

전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck 컨버터의 스위칭조건 개선

(The Improvement of Switching Condition of a Full-Wave Mode Zero-Voltage Switching Multi-Resonant Buck Converters)

金炫中* · 金榮石**

(Hyun-Jung Kim · Young-Seok Kim)

요 약

본 논문에서는 종래의 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터의 문제점을 극복하기 위하여 전파모드 영전압 다중공진형 컨버터의 스위칭 조건 개선방법을 제안한다. 기존의 전파모드 영전압 다중공진형 컨버터는 능동스위치의 기생커패시턴스에 저장된 에너지로 인한 턴-온 손실이 있다. 그러므로 종래의 손실을 제거시키기 위하여 역전류 저지 다이오드와 병렬로 작은 커패시터를 첨가한 개선된 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터를 제안하였다. 개선된 스위칭 조건은 Buck형 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터에 적용하였으며 실험 결과 이 개선된 컨버터는 능동 스위치의 실질적인 영전압 스위칭이 이루어졌으며 능동 스위치의 턴-온 손실을 제거할 수 있었다.

Abstract

In this paper, we propose an improvement method of switching condition of a full-wave mode ZVS-MRC (Zero-Voltage Switching Multi-Resonant Converter) to get over the problems of the conventional ones. The conventional full-wave mode ZVS-MRC has the turn-on loss caused by the energy stored in parasitic capacitance of active switch. The proposed full-wave mode ZVS-MRC with an added small capacitor to eliminate turn-on loss of active switch in the conventional full-wave mode ZVS-MRC. The scheme has been applied to buck-type full-wave mode ZVS-MRC. As a result of the experiment, it can enable to realize the real zero-voltage switching and thus eliminate the turn-on loss of the active switch.

1. 서 론

최근에 이르러 직류전원장치의 고효율화, 소형

경량화, 안정화전원 등의 필요성이 절실히 대두되고 있다. 이러한 필요성은 컨버터의 리액티브 소자가 스위칭 주파수에 반비례하기 때문에 컨버터의 스위칭 주파수를 증가시킴으로써 실현가능하다. 그러나 종래의 PWM방식 DC-DC컨버터에 있어서 반도체 소자의 기생커패시턴스와 회로내의 기생인덕턴스로 인한 스위칭 손실과 스위칭

* 正會員: 仁荷大學校 大學院 電氣工學科 機器 및 制御專攻 博士課程

** 正會員: 仁荷大學校 電氣工學科 副教授 · 工博
接受日字: 1993年 8月 16日

스트레스는 컨버터의 스위칭 주파수 증가와 함께 증가한다.¹⁾ 따라서 이러한 스위칭 주파수 증가로 인한 PWM방식 DC-DC컨버터의 문제점을 극복하기 위하여 능동스위치가 영전류 또는 영전압하에서 스위칭되도록 하여 스위칭 손실을 제거시키는 유사공진형 컨버터(Quasi-Resonant Converters, QRCs) 기술이 제안되었다.^{2)~8)}

그러나 영전류 스위칭 유사공진형 컨버터는 스위칭 주파수를 수MHz까지 높일 수 있게 할 수 있으나 턴-오프 기간동안 능동스위치의 기생커패시턴스에 저장된 에너지가 턴-온 되었을 때 스위칭 내부에서 소모되므로 스위칭 주파수 증가와 함께 턴-온 손실이 증가한다. 그러므로 컨버터의 스위칭 주파수를 수MHz이상 높이는 것은 곤란하다.

또한 영전압 스위칭 유사공진형 컨버터도 두가지 주요한 문제점을 갖는다. 하나는 부하변동에 비례하는 능동스위치 양단의 과잉 전압 스트레스이다. 이것은 넓은 범위로 부하가 가변되는 영전압 스위칭 유사공진형 컨버터에서 능동스위치를 파괴하는 원인이 된다. 다른 하나는 정류다이오드의 접합커패시턴스와 공진인덕턴스 사이의 공진으로 인한 정류다이오드 양단의 전압 진동(Oscillation)이다. 이러한 진동은 컨버터의 전력 손실 및 페루프제어시 제어의 안정성에 악영향을 미친다.

