존의 강제 턴-오프 스위칭 방식에서 영전류 턴-오프 방식으로 개선되었다. 또한, 제안된 컨버터는 PWM 컨버터와 마찬가지로 주 스위치에 대한 전류 혹은 전압 스트레스가 없으므로 전도손실은 존재하지 않는다는 장점을 갖는다. 다만, 보조 스위치에 입력전류와 공진전류가 함께 흐르게 되므로 보조 스위치에 전류 스트레스와 이로 인한 전도손실이 공진 기간동안 발생할 수 있다.

그림 5는 제안된 승압형 컨버터의 공진회로부를 다른 기본적인 컨버터 형태로 확장, 적용이 가능함을 보여준다. 그림 5(b)의 승압형 컨버터에서 공진회로부는 주 스위치와 주 스위치에 직렬로 연결된 역저지 다이오드 지로를 중심으로 공진 커패시터 지로와 공진 인덕터-역저지 다이오드-보조 스위치 지로의 병렬연결로 구성된다. Buck, Buck-Boost, Cuk, Sepic, Zeta 컨버터의 주 스위치를 공진회로부로 대체하게 되면, 제안된 승압형 컨버터와 동일한 동작과형을 나타낸다. 따라서, 각 컨버터에 포함된 모든 스위치를 소프트 스위칭 조건에서 동작시킬 수 있다. 단, 각 컨버터의 입·출력 전달특성에 의하여 각 소자에 인가되는 전류, 전압의 크기는 달라지게 된다.

표 1 컨버터에 포함된 각 스위치에 대한 스위칭 조건
Table 1 Switching conditions of each switches in the proposed converter

스위치	ON	스위칭 조건
주 스위치	ON	Zero-voltage
	OFF	Zero-voltage
보조 스위치	ON	Zero-current
	OFF	Zero-current
주다이오드	ON	Zero-voltage
	OFF	Zero-current/Zero-voltage

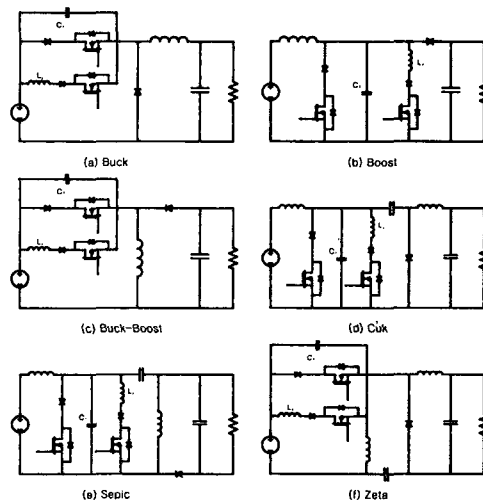


그림 5 확장된 ZVS-PWM 컨버터 회로
Fig. 5 The expanded ZVS-PWM topologies

4. DC 전달함수

제안된 ZVS-PWM 컨버터의 출력전압 조절특성을 살펴보기 위하여 DC 입출력 전압전달비를 유도한다. 먼저, 주 다이오드를 흐르는 평균전류가 출력전류라는 사실로부터, 주 다이오드가 도통되는 구간은 Stage 0, Stage 1이므로, 지배방정식은 (18)과 같으며 이로부터 (19)와 같은 일반화된 형태로 도출된다[7].

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{Dm}(t) dt$$

$$= \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{4t_1} I_L dt + \int_0^{4t_2} \left(I_L - \frac{V_o}{L_r} t \right) dt \right] \quad (18)$$

$$I_o = I_L [1 - F(\alpha, f_s, f_r, D_c)] \quad (19)$$

여기에서,

$$F(\alpha, f_s, f_r, D_c) = D_c + \frac{f_s}{2\pi f_r} (\pi + \sin^{-1} \alpha + \alpha^{-1} + \sqrt{\alpha^{-2} - 1} + \frac{\alpha}{2})$$

