

## 플라이백 컨버터의 서지 전압 저감을 위한 스너버 회로 설계

진성규, 최종원

한남대학교 모터제어 및 전력변환연구실

## Snubber Circuit Design for Surge Voltage Reduction in Flyback Converter

Sunggyu Jin, Jongwon Choi

Dept. Electrical and Electronic Engineering Hannam University

## ABSTRACT

플라이백 컨버터는 다중 출력 전원을 공급하기 위해 널리 사용되고 있는 토폴로지이다. 변압기의 누설 인덕턴스로 인해 스위칭 소자에 높은 스파이크 전압이 걸린다. 이를 방지하기 위하여 RCD(resistor-capacitor-diode) 클램프 회로가 널리 사용되고 있다. 본 논문은 변압기의 누설인덕터( $L_k$ ), 스위칭 소자(Q)의 기생 캐패시터( $C_{oss}$ ), 클램프 저항( $R_c$ ), 그리고 클램프 캐패시터( $C_c$ )를 고려한 등가회로를 유도하고 최대 서지 전압을 조절하는 설계 방안을 제안한다. 60W 멀티플 플라이백 컨버터에 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

## 1. 배경 소개

플라이백 컨버터는 전기적 절연과 다중 출력 설계에 용이한 토폴로지로서 고전압 입력 저전압 출력에 많이 사용되고 있다.<sup>[1]</sup> 그러나 PCB의 기생 인덕터와 변압기의 누설 인덕터로 인하여 높은 서지 전압이 메인 스위치에 인가될 수 있다. 이는 시스템의 효율 및 신뢰성에 큰 문제를 발생시킨다. 따라서 높은 서지 전압을 조절하기 위하여 RCD 클램프 회로가 널리 사용되고 있다. 본 논문에서는 RCD클램프 회로를 적용하여 주 공진만 고려한 등가회로를 통해 수식 유도하였다. 주 공진 성분의 해석을 통하여 FET의 서지전압과 클램프의 캐패시터의 전압을 계산하였고, 스위칭 소자의 최대 피크 전압을 수식을 통하여 유도하였다. 60W 다중 출력 플라이백 컨버터에 적용하여 실험과 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

## 2. 플라이백 컨버터 서지 전압 분석

## 2.1 플라이백 컨버터 분석

그림1 (a)는 일반적으로 사용되는 RCD클램프 회로가 적용된 플라이백 컨버터이다. 그림1 (b)는 스위치가 OFF시 주 공진( $L_k$ 과  $C_c$ )을 고려한 회로이다.

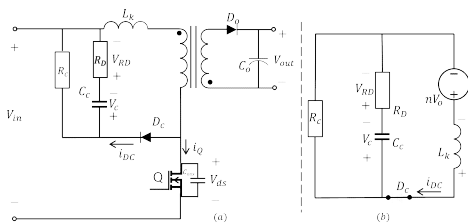


그림 1 (a) RCD클램프를 포함한 플라이백 컨버터 (b) Q off시 등가회로.

Fig. 1 (a) Flyback with RCD clamp (b) Equivalent circuit after Q

off.

## 2.2 회로 동작의 구간별 분석

그림 2는 스위치가 꺼진 직후 플라이백 컨버터의 전류 및 전압을 나타낸 파형이다.  $V_{gs}$ 는 게이트 입력전압이며, 스위치에 흐르는 전류  $i_Q$ , 클램프 다이오드의 전류  $i_{DC}$ , 클램프 커패시터 전압  $V_c$ , 클램프 커패시터와 직렬로 연결된 저항의 전압  $V_{RD}$ 이며, 스위치의 양단 전압  $V_{ds}$ 이다.

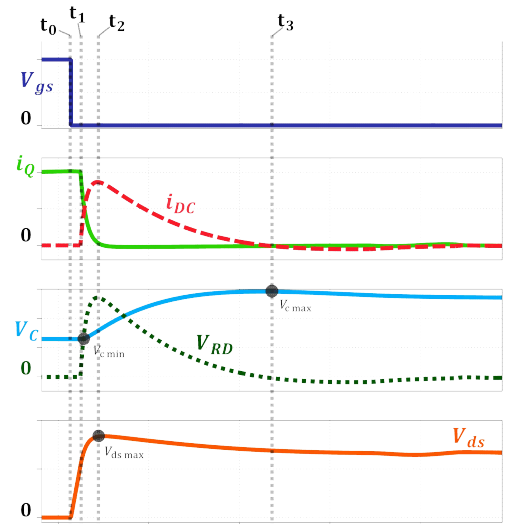


그림 2 Q 오프 후 클램프 전압과 전류 파형.

