

# 보조회로를 응용한 소프트 스위칭 Forward-Flyback PWM DC/DC 컨버터에 관한 연구

(Study on Soft-Switching Forward-Flyback PWM DC/DC Converter using Assistant-Circuit)

박성준\* · 오세욱\*\* · 계문호\*\*\* · 김광태\*\*\*\* · 김철우\*\*\*\*\*

(Sung-Jun Park · Se-Wook Oh · Mun-Ho Ke · Kwang-Tae Kim · Cheul-U Kim)

## 요 약

DC/DC 컨버터의 리액티브 성분의 물리적 크기를 저감하고 동특성을 개선하기 위해서는 동작 스위칭 주파수를 증가시키는 것이 바람직하다. 그러나 이것은 발열 및 스트레스로 인한 파워 소자의 파괴, 스위칭 손실 증가로 인한 효율 감소 및 EMI 등의 문제가 발생한다. 따라서, 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 보조회로를 응용한 소프트 스위칭 Forward-Flyback PWM DC/DC 컨버터를 제안하였다. 시뮬레이션 및 실험 결과로부터 제안한 컨버터의 타당성을 확인하였다.

## Abstract

The DC/DC power converter increase switching frequency in order to achieve small size, a low noise, and light weight. However, the power switches have high power losses and switching stresses as the switching frequency is increased. Therefore in this paper, the author propose the Soft-Switching Forward-Flyback PWM DC/DC converter using assistant-circuit, based on forward-flyback operation of a high-frequency transformer. The proposed converter scheme is verified by simulation and experiment.

## 1. 서 론

최근의 전력전자사자 발전과 더불어 전력변환장치는 고효율, 저소음화, 제어장치의 성능향상, 전력변환기의 소형화 및 전력 고밀도화의 경향이 있다[1]. 전력변환기의 리액티브 성분의 크기를 저감하고 동특성을 개선하기 위해서는 동작 스위칭 주파수를 증

가시키는 것이 바람직하다. 이것은 스위칭 손실 증가로 인한 효율 감소 및 EMI 등의 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하고 동작 스위칭 주파수를 증가시키기 위해 영전압 스위칭(zero voltage switching: ZVS) 또는 영전류 스위칭(zero current switching: ZCS)이 고려될 수 있다. 영전압 영전류 스위칭을 이루는 방법들로는 LC 공진을 이용하는 방법[2], 가포화 리액터를 이용하는 방법[3], 그리고 고주파 변압기 1차측에 능동 클램프를 이용하는 방법[4] 등이 제안되고 있다. 종래에는 이러한 소프트 스위칭(Soft Switching)기법이 효율이 높은 공진형 및 준공진형 파워 컨버터 등에 주로 응용되어 왔으나, 능동·수동 소자에 전압 및 전류 스트레스가 크게 걸리는 단점

\*정회원 : 거제대학 전기과 교수  
\*\*정회원 : 한국중공업 발전기 설계부 연구원  
\*\*\*정회원 : 부산대학 공대 전기공학과 박사과정  
\*\*\*\*정회원 : 부산 정보대학 전기전자계열 부교수  
\*\*\*\*\*정회원 : 부산대학 공대 전기공학과 교수  
접수일자 : 1998. 7. 27.

이 있었다. 최근에는 부하특성에 강인하고 다양한 제어기법을 적용할 수 있는 PWM 컨버터에서 활발히 연구되고 있다[5]. 대표적 PWM 컨버터인 하드 스위칭 Forward 컨버터는 최대 유효 시비율이 0.5 이하로 제한되어 있어 제어 범위가 좁고 전력 밀도가 낮은 단점이 있다. 또한 스위치 차단시, 파워 스위치와 변압기 2차측의 정류 다이오드에는 변압기 누설 인덕턴스로 인해 높은 스파이크 전압이 인가되므로 고주파 스위칭시 문제가 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 기존의 능동 클램프 방식의 소프트 스위칭 Forward 컨버터는 능동적으로 변압기를 리셋 시킴으로써 최대 유효 시비율을 0.5 이상 증가시킬 수 있고, 파워 스위치 또한 안정된 영전압 스위칭을 통해 고주파 스위칭이 가능하다. 그러나 최대 유효 시비율은 변압기의 리셋시간 만큼 제한되며, 변압기 2차측의 정류 다이오드에 인가되는 스파이크 전압 또한 여전히 높다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 보조회로를 응용한 소프트 스위칭 Forward-Flyback PWM DC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터의 시비율은 최대 1 까지 가능하며 전력의 고밀도화와 환류모드를 통한 안정된 영전압 스위칭을 달성할 수 있다. 또한 보조회로의 삽입으로 변압기 2차측의 정류 다이오드에 인가되는 높은 전압 스트레스가 기존의 Forward 컨버터보다 감소되었다.