이상과 같은 유사공진형 컨버터의 한계를 극복하기 위하여 회로내의 모든 기생요소를 공진회로내에 흡수시키는 다중공진형 컨버터(Multi-Resonant Converters, MRCs)기술이 제안되었다.⁷⁾

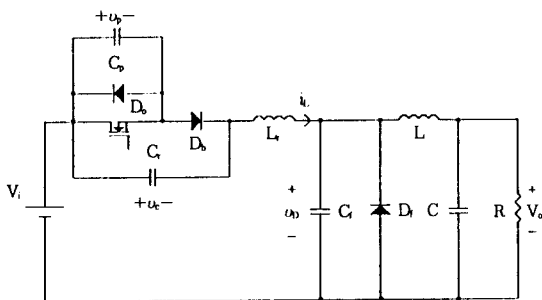


그림 1. 종래의 전파모드 Buck형 ZVS-MRBC
Fig. 1. The conventional full-wave mode ZVS-MRBCs

고주파 스위칭에 적합한 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터에서는 능동스위치 및 정류다이오드의 기생커패시턴스가 공진회로내에 모두 흡수된다. 결국 두 스위칭 소자는 우리가 바라는 영전압 스위칭을 행할 수 있다. 그러나 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터는 턴-오프 기간 동안 능동스위치의 기생커패시턴스에 저장된 에너지는 턴-온시 능동스위치 내부에서 소모되고, 이로 인한 스위칭 손실은 컨버터의 스위칭주파수 증가와 함께 증가된다. 또한 이러한 상태에서의 스위칭 동작은 실질적으로 우리가 바라는 영전압 스위칭이 아니다.

본 논문에서는 앞에서 언급한 바와 같은 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터의 문제점을 극복하는 개선 방안을 제안한다. 그 개선 방안을 전파모드 영전압스위칭 다중공진형 Buck컨버터에 적용하여 회로의 정상상태 해석 및 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 타당성을 검토하고, 실험을 수행하여 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 확인한다.

2. 전파모드 Buck형 ZVS-MRC

2.1 종래의 ZVS-MRC

그림 1은 전압형 스위치를 적용한 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터(Full-wave mode ZVS-MRBCs)의 주회로도이다. 그리고 그림 2에 정상상태 동작에서 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터의 공진전압, 전류의 이론적 파형을 나타내었다. 즉 이 컨버터에서는 공진커패시터 전압 $v_c(t)$ 가 음으로 진동하여 다시 영이 되는 $t=T_s$ 인 시점에서 능동스위치를 턴-온함으로써 영전압 스위칭을 행한다. 또한 그림에서 알 수 있듯이 다이오드 D_b 로 인하여 역전류는 MOSFET의 출력커패시터로 흐르지 못하므로 턴-오프동안 MOSFET의 출력커패시터 C_p 에 저장된 에너지는 턴-오프되기 전에 역회복되지 않는다. 즉, 이 컨버터의 영전압 스위칭 조건인 $v_c(t)=0$ 인 시점에서 MOSFET의 양단전압 $v_b(t)$ 는 그림에서와 같이 영이 아니다. 따라서 C_p 에 저장된 에너지는 턴-온시 MOSFET 내부에서 소모된다. 이것은

MOSFET의 스위칭 주파수 증가와 함께 증가하는 스위칭 손실의 원인이고, 실질적으로 우리가 바라는 영전압 스위칭이 아니다.

2.2 개선된 ZVS-MRC

그림 3에 제안하는 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터를 나타내었다. 이 컨버터는 기존의 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터(그림.1)의 역전류 저지 다이오드 D_b 와 병렬로 작은 커패시터 C_b 를 삽입한 형태이다.

턴-오프 동안 MOSFET의 출력커패시터 C_p 에 저장된 에너지는 MOSFET가 턴-온되기 전에 다이오드 D_b 와 병렬로 연결된 커패시터 C_b 로 전달된다. 따라서 공진커패시터 전압 $u_c(t)$ 가 영이 될 때(MOSFET의 양단 전압 $u_p(t)$ 는 영이 아니다) 스위칭하는 기존의 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터와는 달리 이 제안하는 컨버

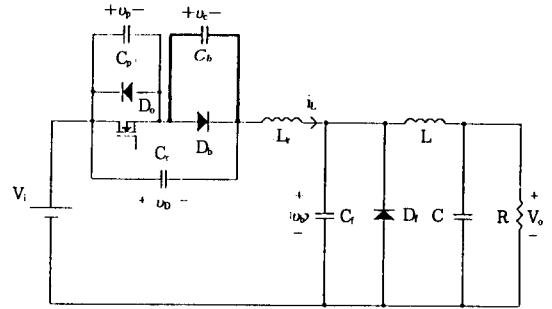


그림 3. 제안한 전파모드 Buck형 ZVS-MRC
Fig. 3. The proposed full-wave mode ZVS-MRBCs

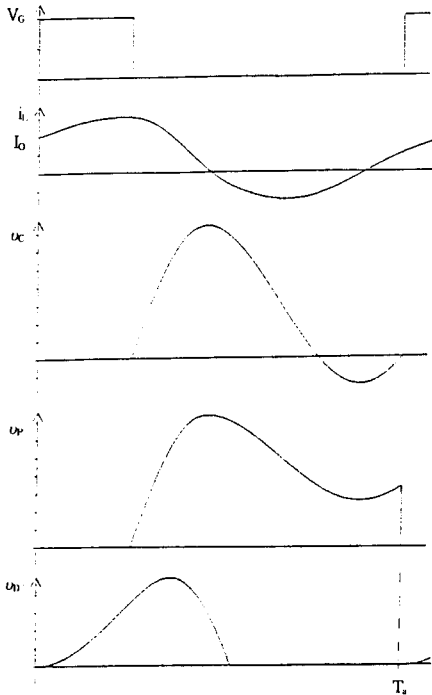


그림 2. 종래의 전파모드 Buck형 ZVS-MRC의 이론적인 공진전압, 전류파형
Fig. 2. Theoretical resonant voltage and current waveforms of the conventional full-wave ZVS-MRBCs

