

# 넓은 입력전압 범위에서 동작하는 비대칭 하프브리지 방식의 플라이백 컨버터

유두희, 이재민, 정강률,  
순천향대학교 전자정보공학과

## Asymmetrical Half-bridge Flyback Converter with Universal Input Voltage Range

Doo-Hee Yoo, Jae-Min Lee, Gang-Youl Jeong  
SoonChunHyang University, Asan 336-745, Korea

### ABSTRACT

This paper presents an asymmetrical half-bridge flyback converter with universal input voltage range. The leakage inductance and output capacitance of active switches are used to realize zero voltage switching(ZVS) operation during the transition state between two switches. In this paper, the operating principle and system analysis of the adopted converter are discussed in detail. A 5V/20A prototype has been implemented to verify the proposed topology and theoretical operation under various load condition and universal input voltage range.

### 1. 서론

플라이백 컨버터는 낮은 출력전압과 낮은 전력 공급을 내는 전통적인 스위칭 모드 파워 서플라이(Switching Mode Power Supply ; SMPS)에서 널리 사용되었다. 그러나 이러한 전통적인 플라이백 컨버터는 하드스위칭으로 인한 스위칭 손실 및 저효율, 높은 EMI 잡음과 전압, 전류 스트레스등의 치명적인 단점이 있다. 본 논문에서 제안된 컨버터는 스위칭손실과 소자들의 스트레스를 최소화 하기위해 영전압 스위칭 (Zero Voltage Switching; ZVS)로 동작하며 변압기의 누설 인덕턴스와 스위치 기생커패시터는 공진 일으켜 ZVS로 동작하는데 도움을 준다.

본 논문에서는 ZVS방식으로 동작하는 하프브리지 플라이백 컨버터의 설계 예를 설명하였고 마지막으로 입력전압 90~265V, 100W(5V/20A)의 조건의 실험을 통하여 제안된 회로의 성능을 증명하였다.

### 2. 회로의 동작 원리와 해석

그림 1은 제안한 비대칭 하프브리지 플라이백 컨버터를 보인다. 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 는 양 스위치에서 ZVS 동작을 달성하기 위하여 비대칭 펄스폭변조방식(Pulse width modulation ; PWM)으로 동작한다.  $L_m$ 은 변압기의 자화인덕터를 나타내며  $L_r$ 은 변압기의 누설인덕터를 나타낸다.  $C_1$ 과  $C_2$  능동스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 기생커패시터이고  $D_1$ 과  $D_2$ 는  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 바디다이오드이다. 시스템 해석을 하기 전에 해석이 쉽도록 하기 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 는 이상적이다.
- 2)  $C_b$ ,  $C_o$ 는 충분히 커서  $V_{cb}$ ,  $V_o$ 는 일정한 값을 갖는다.

- 3)  $L_r$  (변압기의 누설인덕터를 이용하여 구현)은  $L_m$ 에 비해 현저히 작다.
- 4) 두 스위치의 출력 커패시턴스는 일정하다.
- 5) 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 ZVS 동작을 이루기 위해 공진 인덕터에 저장된 에너지는 공진 커패시터에 저장된 에너지보다 커야한다.
- 6)  $n=N_1/N_2$ 이다.

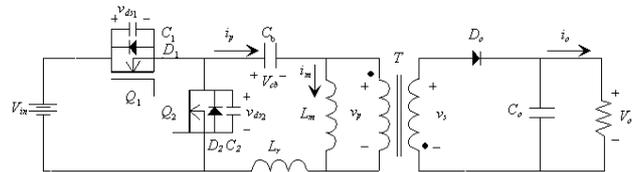


그림 1. 제안된 넓은 입력전압 범위에서 동작하는 비대칭 하프브리지 방식의 플라이백 컨버터 회로

Fig 1. The circuit proposed of the Asymmetrical half-bridge flyback converter with universal input voltage range

그림 2는 제안된 비대칭 하프브리지 플라이백 컨버터의 이론적인 주요 동작 파형을 나타낸다. 컨버터 주 스위치  $Q_1$ 이 턴 온 될 때 1차측 전압은 다음과 같다.

$$v_p \approx V_{in} - V_{cb} \quad (1)$$

만약 스위치  $Q_2$ 가 턴온되면 변압기 1차측 전압은 다음과 같다.

$$v_p \approx -V_{cb} \quad (2)$$

그리고 전압-시간 균형 법칙에 따라 커패시터  $C_b$ 의 양단 전압은 다음과 같이 나타낸다.

$$v_{cb} = DV_{in} \quad (3)$$

여기서,  $D$ 는 스위치  $Q_1$ 의 통류율이다.

제안된 컨버터의 동작은 그림 3과 같이 7개의 모드가 있으며 각각의 모드 설명은 다음과 같다.