$$D_c = \frac{4t_2}{T_s}$$

f_s : 스위칭 주파수, f_r : 공진 주파수

이다. (19)는 PWM 승압형 컨버터와 같은 형태이며 $F(\alpha, f_s, f_r, D_c)$ 는 PWM 컨버터의 시비율에 상응하는 비선형 함수이다. 표 2에서는 확장된 컨버터 회로에 대한 전압전달비와 파라미터 α 를 유도하여 나타내었다. 표 2와 그림 3으로부터 각 컨버터의 전압전달비는 공진기간을 최소화할 경우에 PWM 방식과 마찬가지로 턴-온 시간 ($4t_2$)를 제어함으로써 출력전압의 조절이 가능하다는 것을 알 수 있다. 표 2에서, I_L 은 모든 필터 인덕터에 흐르는 전류를 나타낸다.

그림 6, 그림 7은 도출된 $F(\alpha, f_s, f_r, D_c)$ (Buck 컨버터의 DC 전압전달함수)를 D_c 에 따라 계산한 결과이며, α 및 $f_r (=f_s/f_r)$ 에 대하여 각각 나타냈다. 그림 6은 α 를 0.4, 0.6, 0.8, 1.0으로 변화하였을 때 계산된 결과이며, 이 때, 공진 주파수는 스위칭 주파수의 10배인 $f_s/f_r=0.1$ 로 선정하였다. 결과로부터, α 가 낮아질수록 즉, 입력전류가 작아질수록, 전압전달비는 상승함을 알 수 있다. 그림 7은 f_s/f_r 를 0.05~0.25로 변화시키면서, 전압전달비를 계산한 결과이며, 여기에서 α 는 0.5로 선정하였다. f_s/f_r 가 높아질수록 전압전달비가 증가하는 특성을 나타낸다.

표 2 제안된 컨버터의 입출력 DC 전압전달비
Table 2 DC conversion ratio in the proposed converter

	Buck	Boost	Buck-Boost, Cuk, Sepic, Zeta
전달비 (M)	$F(\alpha, f_s, f_r, D_c)$	$\frac{1}{1 - F(\alpha, f_s, f_r, D_c)}$	$\frac{F(\alpha, f_s, f_r, D_c)}{1 - F(\alpha, f_s, f_r, D_c)}$
α	$\frac{Z I_L}{V_s}$	$\frac{Z I_L}{V_s}$	$\frac{Z \Sigma I_L}{V_s + V_o}$

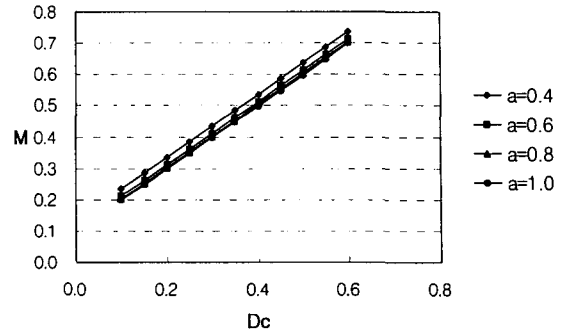


그림 6 파라미터 α 에 대한 DC 전압전달비의 변화
Fig. 6 Effect of the parameter α on the DC voltage conversion ratio

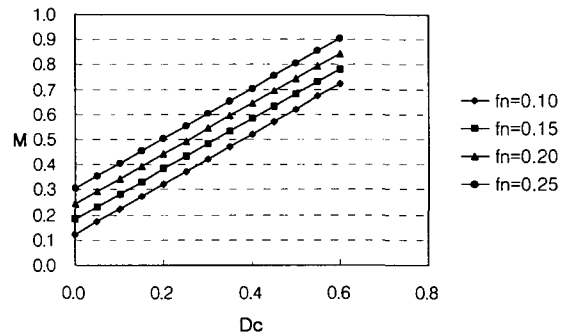


그림 7 f_s/f_r 에 대한 DC 전압전달비의 변화
Fig. 7 Effect of the ratio f_s/f_r on the DC voltage conversion ratio