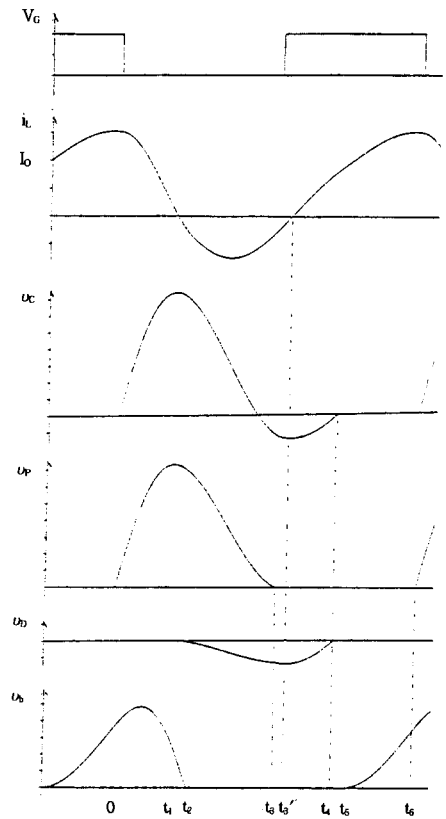


그림 4. 제안한 전파모드 Buck형 ZVS-MRC의 이론적인 공진전압, 전류파형
Fig. 2. Theoretical resonant voltage and current waveforms of the proposed full-wave ZVS-MRBCs

터에서는 MOSFET의 출력커패시터 C_p 에 저장된 에너지가 삽입된 커패시터 C_b 로 전달이 끝나는 시점(MOSFET의 양단 전압 $v_p(t)$ 가 영이 되는 시점)에서 MOSFET를 턴-온시킨다. 이러한 개선된 영전압 스위칭 조건은 MOSFET의 스위칭 손실을 제거시키고, MOSFET가 실질적인 영전압 스위칭을 수행할 수 있게 한다.

그림 4에 제안하는 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터의 이론적인 공진전압, 전류 파형을 나타내었다.

3. 회로해석

제안하는 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터는 정상상태 동작에서 MOSFET가 턴-오프된 이후 5개의 서로 다른 공진 모드와 1개의 선형 모드를 갖는다. 그림 5에 각 모드별 등기회로를 나타내었다.

모드 A에서 MOSFET의 출력커패시터 C_p 에 저장된 에너지는 모드 B, C를 통하여 실질적인 영전압 스위칭을 위하여 삽입된 커패시터 C_b 로 전달된다. 따라서 MOSFET는 실질적인 영전압 스위칭 조건하에서 스위칭 손실없이 스위칭할 수 있다.

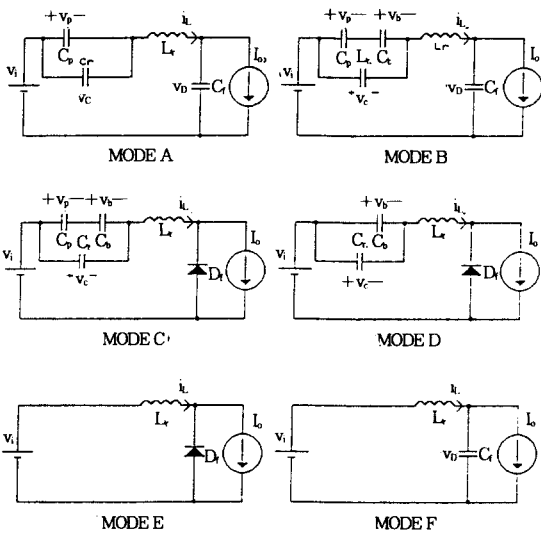


그림 5. 모드별 등기회로
Fig. 5. Equivalent circuits

(1) 모드 A(0-t₁)

이 모드는 $i_L(t) > 0$ 인 시점에서 MOSFET가 턴-오프되었을 때 시작된다. 이 때 공진 요소 C_p, C_r, C_l, L_r 로 인하여 공진전류 $i_L(t)$ 는 영으로 감소되고, 공진 전압 $v_c(t)(=v_p(t))$ 는 최대값으로 된다. 여기서 C_p 는 MOSFET의 출력커패시터이다. 그리고 이 모드는 공진전류 $i_L(t)$ 가 영이 되는 $t=t_1$ 시점에서 끝난다.