**모드 1 ( $t_0 \sim t_1$ ) :** 이 모드에서는 메인 스위치  $Q_1$ 이 턴온되고 스위치  $Q_2$ 와 2차측 출력다이오드  $D_o$ 는 턴오프가 된다. 스위치  $Q_2$ 의 양단 전압이  $V_{in}$ 과 같아지고 입력전압에 의해 블로킹 커패시터  $C_b$ 가 충전된다. 변압기 1차측 전압은 다음과 같다.

$$v_p = \frac{L_m}{L_r + L_m}(V_{in} - V_{cb}) \approx V_{in} - V_{cb} = (1-D)V_{in} \quad (4)$$

그리고 1차측 전류  $i_p$ 은 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_p(t) = i_{Q1}(t) = i_m(t) = i_m(t_1) + \frac{v_{in} - v_c}{L_m + L_r}(t - t_1) \quad (5)$$

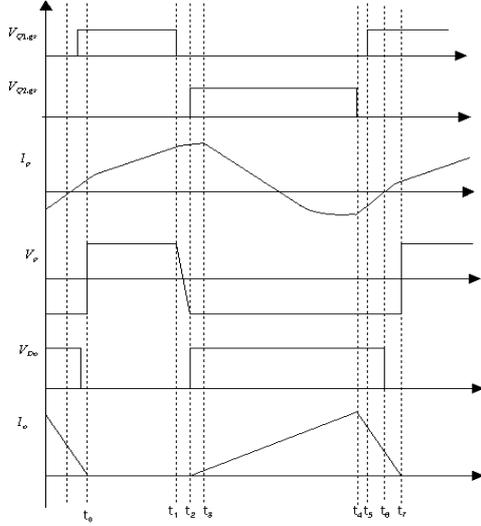


그림 2. 제안된 비대칭 하프브리지 플라이백 컨버터의 이론적인 주요 동작 파형

Fig. 2. The theoretical key waveforms of the proposed asymmetrical half-bridge converter.

**모드 2 ( $t_1 \sim t_2$ ):**  $t=t_2$ 에서 스위치  $Q_1$ 은 턴오프되고 1차측 전류는 기생커패시터  $C_1$ 을 0에서  $V_{in}$ 까지 충전시킨다 그리고 기생커패시터  $C_2$ 는  $V_{in}$ 에서 0V까지 방전된다. 2차측 출력다이오드는 아직 턴오프 상태이다. 인덕터  $L_r$ 과  $L_m$ , 커패시터  $C_1$ 과  $C_2$ 는 공진회로를 구성하고 공진 주파수는  $f_{r1} = 1/2\pi\sqrt{(L_r + L_m)(C_1 + C_2)}$ 가 된다.

1차측 전류는 선형적으로 기생커패시터  $C_1$ 을 충전시키고 커패시터  $C_2$ 를 방전시킨다.

$$v_{ds1} = V_{in} - \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5), \quad v_{ds2} \approx \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5) \quad (6)$$

여기서  $C_r = C_1 + C_2$ 이다.

**모드 3 ( $t_2 \sim t_3$ ):** 이 모드에서 스위치  $Q_2$ 의 바디다이오드가 턴온되고 2차측 출력다이오드는 도통된다. 공진 인덕턴스  $L_r$ 과  $L_m$ 에 저장되었던 에너지가 변압기를 통해 출력으로 이동된다.

$$V_{ob}(t) = V_o/n - (V_o/n - Dv_{in})\cos(\omega_2(t - t_3)) + i_{L_r}(t_3)Z\sin(\omega_2(t - t_3)) \quad (7)$$

$$i_p(t) = \frac{(v_o/n - Dv_{in})}{Z}\sin(\omega_2(t - t_3)) + i_p(t_3)\cos(\omega_2(t - t_3)) \quad (8)$$

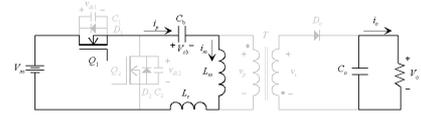
**모드 4 ( $t_3 \sim t_4$ ):**  $t=t_4$ 에서 스위치  $Q_2$ 는 턴온된다. 이 모드의 회로해석은 모드 3과 동일하다. 이 모드는 스위치  $Q_2$ 가 턴오프 될 때 종료된다.