5. 설 계

제안된 컨버터의 모델링 및 해석을 검증하기 위하여 30[V], 90[W] 출력전력을 갖는 ZVS-PWM 승압형 컨버터를 제작하였다. 제작된 컨버터의 세부사양은 표 3과 같으며, 여기에서 입·출력 요구조건은 실제, 발사체 및 위성체의 부하 컨버터 및 배터리 방전기등의 분야에 적용되고 있는 사양으로 선정하였다. 이러한 응용분야에서 출력전압은 대체로 30[V] 전후이며 전력용량도 100[W]이하이다. 또한, 대부분의 전원은 배터리가 사용되므로 전압변동이 존재하게 되는데, 14[V] NiCd 배터리의 경우, 만충전시 약16[V]까지 전압이 상승하며 방전시 용량이 감소하면서 말기에는 12[V]까지 전압이 낮아지게 된다. 표 3에는 이러한 사항들을 반영하였다.

입력 인덕터는 최소부하에서 인덕터 전류가 불연속이 발생하지 않도록 설계하고 출력 커패시터는 정해진 전압리플 요구조건을 만족할 수 있도록 설계해야 하지만, 해석상의 가정에 따라 각각 100[uH], 470[uF]로 충분히 크게 선정하였다. 공진 인덕터 및 공진 커패시터의 선정은 보조스위치의 영전류 조건으로부터 구할 수 있다. 즉, 보조 스위치가 영전류에서 턴-오프 하기 위해서는 보조 스위치 전류는 반드시 음 혹은 영이 되어야 하는 조건과 공진주파수 요구조건으로부터

구할 수 있다. 먼저, 보조 스위치 전류가 음 혹은 영이 되기 위해서 최대부하를 90[W], 입력전압을 15[V]로 선정하면 입력 전류는 최대 6[A]가 흐르게 되므로 공진전류의 최대치는 6[A] 이상의 전류가 되어야 한다. 여기에서는 충분한 여유를 유지하기 위하여 공진전류의 최대치를 10[A]로 선정하였다. 또한, 공진주기는 가능한 짧게 하는 것이 기존의 PWM 컨버터의 장점을 그대로 유지할 수 있으므로 여기에서는 스위칭 주기의 1/10로 선정하였다. 따라서, 공진 인덕터 및 공진 커패시터의 정수는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\frac{V_o}{Z} = 10 \text{ [Amps]}$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 1.0 \times 10^6 \text{ [Hz]}$$

$$L_r = 0.4774 \text{ } [\mu\text{H}] \rightarrow 0.5 \text{ } [\mu\text{H}]$$

$$C_r = 0.0531 \text{ } [\mu\text{F}] \rightarrow 0.066 \text{ } [\mu\text{F}]$$

여기에서, 공진 인덕터는 페라이트 철심을 이용하였고, 공진 커패시터는 고내압이면서 저용량 제작이 가능한 필름 커패시터를 사용하였다. 또한, C_b 의 정수값은 주 스위치로 선정된 IRF 540의 출력 커패시턴스가 0.25[nF]임을 고려하여 1[nF]로 크게 선정하였다. 주 스위치와 보조 스위치는 저전압, 저전력 응용분야임을 고려하여 MOSFET로 선정하였고 각 스위치의 역저지 다이오드 및 주 다이오드는 Schottky 다이오드를 사용하여 역회복 전류를 최소화하였다.