이 모드의 상태방정식은 다음과 같다.

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i - v_c(t) - v_D(t) \quad (1)$$

$$C_{pl} \frac{d}{dt} v_c = i_L(t) \quad (2)$$

$$C_l \frac{d}{dt} v_D = i_L(t) - I_o \quad (3)$$

그러므로 이 모드의 공진 전압, 전류의 값은 다음과 같다.

$$i_L(t) = [i_L(0) - \frac{C_{pl}}{C_{pl} + C_l} \cdot I_o] \cos \omega_1 t + \frac{V_i - v_D(0)}{Z_1} \sin \omega_1 t + \frac{C_{pl}}{C_{pl} + C_l} I_o \quad (4)$$

$$v_c(t) = \frac{1}{\omega_1} \left[\frac{i_L(0)}{C_{pl}} - \frac{C_{pl}}{C_{pl} + C_l} I_o \right] \sin \omega_1 t + \frac{C_l}{C_{pl} + C_l} \cdot [V_i - v_D(0)] (1 - \cos \omega_1 t) + \frac{I_o}{C_{pl} + C_l} t \quad (5)$$

$$v_D(t) = v_D(0) + \frac{1}{C_l \omega_1} [i_L(0) - \frac{C_{pl}}{C_{pl} + C_l} I_o] \sin \omega_1 t - \frac{I_o}{C_{pl} + C_l} t + \frac{C_{pl}}{C_{pl} + C_l} [V_i - v_D(0)] (1 - \cos \omega_1 t) \quad (6)$$

여기서

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_r C_l)}}, Z_1 = \sqrt{\left(\frac{L_r}{C_l} \right)}$$

$$C_{pl} = C_o + C_r, C_l = \left(\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_f} \right)^{-1}$$

이다.

(2) 모드 B(t₁-t₂)

이 모드에서 MOSFET의 출력커패시터 C_p 에 순방향으로 축적된 에너지는 스위칭조건 개선을 위하여 삽입된 커패시터 C_b 로 전달되기 시작한다. 이 때 $v_p(t)$ 와 $v_c(t)$ 의 전압은 최대값에서 감소되

고, 삽입 커패시터의 양단전압 u_b 는 역방향으로 증가한다. 즉, $u_p(t)$, $u_c(t)$ 의 방전으로 $i_L(t)$ 는 역방향으로 흐른다. 그리고 이 모드는 정류다이오드 양단의 전압 $u_D(t)$ 가 감소하여 영이 되는 $t=t_2$ 인 시점에서 끝난다.

이 모드의 상태방정식은 다음과 같다.

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i - u_p(t) - u_b(t) - u_D(t) \quad (7)$$

$$C_f \frac{d}{dt} u_D = i_L(t) - I_0 \quad (8)$$

$$C_{p2} \frac{d}{dt} u_c = i_L(t) \quad (9)$$

$$u_c(t) = u_p(t) + u_b(t) \quad (10)$$

그러므로 이 모드의 공진 전압, 전류의 값은 다음과 같다.

$$i_L(t) = \frac{i'_L(t_1)}{\omega_2} \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{C_{p2}}{C_{p2}+C_f} I_0 [1 - \cos \omega_2(t-t_1)] \quad (11)$$

$$u_c(t) = u_c(t_1) + \frac{i'_L(t_1)}{C_{p2}\omega_2^2} [1 - \cos \omega_2(t-t_1)] - \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{I_0}{C_{p2}+C_f} \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{I_0}{C_{p2}+C_f} (t-t_1) \quad (12)$$

$$u_p(t) = u_c(t_1) + \frac{i'_L(t_1)}{C_{p2}\omega_2^2} [1 - \cos \omega_2(t-t_1)] - \frac{1}{\omega_2} \cdot \frac{I_0}{C_{p2}+C_f} \cdot \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{C_b}{C_p+C_b} \frac{I_0}{C_{p2}+C_f} (t-t_1) - i'_L(t_1) \cdot \frac{C_p}{C_p+C_b} (L_r - \frac{1}{C_f\omega_2^2}) [1 - \cos \omega_2(t-t_1)] + \frac{C_p}{C_p+C_b} \cdot (\frac{I_0}{\omega_3} \frac{C_{p2}}{C_{p2}+C_f})(L_r\omega_2^2 - \frac{1}{C_f}) \sin \omega_2(t-t_1) \quad (13)$$

$$u_b(t) = i'_L(t_1) \frac{C_p}{C_p+C_b} (L_r - \frac{1}{C_f\omega_2^2}) [1 - \cos \omega_2(t-t_1)] + \frac{I_0}{\omega_3} \frac{C_p}{C_p+C_b} \frac{C_{p2}}{C_{p2}+C_f} (\frac{1}{C_f} - L_r \omega_2^2) \sin \omega_2(t-t_1) + \frac{C_p}{C_p+C_b} \frac{I_0}{C_{p2}+C_f} (t-t_1) \quad (14)$$

$$u_D(t) = u_D(t_1) + \frac{i'_L(t_1)}{C_f\omega_2^2} [1 - \cos \omega_2(t-t_1)] - \frac{I_0}{C_{p2}\omega_2} \frac{C_{p2}}{C_{p2}+C_f} \cdot \sin \omega_2(t-t_1) - \frac{I_0}{C_{p2}+C_f} (t-t_1) \quad (15)$$