**모드 5 ( $t_4 \sim t_5$ ):** 이 모드에서는 스위치  $Q_2$ 가 턴오프 되고 모드2와 비슷한 동작을 한다. 여기서 2차측 출력 다이오드는 아직 턴온된 상태이며 자화 전류는 다음과 같다.

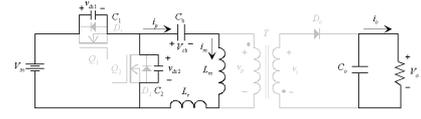
$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_5) - \frac{v_o}{nL_m}(t - t_5) \quad (9)$$

역방향 1차측 전류  $i_p$ 가 커패시터  $C_1$ 을 방전시키고  $C_2$ 를

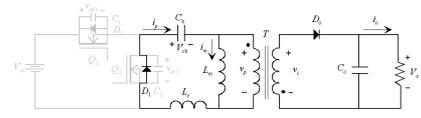
충전시킨다.



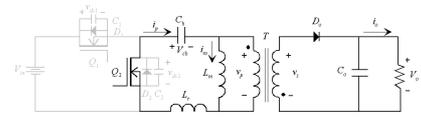
(a) 모드 1 ( $t_0 \sim t_1$ )



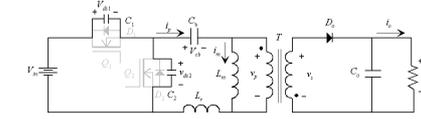
(b) 모드 2 ( $t_1 \sim t_2$ )



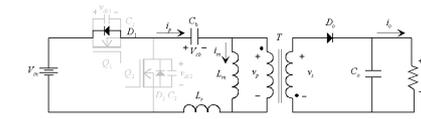
(c) 모드 3 ( $t_2 \sim t_3$ )



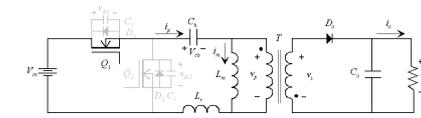
(d) 모드 4 ( $t_3 \sim t_4$ )



(e) 모드 5 ( $t_4 \sim t_5$ )



(f) 모드 6 ( $t_5 \sim t_6$ )



(g) 모드 7 ( $t_6 \sim t_7$ )

그림 3. 제안된 컨버터의 7개 동작모드

Fig. 3 seven operating mode of the proposed converter.

$$v_{ds1} = V_{in} - \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5), \quad v_{ds2} \approx \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5) \quad (10)$$

여기서  $C_r = C_1 + C_2$ 이다.

**모드 6 ( $t_5 \sim t_6$ ):**  $t=t_5$ 에서 커패시터 전압  $V_{ds1}=0V$ 가 되고 스위치  $Q_1$ 의 역병렬 다이오드는 턴온된다. 그러므로 스위치  $Q_1$ 은 ZVS로 턴온된다.

**모드 7 ( $t_6 \sim t_7$ ):** 이 모드는 스위치  $Q_1$ 이 턴온될 때 시작된다. 2차측 전류  $i_o$ 는 0A로 줄어들고 1차측전류  $i_p$ 는 증가한다. 2차측 전류가 0A가 되면 이 모드는 종료된다.

$$v_p(t) = -v_o/n \quad (11)$$

$$v_{ds1}(t) = 0 \quad (12)$$

$$i_p(t) = i_p(t_7) + \frac{(v_{in} + v_o/n - Dv_{in})}{L_r}(t - t_7) \quad (13)$$

### 3. 실험결과

제안된 컨버터의 타당성을 입증하기 위하여 다음과 같은 사양으로 프로토타입 컨버터를 설계하고 제작/실험하였다.

- AC 입력전압  $V_{in,rms} = 90V \sim 265V$
  - 출력 DC 전압  $V_o = 5V$
  - 출력 전류  $I_o = 20A$
  - 최대 출력  $P_{o,max} = 100W$
  - 스위칭 주파수  $f_s = 100\text{ kHz}$
  - 최대듀티비  $D_{max} = 0.48$  ( $V_{in,rms}=90\text{ V}$ 이고  $P_o=P_{o,max}$ 일 때)
- 그림 4~6은 제안된 컨버터의 특성을 보이는 실험결과 파형들이다.

### 4. 결론

본 논문에서는 넓은 입력전압 범위에서 동작하는 비대칭 하프브리지 방식의 플라이백 컨버터를 제안하였다. 전통적인 하드스위칭으로 인한 여러 손실에 대하여 인덕터와 커패시터를 이용한 ZVS 방식으로 스위칭 손실과 소자들의 스트레스를 최소화 하였다. 제안된 컨버터는 5V/20A, 최대출력 100W로 설계하였으며 고효율 컨버터로써 우수하게 동작하고 컨버터로써의 좋은 실효성을 가진다는 것을 실험결과를 통하여 보였다. 제안한 컨버터는 정격 AC 입력전압에서 효율이 85%이다.

본 연구는 산업자원부 지방기술혁신사업(RTI04-01-02) 지원으로 수행되었음.