표 3 실험을 위한 제안된 컨버터의 설계사양

Table 3 Specifications of the breadboarded ZVS-PWM converter

입/출력 요구조건	Input Voltage(V_i)	12~16Volts
	Output Voltage(V_o)	30V±1.0%
	Output Power(P_o)	90W
	Switching Frequency(f_s)	100kHz
수동소자	Input Inductor(L)	100μH, Toroidal core
	Output Capacitor(C_o)	100V/470μF, Electrolytic
	Resonant Inductor(L_r)	0.5μH, Ferrite core
	Resonant Capacitor(C_r)	0.066μF, Polypropylene Film
	Blocking Capacitor(C_b)	1nF, Polypropylene Film
능동소자	Main Switch(S_m)	IRF540, MOSFET
	Auxiliary Switch(S_o)	IRF540, MOSFET
	Main Diode(D_m)	8TQ100, Schottky
	Auxiliary Diode(d_1)	8TQ100, Schottky
	Auxiliary Diode(d_2)	8TQ100, Schottky

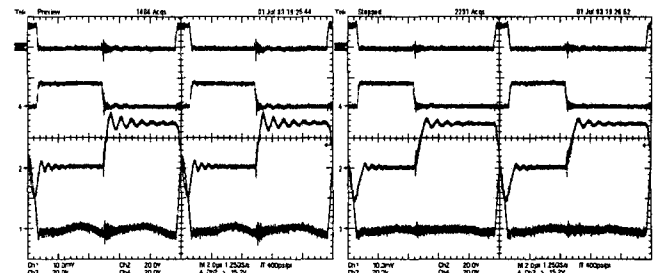
6. 실험결과 및 평가

그림 8~그림 10은 제안된 ZVS-PWM 승압형 컨버터의 주요부에 대한 실험결과를 나타낸다. 여기에서 실험은 입력 전압 15[V], 출력전압 30[V] 조건에서, 전부하(90W) 및 반부

하(45W)에 대하여 각각 실험하였다.

먼저, 그림 8은 위로부터 보조 스위치 및 주 스위치의 게이트에 인가되는 신호들과 공진전압 및 공진전류에 대한 실험파형으로서, 보조 스위치가 동작되는 구간에서 공진이 일어나고, 주 스위치의 턴-온 신호는 공진전압이 음인 영역에서 발생됨을 알 수 있다. 그림 8(b)의 반부하인 경우에는 그림 8(a)의 전부하인 경우에 비하여 공진전류의 최대치가 줄어들게 되며, 이는 입력전류가 감소하기 때문이다. 따라서, 공진이 발생하는 시점도 반부하인 경우에 빠르고 공진기간도 짧아지게 된다. 또한, (14)에 의하여 공진이 종료된 후, 공진 커패시터의 충전기간도 반부하가 전부하에 비하여 늘어나게 되므로 보조 스위치의 턴-오프가 가능한 시간도 부하가 낮을수록 여유가 생긴다는 것을 알 수 있다. 이것은 소프트 스위칭 조건을 유지할 수 있는 최대 입력전류에서 컨버터가 설계되었다면, 부하 혹은 전원전압의 변동에 의하여 입력전류가 감소할 지라도 최대입력전류 이하의 범위에서는 항상 소프트 스위칭 조건이 보장된다는 것을 의미한다.

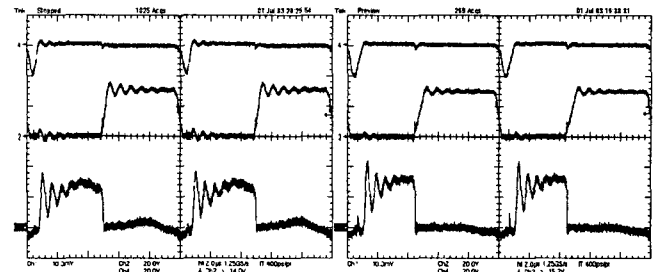
그림 9는 V_{cb} 와 주 스위치의 전압 및 전류 파형으로서, 그림 8의 공진전압을 추종하여 공진전압이 음인 경우에는 V_{cb} 에 공진전압이 걸리게 되고 양인 경우에는 주 스위치 전압과 같게 된다는 것을 보인다. 따라서, 주 스위치 전압이 완전히 영으로 유지된 후에, 주 스위치가 턴-온 되어 전류가 흐르는 것을 알 수 있으며, 해석결과와 마찬가지로 영전압 조건에서 주 스위치는 턴-온, 턴-오프 하게 된다.