여기서

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_r C_2)}}$$

$$C_2 = (\frac{1}{C_{p2}} + \frac{1}{C_f})^{-1}, C_{p2} = C_s + C_f,$$

$$C_s = (\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_b})^{-1}$$

이다.

역전류 저지 다이오드 D_b 에는 작은 접합커패시턴스가 존재한다. 따라서 모드 B에 표시된 C_b 는 다이오드 D_b 와 병렬로 삽입한 커패시턴스와 다이오드 D_b 의 접합커패시턴스의 합이다.

(3) 모드 C(t_2-t_3)

이 모드에서 MOSFET의 출력커패시터 C_p 에 저장된 에너지가 삽입된 커패시터 C_b 로 전달이 끝난다. 이것은 모드 A에서 공진커패시터 C_p , C_f 에 축적된 에너지가 모드 B에서 공진인덕터 L_r 에 축적되고, 이 모드에서 인덕터 L_r 에 축적된 에너지가 다시 방전되므로 이 모드의 끝에서 MOSFET 양단 전압 $u_c(t)$ 는 영이 된다. 그러므로 결국 C_p 에 턴-오프기간동안 축적된 에너지는 C_b 로 전달된다. 따라서 MOSFET는 실질적인 영전압 스위칭 조건을 얻을 수 있다.

이 모드의 상태방정식은 다음과 같다.

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i - u_c(t) \quad (16)$$

$$C_{p2} \frac{d}{dt} u_c = i_L(t) \quad (17)$$

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i - u_p(t) - u_b(t) \quad (18)$$

$$u_c(t) = u_p(t) + u_b(t) \quad (19)$$

그러므로 이 모드의 공진전압, 전류의 값은 다음과 같다.

$$i_L(t) = i_L(t_2) \cos \omega_3(t-t_2) + \frac{i'_L(t_2)}{\omega_3} \sin \omega_3(t-t_2) \quad (20)$$

$$u_c(t) = u_c(t_2) + Z_{3iL}(t_2) \sin \omega_3(t-t_2) - L_r i'_L(t_2) \cos \omega_3(t-t_2) + L_r i'_L(t_2) \quad (21)$$

$$u_p(t) = u_p(t_2) + Z_{3iL}(t_2) \frac{C_b}{C_p+C_b} \sin \omega_3(t-t_2) + \frac{C_b}{C_p+C_b} \cdot L_r i'_L(t_2) - \frac{C_b}{C_p+C_b} L_r i'_L(t_2) \cos \omega_3(t-t_2) \quad (22)$$

수 있으므로 식 (11), (20), (26), (29), (32)에 의하여 식 (34)를 정리하고, $E_s = E_o$ 로부터 DC 전압변환비 $M (= \frac{V_o}{V_i})$ 을 스위칭 주파수 $f_s (= \frac{1}{T_s})$ 의 함수로써 표현하면 다음과 같다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = 1 + f_s [k - C_f \frac{V_i}{I_o} \cos \omega_s (\frac{1}{f_s} - t_5)] \quad (36)$$

여기서 k 는 다음과 같다.

$$k = \frac{1}{\omega_1} \left[\frac{i_L(0)}{I_o} - \frac{C_2}{C_f} \right] \sin \omega_1 T_1 - C_2 \frac{V_i - v_D(0)}{I_o} \cos \omega_1 T_1 - \frac{C_f}{C_{p1} + C_f} T_1 + C_2 \frac{V_i - v_D(0)}{I_o} - \frac{1}{\omega_2^2} \frac{i'_L(t_1)}{I_o} \cos \omega_2 T_2 - \frac{1}{\omega_2} \frac{C_{33}}{C_{33} + C_f} \sin \omega_2 T_2 + \frac{C_{33} - C_f}{C_f} T_2 + \frac{1}{\omega_2^2} \frac{i'_L(t_1)}{I_o} + \frac{1}{\omega_3} \frac{i_L(t_2)}{I_o} \sin \omega_3 T_3 - \frac{1}{\omega_3^2} \frac{i'_L(t_2)}{I_o} \cos \omega_3 T_3 + \frac{1}{\omega_3^2} \frac{i'_L(t_2)}{I_o} + \frac{1}{\omega_4} \frac{i_L(t_3)}{I_o} \sin \omega_4 T_4 - \frac{1}{\omega_4^2} \frac{i'_L(t_3)}{I_o} \cos \omega_4 T_4 + \frac{1}{\omega_4^2} \frac{i'_L(t_3)}{I_o} + \frac{1}{2} \frac{V_i}{L_r I_o} T_5^2 + C_f \frac{V_i}{I_o} + \frac{i_L(t_4) - I_o}{I_o} T_5 - T_3 - T_4$$

