

고효율 소프트스위칭 방식의 플라이백컨버터의 구현

유두희, 이재민, 정강률
순천향대학교 전자정보공학과

Implementation of High Efficiency Soft-switching Flyback Converter

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

ABSTRACT

Recently, power supplies with low voltage/high current output are widely used, but conventional power supplies have large power loss, and thus the system efficiency is low. However their control technique is complicated and their elements are many.

In this paper, Implementation of High Efficiency Soft-switching Flyback Converter is presented. The proposed converter has been implemented to verify the proposed topology with 5V/20A prototype and theoretical operation under various load condition and universal input voltage range.

1. 서론

최근 많은 전기, 전자, 통신장비의 전원으로 폭넓게 사용되는 플라이백 컨버터는 소형화와 경량화, 제작비용 절감 측면에서 많은 장점을 가지지만 최근의 장비들이 점차 전력용량이 증가함에 따라 종래의 구조로는 많은 손실들로 인해 전원회로의 효율이 저하되는 문제점이 발생하게 된다.

본 논문에서는 고효율 소프트스위칭 방식의 플라이백컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 영전압스위칭(Zero Voltage Switching; ZVS)과 영전류스위칭(Zero Current Switching; ZCS)으로 동작하는 소프트(Soft) 스위칭 방식으로 스위칭 손실을 최소화하고, 변압기 2차측 정류기를 전압강하가 큰 다이오드 대신 전력반도체 스위치(MOSFET)를 사용하여 전체효율을 증가시킨다. 또한 넓은 입력전압 범위(90~265V)를 가지며 100W(5V/20A)의 프로토타입 컨버터를 설계/제작하였고 실험을 통해 컨버터의 성능을 증명하였다.

2. 제안된 컨버터의 동작원리와 해석

종래의 전통적인 플라이백 컨버터는 주 스위치의 하드스위칭으로 인한 손실로 효율이 저하되는 문제점이 나타났고 이것을 극복하기 위한 공진을 이용한 소프트 스위칭 기법의 컨버터는 스위칭 손실을 저감하여 효율을 증가시키는 효과를 얻는다. 하지만 2차측 구조에서의 정류다이오드는 통상적으로 수반되는데 최근 장비들이 점차 고성능화 되면서 전력용량이 증가함에 따라 기존의 정류다이오드를 사용한 구조로서는 전체회로의 효율을 저하되는 문제점이 있다^[1].

이 문제점을 해결하기 위해 최근 들어 동기정류기를 고안하여 플라이백 컨버터의 2차측 정류기로 이용하고 있다.

그림 1은 본 논문에서 제안된 고효율 소프트스위칭 방식의 플라이백컨버터를 보인다. 스위치 Q_1 과 Q_2 는 ZVS동작을 달성하기 위해 펄스폭 변조방식(Pulse Width Modulation; PWM)으로 동작한다. 또한 스위치 Q_1 의 통류율(Duty)을 D 라고 한다면 스위치 Q_2 의 통류율은 $1-D$ 가 되는 비대칭 방식으로 동작한다. 그림 1의 L_m 은 변압기의 자화인덕터를 나타내며 L_r 은 변압기의 누설인덕터를 나타낸다. C_1 과 C_2 , D_1 과 D_2 는 각 스위치 Q_1 , Q_2 의 기생커패시터와 바디다이오드를 나타낸다. C_b 는 블로킹 커패시터며 변압기 2차측의 Q_{sr} 은 동기정류기를 나타내며 C_o 는 출력커패시터를 나타낸다. 제안된 시스템의 해석에 앞서 해석이 쉽도록 하기위해 다음의 가정을 한다.

- 1) 스위치 Q_1 과 Q_2 는 이상적이다.
- 2) C_b , C_o 의 크기가 충분히 커서 각각의 전압 V_{cb} 와 V_o 는 일정한 값을 갖는다.
- 3) L_r (변압기의 누설인덕터를 이용하여 구현)은 L_m 에 비해 현저히 작다.
- 4) 두 스위치 Q_1 과 Q_2 의 ZVS 동작을 이루기 위해 공진 인덕터에 저장된 에너지는 공진 커패시터에 저장된 에너지 보다 커야한다.
- 5) 공진주파수 f_r 는 스위칭 주파수 f_s 보다 커야한다.
- 6) $n=N_1/N_2$ 이다.