### 참고 문헌

- [1] T. M. Chen and C. L. Chen "Analysis and design of asymmetrical half bridge flyback converter", IEE Proc-Electr. Power Appl. Vol. 149, No. 6, 2002
- [2] B. R. Lin and C. C. Yang "analysis, design implementation of an asymmetrical half-bridge converter" Industrial Technology. ICIT 2005. IEEE, pp.1209-1214
- [3] D. H. Seo, O. J. Lee, S. H. Lim and J. S. Park "Asymmetrical PWM Flyback Converter" in Proc. IEEE PESC, 2000 pp. 848-852

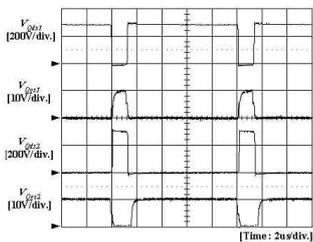


그림 4 스위치  $Q_1$ 과  $Q_2$ 의 스위칭 전압과 게이트전압의 실험 파형

Fig. 4 Experimental waveforms of the drain-source voltage and gate-source voltage of the switch  $Q_1$  and  $Q_2$ .

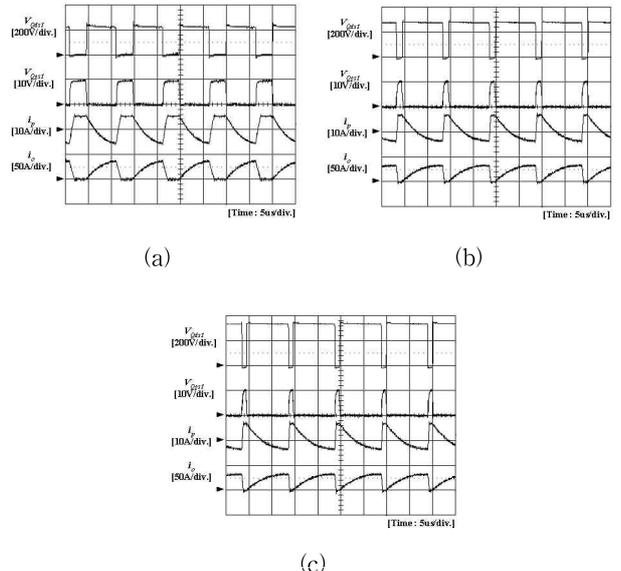


그림 5 각 입력 전압에 따른 스위치  $Q_1$ 의 스위칭전압과 게이트 전압 그리고 1차측 전류와 2차측 출력전류: (a)  $V_{in,rms}=90\text{ V}$ , (b)  $V_{in,rms}=220\text{ V}$ , (c)  $V_{in,rms}=265\text{ V}$

Fig. 5. Experimental waveforms of the primary currents and secondary output currents and drain-source voltage and gate-source voltage of the switch  $Q_1$  with the maximum output load at each input voltage: (a)  $V_{in,rms}=90\text{ V}$ , (b)  $V_{in,rms}=220\text{ V}$ , (c)  $V_{in,rms}=265\text{ V}$ .

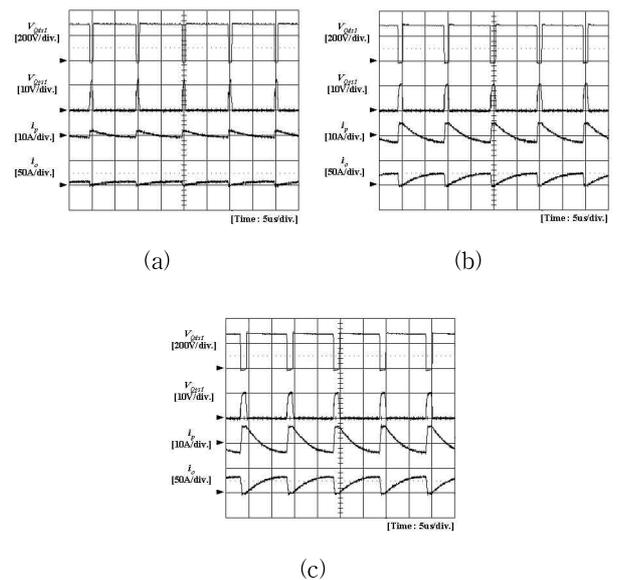


그림 6. 입력전압  $V_{in,rms}=220\text{V}$ 일 때 스위치  $Q_1$ 의 스위칭 전압과 게이트전압, 1차측전류와 출력전류의 실험파형; (a)  $P_o=25\text{ W}$  (b)  $P_o=50\text{ W}$  (c)  $P_o=100\text{ W}$

Fig. 6. Experimental waveforms of the drain-source voltage and gate-source voltage of the switch  $Q_1$  and transformer primary current and output current at  $V_{in,rms}=220\text{ V}$ ; (a)  $P_o=25\text{ W}$ , (b)  $P_o=50\text{ W}$ , (c)  $P_o=100\text{ W}$ .