단,

$$T_1 = t_1, T_2 = t_2 - t_1, T_3 = t_3 - t_2$$

$$T_4 = t_4 - t_3, T_5 = t_5 - t_4$$

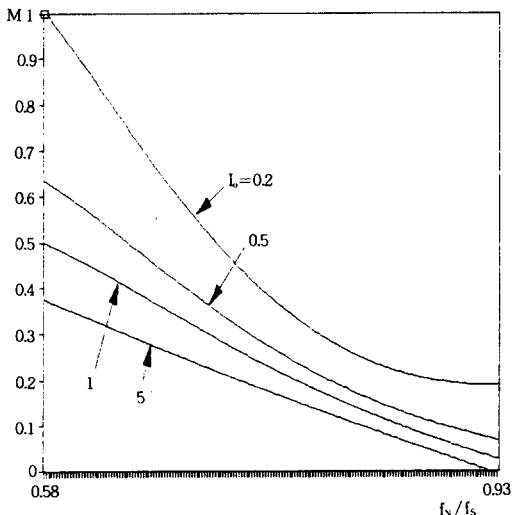


그림 6. 제안한 ZVS-MRC의 DC전압변환비
Fig. 6. DC voltage conversion ratio of the proposed ZVS-MRBCs

이다.

그림 6은 부하전류 I_o 를 가변했을 때의 DC 전압변환비 특성을 나타낸다. 특성곡선이 양의 기울기를 갖는 구간에서는 스위칭주파수로서 전압

표 1. 설계된 공진요소의 값

| | |
|----|----------|
| Cr | 0.39(nF) |
| Cb | 1(nF) |
| Cf | 5(nF) |
| Lr | 1(nF) |

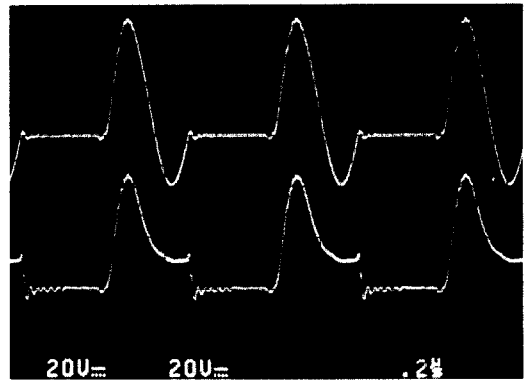


그림 7. 종래의 전파모드 Buck형 ZVS-MRC의 실험적인 $u_c(t)$, $u_p(t)$ 파형
Fig. 7. Experimental $u_c(t)$ and $u_p(t)$ waveforms of the conventional full-wave mode ZVS-MRBCs



그림 8. 제안한 전파모드 Buck형 ZVS-MRC의 실험적인 $u_c(t)$, $u_p(t)$ 파형
Fig. 8. Experimental $u_c(t)$ and $u_p(t)$ waveforms of the proposed full-wave mode ZVS-MRBCs

$$\begin{aligned}
 u_b(t) = & u_c(t_2) - u_p(t_2) + Z_{31}i_L(t_2) \frac{C_p}{C_p + C_b} \sin\omega_3(t-t_2) \\
 & - L_{r1}'i_L(t_2) \cdot \frac{C_p}{C_p + C_b} \cos\omega_3(t-t_2) \\
 & + L_{r1}'i_L(t_2) \frac{C_p}{C_p + C_b}
 \end{aligned} \quad (23)$$

여기서
 $\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{p2}}}$, $Z_3 = \sqrt{\left(\frac{L_r}{C_{p2}}\right)}$
 이다.

(4) 모드 D [t_3-t_4]

이 모드의 시작에서 MOSFET양단의 전압은 영이므로 영전압 스위칭조건을 갖는다. 그러므로 게이트의 턴-온 신호작용이 가능하다. 그러나 이 모드의 앞부분에서 여전히 공진인덕터 L_r 에 저장된 에너지가 입력측으로 환원되고 있으므로 MOSFET의 몸체다이오드 D_0 는 순바이어스 상태가 되어 턴-온된다. 역회복이 끝나는 $t=t_3'$ 에서 실질적으로 MOSFET는 턴-온된다.

이 모드의 상태방정식은 다음과 같다.