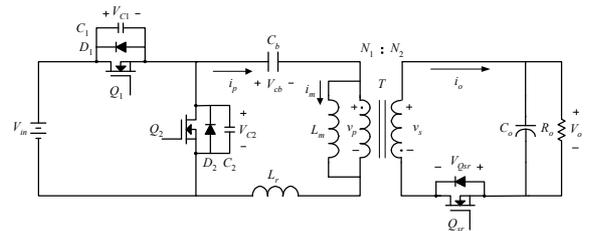


그림 1. 제안된 고효율 소프트스위칭 방식의 플라이백컨버터 회로도
Fig 1. The circuit proposed of the High Efficiency Soft-switching Flyback Converter.

컨버터 주 스위치 Q_1 이 턴 온 될 때 1차측 전압은 다음과 같다.

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

스위치 Q_2 가 턴 온 되면 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 나타낼 수 있다.

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

여기서, D 는 스위치 Q_1 의 통류율이다.

그림 2는 제안된 고효율 비대칭 하프브리지 DC-DC 플라이백 컨버터의 이론적인 주요동작 파형을 나타낸다.

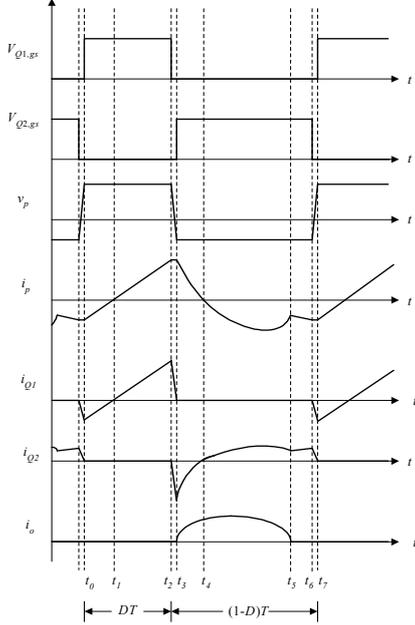


그림 2 제안된 고효율 소프트스위칭 방식의 플라이백컨버터의 이론적인 주요동작 파형

Fig 2. The theoretical key waveforms of the proposed High Efficiency Soft-switching Flyback Converter

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

모드 1 ($t_0 \sim t_1$): t_0 에서 1차측 전류 i_p 가 스위치 Q_1 의 바디다이오드를 통해 흐르게 된다. 그러므로 스위치 Q_1 의 드레인-소스전압이 영(0)전압이 되며 1차측 전류 i_p 의 방향이 바뀌기 전에 스위치 Q_1 이 ZVS로 턴온되어 스위칭 손실을 최소화한다. 턴오프 된 스위치 Q_2 에는 입력 전압 V_{in} 이 인가되고 블로킹 커패시터 C_b 에는 식(3)과 같이 DV_{in} 전압이 인가된다. 변압기 1차측 전압 V_p 의 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_p(t) = i_{Q1}(t) = i_m(t_1) + \frac{v_{in} - v_c}{L_m + L_r}(t - t_1) \quad (4)$$

모드 2 ($t_1 \sim t_2$): 1차측 전류는 양(+)의 방향으로 흐르며 선형적으로 증가한다. 입력측에서 인가된 에너지는 변압기 1차측 자화인덕터 L_m 에 저장되지만 2차측으로 유도되지 않고 동기정류기 Q_{sr} 는 턴오프상태가 유지된다.

모드 3 ($t_2 \sim t_3$): 스위치 Q_1 이 오프된다. 1차측 에너지는 2차측으로 유도되지 않고, 동기정류기 Q_{sr} 도 아직 턴오프 상태이다. 누설인덕터 L_r 과 스위치 Q_1, Q_2 의 기생커패시터 C_1, C_2 가 공진회로를 구성하며 공진주파수는 $f_r = 1/2\pi\sqrt{(L_m + L_r)(C_1 + C_2)}$ 와 같이 구할 수 있다. 스위치 Q_1 의 기생커패시터 C_1 은 0에서 V_{in} 까지 충전되고 스위치 Q_2 의 기생커패시터 C_2 는 V_{in} 에서 0까지 방전된다.

$$v_{c1} = V_{in} - \frac{i_p(t_2)}{C_r}(t - t_2), v_{c2} = \frac{i_p(t_2)}{C_r}(t - t_2) \quad (5)$$