(a) 전부하(Full load) (b) 반부하(Half load)

그림 8 게이트 인가전압, 공진전압 및 공진전류 파형(20V/div, 5A/div)

Fig. 8 Experimental waveforms of gate voltages, resonant voltage, and resonant current



(a) 전부하(Full load) (b) 반부하(Half load)

그림 9 V_{cb} , 주 스위치 전압 및 주 스위치 전류 파형 (20V/div, 5A/div at full load, 2A/div at half load)

Fig. 9 V_{cb} , main switch voltage, and main switch current

그림 10은 다이오드 전압과 보조 스위치 전압 및 전류에 대한 실험파형이다. 해석결과와 마찬가지로 다이오드는 영전압 턴-온, 영전압/영전류 턴-오프 특성을 가지며, 보조 스위치는 영전류에서 턴-온 및 턴-오프 된다.

dc/dc 컨버터의 성능을 나타내는 지표로서 시비율에 따른 DC 전압전달비를 측정하여 제안된 컨버터의 성능을 살펴 보았다. 이미 표 2에 제안된 컨버터의 전압전달비가 유도되었으며, 시비율에 따라서 계산된 값들은 기존의 PWM 컨버터의 경향과 유사하다는 것을 알 수 있었다. 일반적으로, PWM 컨버터의 전압전달비는 기생 성분들에 의해 시비율이 1 근처에서는 급격하게 떨어지는 양상을 나타낸다. 제안된 컨버터의 경우에도 마찬가지로의 특성을 나타낼 것으로 추정되지만, 실제로 컨버터는 시비율이 약 0.5 근처에서 설계되므로 약 0.2~0.6의 범위에서 비교적 정확한 성능을 가진다면 바람직하다고 할 수 있으므로, 대부분의 성능지표들은 이 근처에서 측정하게 된다. 그림 11은 제안된 컨버터에 대한 측정결과이며, 이론적 계산결과와 비교하여 나타내었다. 실험조건으로는 입력전압 15V를 일정하게 유지하였으며, 출력부하 전압이 상승할수록 정격범위를 벗어날 수 있으므로 이를 고려하여 30[ohm], 25[ohm] 저항부하를 이용하여 측정하였다. 스위칭 주파수 및 공진 주파수는 표 3의 조건과 동일하고 실험방법은 시비율을 수동으로 제어하여 출력전압을 20~50[V] 범위에서, 5[V] 간격으로 증가시켰을 때, D_c 를 측정하였다. 측정결과, ZVS-PWM 컨버터는 계산결과와 측정결과에 약간의 차이를 보이지만, 비슷한 경향을 나타내었고, 그림 6의 결과와 마찬가지로 낮은 부하에서 전압전달비가 상승하는 결과를 나타내었다.

컨버터의 성능을 나타내는 또 하나의 지표로서, 전원전압 혹은 부하전류가 변화할 때, 출력전압의 조절특성을 살펴볼 수 있다. 그림 12는 ZVS-PWM 컨버터의 전원전압 및 부하전류에 대한 D_c 의 변화를 각각 측정된 결과이다. 실험조건으로는, 전원전압이 변화할 경우에는 11~19[V] 범위에서 1.0[V] 간격으로 변화하면서 D_c 를 측정하였고 출력전압과 부하전력은 전원전압의 변화에 관계없이 일정하게 30[V]±1.0%, 60[W]를 유지하도록 시비율을 제어하였다. 여기에서 부하전력을 60[W]로 선정한 것은 정격출력전력일 경우, 전원전압이 낮아짐에 따라 입력전류가 정격범위를 벗어나기 때문에 이를 고려하였다. 부하전류가 변할 경우에는 먼저, 전원전압 및 출력전압을 15[V], 30[V]±1.0%로 시비율을 제어하여 일정하게 유지하였고 부하전력을 9~90[W] 범위로 가변하면서 D_c 를 측정하였다. 측정결과, 전원전압의 변화에 대한 D_c 의 반응으로서 0.56~0.22로 단조 감소하였으나, 부하전력에 대해서는 0.08~0.42로 낮은 부하에서는 비교적 넓은 범위에서 변화하였다. 이것은 입력전압전달비의 계산결과에서 나타난 바와 같이 α 의 변화에 전압전달비가 민감하게 반응하는데 기인한다.