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i - u_c(t) \quad (24)$$

$$C_{p1} \frac{d}{dt} u_c = i_L(t) \quad (25)$$

그러므로 이 모드의 공진전압, 전류의 값은 다음과 같다.

$$i_L(t) = i_L(t_3) \cos\omega_4(t-t_3) + \frac{i_L'(t_3)}{\omega_4} \sin\omega_4(t-t_3) \quad (26)$$

$$\begin{aligned}
 u_c(t) = & u_c(t_3) + Z_{41}i_L(t_3) \sin\omega_4(t-t_3) - L_{r1}'i_L'(t_3) \cos\omega_4 \\
 & (t-t_3) + L_{r1}'i_L'(t_3) = u_b(t)
 \end{aligned} \quad (27)$$

여기서
 $\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{p1}}}$, $Z_4 = \sqrt{\left(\frac{L_r}{C_{p1}}\right)}$, $C_{p1} = C_r + C_b$
 이다.

(5) 모드 E [t_4-t_5]

이 모드에서 입력전압 V_i 는 공진인덕터 L_r 에만 공급되므로 전류 $i_L(t)$ 는 직선적으로 증가한다. 그리고 전류 $i_L(t)$ 가 출력 전류 I_0 가 되는 $t=t_5$ 인 시점에서 이 모드는 끝난다. 이 때 $i_L(t)$ 에서 I_0 의 나머지부분이 커패시터 C_r 로 흐르고 전압 $u_b(t)$ 는

순방향으로 증가하므로 정류다이오드 D_r 는 역바이어스 상태가 되어 턴-오프된다.

이 모드의 상태방정식은 다음과 같다.

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i \quad (28)$$

그러므로

$$i_L(t) = \frac{V_i}{L_r} (t-t_4) + i_L(t_4) \quad (29)$$

이다.

(6) 모드 F [t_5-t_6]

이 모드에서 정류다이오드 D_r 는 역바이어스 상태이므로 턴-오프되어 있고, 공진요소는 L_r , C_r 가 공진한다. 이 모드의 지속시간은 출력 전압 V_o 를 가변하기 위하여 조절될 수 있는 유일한 구간이다.

이 모드의 상태방정식은 다음과 같다.

$$L_r \frac{d}{dt} i_L = V_i - u_b(t) \quad (30)$$

$$C_r \frac{d}{dt} u_b = i_L(t) - I_0 \quad (31)$$

그러므로 이 모드의 공진전압, 전류의 값은 다음과 같다.

$$i_L(t) = \frac{V_i}{Z_6} \sin\omega_6(t-t_5) + I_0 \quad (32)$$

$$u_b(t) = V_i - V_i \cos\omega_6(t-t_5) \quad (33)$$

여기서

$$\omega_6 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, Z_6 = \sqrt{\left(\frac{L_r}{C_r}\right)}$$

이다.

이 모드(모드 F)에서 $i_L(t) > 0$ 인 시점에서 다시 MOSFET가 턴-오프될 때 한 주기는 끝난다.

4.3 전압변환비 특성

DC 전압변환비 V_o/V_i 는 한 주기동안 입력에너지 E_i 와 출력에너지 E_o 가 같다는 것으로 부터 얻을 수 있다. 즉, 각각은 다음과 같다.

$$E_i = V_i \int_0^{T_s} i_L(t) dt \quad (34)$$

$$E_o = V_o I_0 T_s \quad (35)$$

입력에너지 E_i 는 식 (34)에서 알 수 있듯이 한 주기동안 공진인덕터 전류 $i_L(t)$ 에 의하여 구할

변환비를 제어할 수 없다. 따라서 그림 6과 같이 특성곡선이 음의 기울기를 갖는 제한된 구간에서 컨버터의 스위칭주파수가 동작한다면 우리는 바라는 영전압 스위칭과 함께 전압변환비를 가변할 수 있다. 즉 그림 6에서 I_0 가 0.2일 때는 f_N/f_s 가 0.58에서 0.93으로 제한된다. 여기서 f_N 은 $1/(t_5 - t_1)$ 이고 f_s 는 $1/T_s$ 이다.

4. 실험 결과 및 검토

실험에 사용한 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터의 각 공진요소는 표 1와 같이 설계되었다.

그림 7과 8은 입력전압 10V에 대하여 4V의 출력전압을 일정하게 유지시키도록 동작시켰다. 이 때 MOSFET의 스위칭주파수는 약 1.4MHz이었다. 그림 9는 역전류 저지다이오드 D_b 와 병렬로 커패시터를 삽입하지 않은 기존의 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터의 MOSFET 양단전압 $v_p(t)$ 와 공진커패시터 C_r 의 전압 $v_c(t)$ 의 실험적 파형이다. 이 실험파형에서 알 수 있듯이 $v_c(t)=0$ 인 시점에서 MOSFET가 턴-온될 때 실질적으로 MOSFET양단전압 $v_p(t)$ 는

영이 아니다. 따라서 턴-온 손실은 스위칭 주파수 증가와 함께 증가한다. 그림 8은 기존의 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터의 스위칭 조건을 개선하기 위하여 역전류 저지 다이오드 D_b 와 병렬로 작은 커패시터 C_b 를 삽입한 경우의 MOSFET양단 전압 $v_p(t)$ 와 $v_c(t)$ 의 전압 파형이다. 그림에서 알 수 있듯이 이 경우는 MOSFET의 양단 전압이 영이 될 때 스위칭 된 다.