Fig. 2 Voltage and current waveforms after Q off.

$[t_0 \sim t_1]$ :  $t_0$ 시, 스위치가 꺼지면 자화 인덕터에 저장된 에너지는 2차 측으로 전달되지만, 누설인덕터( $L_k$ )에 저장된 에너지는  $V_{ds} > V_i + V_{c,min}$  일 때까지 스위칭 소자에  $C_{oss}$ 를 충전한다.

$[t_1 \sim t_2]$ :  $t_1$ 시,  $C_{oss}$ 의 전압이 상승하여 클램프 다이오드가 ON이 되며 그림1 (b)와 같이  $L_k$ 에 저장되었던 에너지가  $D_c$ 를 통해 흐르고, 클램프 캐패시터( $C_c$ )를 충전하게 된다.

$[t_2 \sim t_3]$ :  $V_c$ 전압이 상승하고,  $L_k$ 의 에너지가 소모되어  $I_{DC}$  전류가 0까지 감소한다<sup>[1]</sup>.  $t_1 \sim t_3$  구간에서  $V_{ds}$  전압은 다음을 만족한다.

$$V_{ds} = V_i + v_c(t) + R_D C_c \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (1)$$

그림 1 (b)의 등가회로를 키르히호프의 전류·전압 법칙을 사용하여 식 (2)를 유도할 수 있다.

$$\frac{nV_o}{L_k C_c} = \frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} + \frac{dv_c(t)}{dt} \left( \frac{1}{C_c(R_c + R_D)} + \frac{R_D}{L_k} \right) + v_c(t) \left( \frac{R_c + 2R_D}{R_c + R_D} \right) \frac{1}{L_k C_c} \quad (2)$$

초기조건은  $V_{gs}$  가 꺼진 직후  $t_1$ 에서  $v_c(t_1) = V_{c.min} - nV_o$ ,

$$v_c'(t_1) = \frac{I_Q}{C_c} - \frac{V_{c.min} + V_{R_D}}{R_c C_c} \text{을 만족한다.}$$

$t_1 \sim t_3$  구간에서  $R_c \gg R_D$  라 가정한다면, 식 (2)의 미분방정식을 통해 구한  $v_c(t)$  는

$$v_c(t) \approx nV_o + e^{-\zeta\omega_n t} \{A_1 \cos(\omega_d t) + A_2 \sin(\omega_d t)\} \quad (3)$$

$$\text{이며 } \omega_n \approx \frac{1}{\sqrt{L_k C_c}}, \quad \zeta = \frac{1}{2\omega_n} \left( \frac{1}{C_c(R_c + R_D)} + \frac{R_D}{L_k} \right),$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

$$A_1 = V_{c.min} - nV_o, \quad A_2 = \frac{I_Q R_c - V_{c.min} + V_{R_D} + A_1 \zeta \omega_n R_c C_c}{\omega_d R_c C_c}$$

이다.  $V_{ds}$  의 최댓값( $V_{ds\_max}$ )을 구하기 위해서는 식 (1)의 극댓값을 계산해야 한다. 식 (1)에 양변에 미분을 취하고, 정리하면 극댓값 수식은 다음과 같다.

$$B_1 \cos(\omega_d t) - B_2 \sin(\omega_d t) = 0 \quad (4)$$

$$B_1 = \alpha \zeta \omega_n - \omega_d \beta, \quad B_2 = \zeta \omega_n \beta - \omega_d \alpha \text{ 이고,}$$

$$\alpha = A_1 + R_D C_c (\omega_d A_2 - \zeta \omega_n A_1), \quad \beta = A_2 - R_D C_c (\omega_d A_1 + \zeta \omega_n A_2)$$

이다.

식 (4)에서 최댓값에 도달하는 시간( $T_{max}$ )을 유도하면

$$\tan^{-1} \left( \frac{B_1}{B_2} \right) \frac{1}{\omega_d} - \frac{\pi}{\omega_d} = T_{max} \text{이다. 따라서 식 (1)에 } t = T_{max} \text{를}$$

대입하여  $V_{ds\_max}$  를 구한다.