컨버터의 성능을 나타내는 가장 중요한 지표는 효율이다. 제안된 컨버터 및 이와 비교하기 위하여 동일한 사양으로 제작된 PWM 컨버터에 대하여 효율측정을 수행하였다. 시비율과 관련된 측정과 마찬가지로 전원전압 변동시와 부하전력 변동시에 대하여 측정하였다. 효율 측정을 위한 장비로는 전자부하(Electronic load), 전력분석기(Power analyzer)가 주로 사용되었으며, 재확인을 위하여 입·출력단에 전류계 및 전압

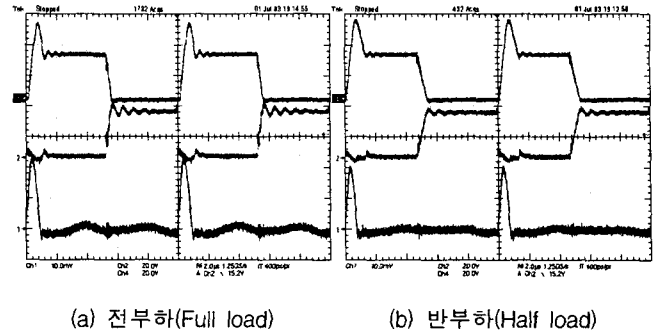


그림 10 주 다이오드 전압, 보조 스위치 전압 및 보조 스위치 전류 파형(20V/div, 5A/div)

Fig. 10 Experimental waveforms of main diode voltage, auxiliary switch voltage, and auxiliary switch current

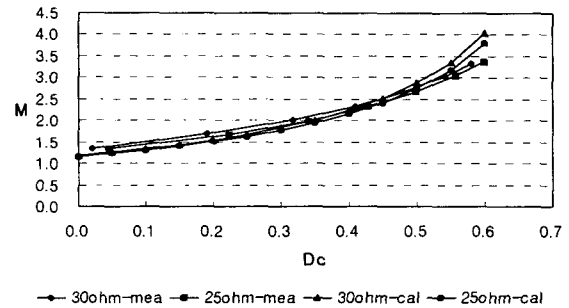
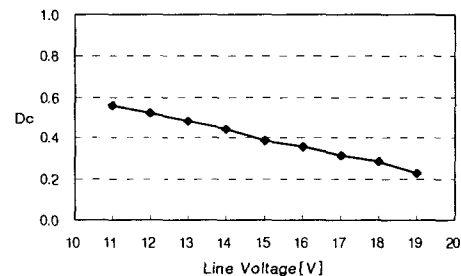
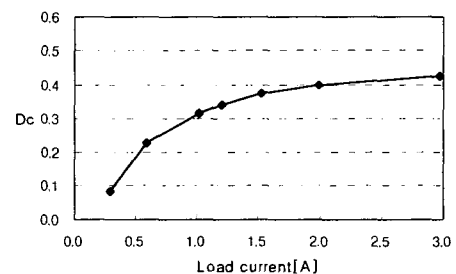


그림 11 부하조건에 따른 DC 전압전달 특성
Fig. 11 DC voltage conversion characteristic under different load condition