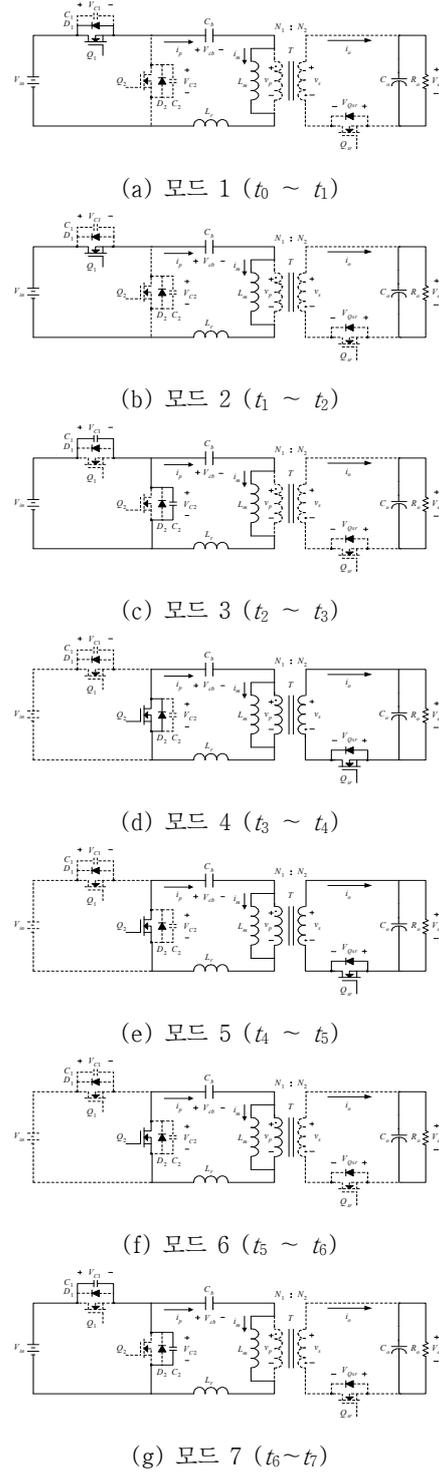


그림 3. 제안된 컨버터의 7개 동작모드

Fig 3. Seven operating mode of the proposed converter.

여기서 C_r 은 $C_1 + C_2$ 가 된다.

모드 4 ($t_3 \sim t_4$): 스위치 Q_2 의 양단 전압 V_{c2} 가 영전압이 되면 스위치 Q_2 의 바디다이오드 D_2 가 턴온된다. 스위치 Q_2 는 1차측 전류 i_p 의 방향이 바뀌기 전에 ZVS 턴온을 하게된다. 공진회로는 누설인덕터 L_r 과 블로킹커패시터 C_b 로 구성된다. 변압기 1차측 전압은 2차측으로 유도되

는데 동시에 유도된 전압의 극성이 바뀌게 되어 동기정류기 Q_{sr} 이 턴온된다. 블로킹 커패시터의 양단 전압 V_{cb} 과 1차측 전류 i_p 는 다음과 같다.

$$V_{cb}(t) = V_o/n - (V_o/n - Dv_{in})\cos\omega_r(t-t_3) + i_{Lr}(t_3)Z_r\sin\omega_r(t-t_3) \quad (6)$$

$$i_p(t) = i_p(t_3)\cos\omega_r(t-t_3) + \frac{V_o/n - DV_d}{Z_r}\sin\omega_r(t-t_3) \quad (7)$$

여기서 $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_b}$ 이며 $Z = \sqrt{L_r/C_b}$ 이다.

나머지 모드 5~모드 7의 동작은 모드 1~모드 4의 동작원리와 유사하다.

3. 실험결과

표 1과 같이 프로토타입 컨버터를 설계하고 제작/실험하였다. 그림 4는 스위치 Q_1 이 턴온 되기 전에 Q_1 의 드레인-소스 전압이 먼저 영(0)으로 감소하는 것으로 ZVS 턴온됨을 알 수 있다. 그림 5~6은 제안된 컨버터의 특성을 보이는 실험결과 파형들이다.

표 1 제안된 컨버터의 프로토타입 설계사항

Table 1. The prototyped design specification of the proposed converter

항목	값
교류입력전압 $V_{in,rms}$	90~265V
출력전압 V_o	5V
최대출력전력 $P_{o,max}$	100W
스위칭 주파수 f_s	43kHz
스위치 Q_1 의 최대듀티비	$V_{in,rms}=90V$ 일 때 $D_{max}=0.45$

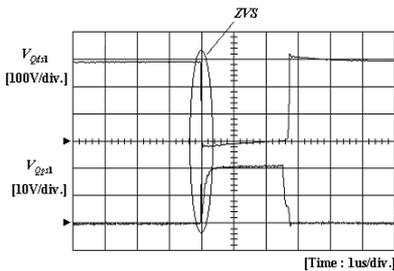


그림 4. 스위치 Q_1 의 드레인-소스전압과 게이트-소스 전압 실험파형
Fig 4. Gate-source voltage and drain-source voltage experimental waveforms of the switch Q_1 .