$[t_3 \sim (t_0 + T)]$ : 이 구간에서는 스위치가 다시 켜지기 직전까지  $C_c$ 에 저장되었던 에너지는  $R_c$ 에 의해 소모되며  $L_k$ 와  $C_{oss}$ 에 의한 공진현상이 보인다.<sup>[1]</sup>

### 3. 시뮬레이션 및 실험

표 1 컨버터의 파라미터

Table 1 parameters of converter

|       |        |                 |        |
|-------|--------|-----------------|--------|
| $C_c$ | 220pF  | 턴비 [24 V, 15 V] | 10, 15 |
| $L_m$ | 745 μH | $R_D$           | 316Ω   |
| $L_k$ | 65 μH  | $R_c$           | 68kΩ   |

표 1은 RCD 클램프 회로가 구성된 멀티플 플라이백 컨버터 소자값이다. 해당 컨버터는 입력 400V 출력은 [24V, 15V] 사양이다. 식 (2)를 통한 결과와 그림 1(b)의 PLECS 시뮬레이션 결과를 그림 (3)을 통해 비교하였다.  $V_{c\_max}$ ,  $V_{ds\_max}$  는 각 286V, 688V를 나타낸다.

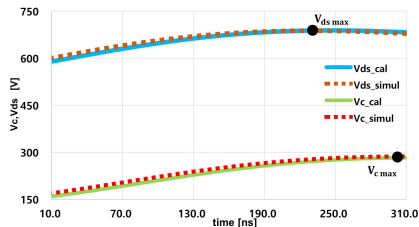


그림3  $V_c$ ,  $V_{ds}$  수식과 시뮬레이션 파형 비교

Fig. 3 Comparison of  $V_c$ ,  $V_{ds}$  formulas and simulation waveforms



그림4 RCD 클램프를 적용하여 제작한 플라이백 컨버터

Fig. 4 Flyback converter manufactured by applying RCD clamp  
제작한 컨버터를 통해 실제  $V_c$ ,  $V_{ds}$  값을 측정 한 결과는 아래 파형과 같다.

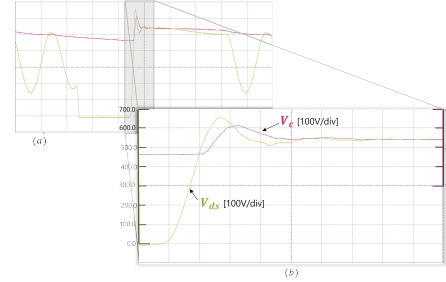


그림 5 입력 400V, 전 부하 실험 파형 결과 (a) 한 주기 파형 (b) 최댓값 부분 확대

Fig. 5 400V Input voltage at full load test waveform result (a) Period waveform (b) Maximum value waveform

최댓값이 보이는 구간을 시플레이션과 비교한 파형은 다음과 같다.

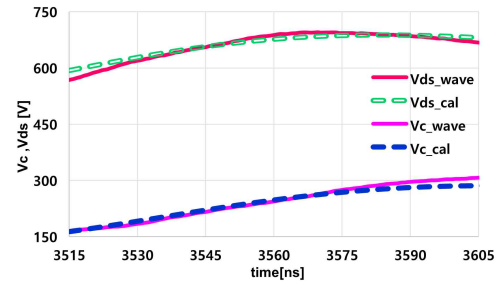


그림 6 시뮬레이션과 실제 파형 비교

Fig. 6 Comparison simulation and real waveforms

그림 6에서 실제 파형과 시뮬레이션 결과를 통해 서지 전압이 보이는 구간에서  $V_c$ ,  $V_{ds}$  값은 10V 내외로 유사함을 보여 주고 있다.

### 4. 결론

플라이백 컨버터의 회로 동작을 특정구간의 등가회로를 만들고 실제 실험 및 시뮬레이션을 통해서, 서지전압을 추정 및 확인한다.  $R_D$ 로 인하여  $V_{ds}$ 의 damping factor가 증가로, 서지가 증가하지만, 공진현상이 빠르게 감소한다는 점을 이용하여 다이오드의 안정성은 증가한다. 변압기 및 출력 사양을 기반으로 적절한  $R_c$ ,  $R_D$  및  $C_c$  값을 통해 적절한 사양의 스위칭 소자(Q) 및  $D_c$ 를 선택하여 설계할 수 있다.

이 논문은 2021년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임  
(No. 2021R111A3059676).

### 참고 문헌

[1]Peipei Meng, "Analysis and design considerations for EMI and losses of RCD snubber in flyback converter", Proc.IEEE .APEC 5, 2010 , pp. 642 - 647