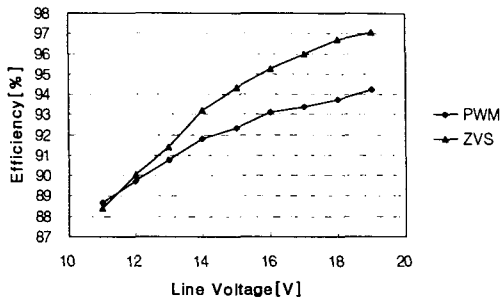


(a) 전원전압

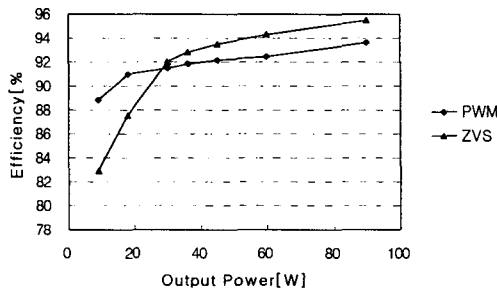


(b) 부하전류

그림 12 전원전압 및 부하전류에 따른 출력전압조절 특성
Fig. 12 Output voltage regulation characteristics under different line voltage and load current



(a) 전원전압



(b) 부하전류

그림 13 전원전압 및 부하전류에 따른 효율

Fig. 13 Experimentally measured efficiency versus different line voltage and load current

계를 각각 연결하였고 부하로는 저항을 이용하였다. 효율 측정조건은 시비율과 관련된 측정방법과 거의 동일하다. 첫째, 전원전압 변화에 따른 효율측정은, 출력전압은 30[V]±1.0%가 되도록 시비율을 제어하여 일정하게 조절하였고 출력전압은 60[W]로 설정하였다. 전원전압의 가변범위는 11~19[V] 범위에서 1.0[V] 씩 증가시키면서 측정하였다. 부하전력의 변화에 대한 효율측정은, 입력전압은 15[V]로 설정하였고, 출력전압은 부하의 변화에 관계없이 30[V]±1.0%로 일정하게 유지되도록 시비율을 제어하였다. 부하의 가변범위는 9~90[W]이다. 그림 13(a)는 전원전압의 변화에 대한 효율측정결과를 나타낸다. 각 컨버터는 전원전압이 증가함에 따라 효율이 상승하며, 전원전압이 19[V]에서는 제안된 컨버터의 경우 96[%] 이상의 높은 효율을 나타냈다. 이는 전원전압이 높아질수록 입력전류가 낮아지므로 손실이 줄어드는 것으로 판단된다. 그림 13(b)는 부하전력의 변화에 대한 측정결과이다. 전원전압 변화에서와 마찬가지로 각 컨버터들은 부하전력이 높아질수록 효율이 상승하는 경향을 나타낸다. 제안된 컨버터의 경우에는 저전력에서 급격하게 상승후에 안정되는 경향을 나타내고, PWM 컨버터는 지속적으로 완만한 상승곡선을 나타낸다. 약 40[W]를 기점으로 그 이상에서 제안된 컨버터들의 효율이 PWM 컨버터의 효율보다 높게 나타났으며, 40[W] 이하에서는 PWM 컨버터의 효율이 상대적으로 상당히 높게 나타난다. PWM 컨버터의 경우에는 저전력에서 스너버 손실이 크고, 부하전력이 증가할수록 전체 전력용량에 대한 스너버

손실부분이 줄어들기 때문에 완만하게 증가하는 것으로 판단되며, 부하가 계속적으로 증가된다면, 스위칭 손실에 의해 효율이 지속적으로 떨어질 것으로 추정된다. 제안된 컨버터의 경우에 이러한 현상이 나타나는 것은 각 소자에서 발생하는 손실이 우세하기 때문이며, 부하전력이 증가할수록 증가되는 스위칭 손실 부분은 제안된 소프트 스위칭 기법에 의해 제거되기 때문에 점진적으로 효율이 상승되는 것으로 판단된다. 정격부하에서는 약 95[%]이상의 효율을 나타내었다.