4. 결론

본 논문에서는 고효율 소프트스위칭 방식의 플라이백컨버터를 제안하였다. 종래의 전통적인 플라이백 컨버터에서 변압기 2차측 구조에서의 정류다이오드는 통상적으로 수반되는데 최근 장비들이 점차 고성능화 되면서 전력용량이 증가함에 따라 기존의 정류다이오드를 사용한 구조로서는 전체회로의 효율을 저감시키는 문제점이 있다. 이 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 변압기 2차측 정류기를 전압강하가 큰 다이오드 대신 전력반도체 스위치를 사용하여 전체효율을 증가시킨다. 또한 넓은 입력전압 범위(90~265V)를 가지며 100W(5V/20A)의 프로토타입 컨버터를 설계, 제작하였고 실험을 통해 컨버터의 성능을 증명하였다. 제안된 컨버터의 효율은 전부하(100W)시 약 85%정도이며 출력전압리플은 약 0.1V이다.

참고 문헌

- [1] Seo, D.H. Lee, O.J. Lim, S.H. Park, J.S. "Asymmetrical PWM flyback converter", Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual
- [2] W.Y. Choi, J.M Kwon and B.H Kwon "Efficient LED back-light power supply for liquid-crystal-display" IET Electr. Power Appl, 2007, 1, (2), pp. 133-142

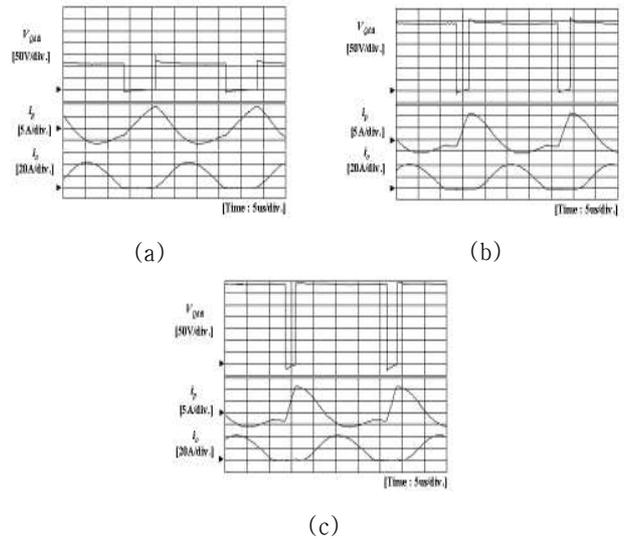


그림 5. 각 입력전압에 따른 스위치 Q_1 의 스위칭 전압과 1차측전류와 2차측 출력전류: (a) $V_{in,rms}=90V$, (b) $V_{in,rms}=220V$, (c) $V_{in,rms}=265V$.

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

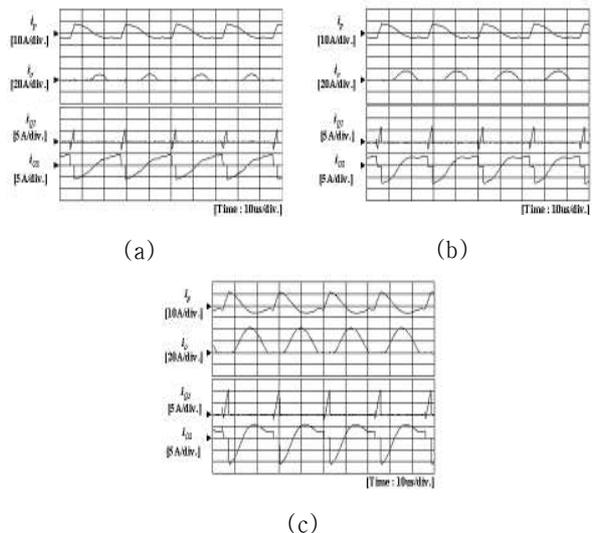


그림 6. 입력전압 $V_{in,rms}=220V$ 일 때 각 출력부하에 따른 1차측 전류와 출력전류, 스위치 Q_1 의 전류와 스위치 Q_2 의 전류의 실험파형 : (a) $P_o=5W$ (b) $P_o=25W$ (c) $P_o=100W$

Fig 6. Experimental waveforms of the primary current and secondary output current and switch Q_1 and switch Q_2 current with variable load at $V_{in,rms}=220V$: (a) $P_o=5W$ (b) $P_o=25W$ (c) $P_o=100W$.