그림 9는 I_0 가 0.5[A]일 때 전압변환비의 이론치와 실제 실험치이다. 실험치는 스위칭소자의 동작지연 등으로 0.75이하의 횡축구간(f_N/f_s)에서 측정하였다. 이 구간내에서 이론치보다 실험치가 선로손실 등에 의해 변환비가 낮게 나타났으나 실험치도 이론치와 마찬가지로 특성곡선이 음의 기울기를 가지고 있으므로 스위칭 주파수를 가변하여 동작시키면 영전압 스위칭과 함께 전압 변환비를 가변할 수 있음을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 연구는 기존의 전파모드 영전압 스위칭 다중공진형 Buck컨버터의 문제점을 극복하기 위하여 역전류 저지다이오드와 병렬로 작은 커패시터를 삽입함으로써 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 기존의 컨버터에서의 스위칭과 달리 능동 스위치(MOSFET) 양단의 전압이 영이 될 때 스위칭 하므로 실질적인 영전압 스위칭을 행한다. 그러므로 턴-온 손실을 제거할 수 있다.
- 2) 스위칭 손실없이 종래의 컨버터보다 스위칭 주파수를 더욱 증가시킬 수 있을 것으로 예상된다.
- 3) 제안된 스위칭 조건은 다른 다중공진형 DC-DC컨버터에도 적용가능할 것으로 판단된다.

본 연구는 인하대학교 1993년도 연구비지원에 의하여 수행되었음.

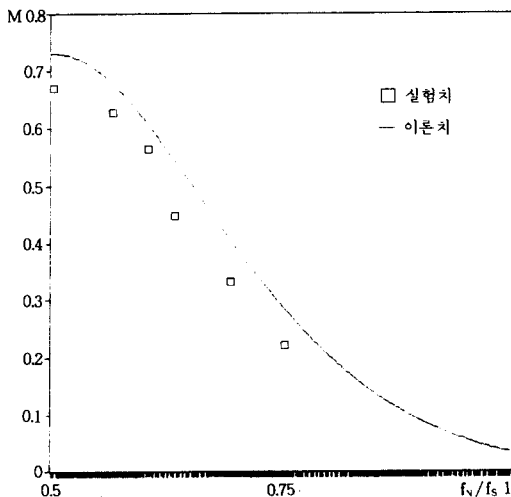


그림 9. 실험에 의한 DC전압변환비
Fig. 9. DC voltage conversion ratio by the experimental results

참 고 문 헌

- 1) Martin F. Schlecht, Leo F. Casey, "Comparison of the Square-Wave and Quasi-Resonant Topologies", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 3, No. 1, pp. 83~92, 1988.
- 2) Marian K. Kazimierczuk, Jacek Jozwik, "Optimal Topologies of Resonant DC/DC Converters", IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, Vol. 25, No. 3, pp. 363~371, 1989.
- 3) Kwang-Hwa Liu, Ramesh Oruganti, and Fred C. Lee, "Resonant Switches-Topologies and Characteristics", IEEE PESC 1985 Record, pp. 106~116, 1985.
- 4) Kwang-Hwa Liu and Fred C. Lee, "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converter", IEEE PESC 1986 Record, pp. 58~70, 1986.
- 5) W. A. Tibisz, P. Gradzki and F. C. Lee, "Zero-Voltage Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback Converters-Experimental Results at 10 MHz", IEEE PESC 1987 Record, pp. 404~413, 1987.
- 6) Marian K. Kazimierczuk, "Design-Oriented Analysis of Boost Zero Voltage Switching Resonant DC/DC Converter" IEEE Trans. Power Electronics, Vol 3, No. 2, pp. 126~135, 1988.
- 7) Wojciech A. Tabisz and Fred C. Lee "Basic Concepts in Quasi Resonant and Multi-Resonant Power Conversion" ISPE 1992 Record, pp. 90~98, 1992.
- 8) F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant and Multi-Resonant Converter Technologies", Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, pp. 3~15, 1988.
- 9) Wojciech A. Tabisz and Fred C. Lee, "Zero-Voltage Switching Multi-resonant Technique-a Novel Approach to Improve Performance of High-Frequency Quasi-Resonant Converters" IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 4, No. 4, pp. 450~457, 1989.
- 10) Wojciech A. Tabisz and Fred C. Lee, "DC Analysis and Design of Zero-Voltage Switched Multi-Resonant Converters" IEEE PESC 1989 Record, pp. 243~251, 1989.