7. 결 론

본 논문에서는 MOSFET를 이용하여 새로운 방식의 ZVS-PWM 컨버터를 제안하였으며 승압형 컨버터를 중심으로 동작단계에 따라 해석하였다. 해석결과, 모든 능동 및 수동스위치는 스위칭시에 소프트 스위칭 조건에서 동작함을 확인하였으며 이러한 기법은 Buck, Buck-Boost, Cuk, Sepic, Zeta 컨버터로도 적용이 가능하였고 승압형 컨버터와 동일한 해석결과를 나타냈다. 또한 해석결과를 검증하기 위하여 90W급 승압형 컨버터를 설계, 제작하여 실험을 수행하였으며 해석결과와 일치함을 확인하였다. 제안된 컨버터의 장점을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 컨버터에 포함된 모든 수동 및 능동 스위치의 소프트 스위칭
- 2) PWM 제어가 가능
- 3) 용량성 턴-온 손실을 최소화
- 4) 전도손실의 최소화
- 5) 넓은 입력 및 부하범위에서 소프트 스위칭 조건을 유지

이와 함께, 제안된 ZVS-PWM 승압형 컨버터의 성능을 알아보기 위하여 입·출력 전압전달비, 출력전압조절능, 효율을 측정하였다. 이것으로부터 제안된 컨버터는 비교적 낮은 부하에서는 부하전력의 변화에 시비율이 민감하게 변화하고 부하가 상승할 수록 둔감한 반응을 보인다는 것을 알 수 있었다. 또한, 전원전압 및 부하전력의 변화에 대하여 측정된 효율에 있어서, 전반적으로 PWM 컨버터에 비하여 높은 효율을 유지하였으며, 정격부하에서 약 95.45[%]의 효율을 얻을 수 있었다.

배터리를 전원으로 사용하는 발사체 및 위성체의 전자탑재장비를 위한 전력변환기나 배터리 충/방전기의 경우, 100[W]급 이하의 비교적 소용량 dc/dc 컨버터가 많이 사용되고 있고 응용분야의 특수성으로 인하여 소형화 및 경량화에 대한 요구가 지상장비에 적용되는 전력변환기에 비하여 강하기 때문에 이러한 분야에 제안된 컨버터의 적용이 기대된다.

참 고 문 헌

[1] K. H. Liu, R. Oruganti, and F. C. Lee, "Resonant switches - topologies and characteristics," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 62~67, 1985.

- [2] K. H. Liu and F. C. Lee, "Zero-voltage switching technique in dc-dc converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 58~70, 1986.
- [3] S. Freeland and R. D. Middlebrook, "A unified analysis of converters with resonant switches," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 20~30, 1987.
- [4] G. Hua, C. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 56~61, 1992.
- [5] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 538~544, 1993.
- [6] H. Wei and A. Ioinovici, "Zero-voltage transition converter with high efficiency operating at constant switching frequency," IEEE Trans. Circuit and Systems, vol. 45, no. 11, pp. 1121~1128, 1998.
- [7] C. M. C. Duarte and I. Barbi, "An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC converters," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 17, no. 1, pp. 1~7, 2002.

저 자 소 개



마근수 (馬根洙)

1967년 9월 14일생. 1990년 충남대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1994년~현재 한국항공우주연구원 선임연구원. Tel : 042-860-2437
E-mail : ksma@kari.re.kr



홍일희 (洪一憲)

1958년 9월 23일생. 1985년 조선대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 항공우주공학과 졸업(석사). 2003년 충남대 대학원 전기공학과 박사과정수료. 1987년~현재 한국항공우주연구원 책임연구원.
Tel : 042-860-2416
E-mail : ihhong@kari.re.kr



김양모 (金良模)

1950년 3월 29일생. 1973년 서울대 공업교육(전자)학과 졸업. 1975년 동 대학원 공업교육(전자)학과 졸업(석사). 1986년 일본 동경대 전자공학과 졸업(공학박사). 1990년 미국 버지니아테크 방문교수. 1979년~현재 충남대 전기공학과 교수.
Tel : 042-821-5657
E-mail : ymkim@ee.chungnam.ac.kr