제안한 컨버터는 고주파수로 영전압 스위칭이 가능하며 고주파 변압기를 포함한 리액티브 성분의 크기를 효과적으로 감소시킬 수 있었다.

## 2. Forward의 이론

### 2.1 기존의 Forward 컨버터

그림 2.1은 기존 능동클램프 방식의 Forward 컨버터를 나타낸다. 능동 클램프 방식은 리셋 권선 대신, 자화 에너지를 능동적으로 리셋하기 위해 보조 스위치  $S_2$ 를 이용한다. 주 스위치  $S_1$  도통시 변압기 2차측으로 에너지를 전달하며, 자화 인덕터에도 에너지가 축적된다.  $S_1$  차단시, 커패시터  $C_1$ 이 충전되면서  $S_1$ 은 영전압 턴 오프가 된다. 이때 자화 인덕터에 축적된 에너지는 보조 스위치  $S_2$ 의 환류 다이오드  $D_2$ 를 통해 커패시터  $C_c$ 에 저장된다. 이 에너지는 보조 스위치  $S_2$ 의 동작으로 자화 인덕터  $L_m$ 을 통해 전원

측으로 회생된다. 주 스위치  $S_1$ 의 영전압 턴오프,  $S_2$  차단시 변압기 1차측의 연속적인 전류로 인해 커패시터  $C_1$ 이 방전하고 환류 다이오드  $D_1$ 이 도통할 때 달성할 수 있다. 이때 변압기의 자화전류는 양방향으로 흐르게 된다. 따라서 변압기의 안정된 리셋이 가능하며 하드 스위칭 방식에 비해 스위치 소자의 전압·전류 스트레스가 크게 감소한다.

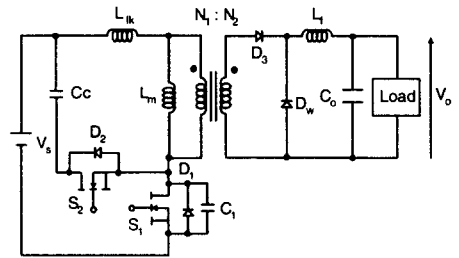


그림 2.1 능동 클램프 방식의 Forward 컨버터  
Fig. 2.1 Active-clamped Forward converter

또한 변압기의 자화 에너지를 능동적으로 리셋 시킴으로써 시비율 0.5 이상에서의 동작이 가능하다. 변압기 1차측에 Volt-Second 평형조건을 적용하면 클램프 커패시터  $C_c$ 의 전압은 식 (1)과 같다.

$$V_{C_c} = \frac{D V_S}{(1-D)} \quad (1)$$

주 스위치  $S_1$  차단시 변압기 누설 인덕턴스에 의한 오버슈트가 없이 안정된 영전압 스위칭이며, 부하 전류에 대해 자화전류의 직류성분을 무시할 수 있다고 가정하면 주 스위치의 전압 및 전류 스트레스는 식 (2)와 같이 된다.

$$V_{S1}^{max} = V_S + V_{C_c}^{max} = \frac{V_S}{1-D^{max}}$$

$$I_{S1}^{max} = nI_o + \frac{1}{2} \Delta I_m \quad (2)$$

$$= \frac{P_o^{max}}{\eta V_S D^{max}} + \frac{1}{2} \frac{V_S D^{max} T}{L_m}$$

- 단,  $\Delta I_m$  : 자화전류의 첨두치 대 첨두치 변동폭,
- $\eta$  : 변압기의 효율,
- $n$  :  $N_2/N_1$ ,
- $P_o^{max}$  : 컨버터의 최대 출력정격,
- $D^{max} T$  : 변압기 일차권선에 최소전압이 인가되는 최대 시간

식 (2)에서와 같이 스위치의 전압 및 전류 스트레

스는 제어하는 시비율의 함수이며, 시비율 0.5 근방에서 동작시킨다면 스위치의 전압 스트레스는 대략 전원전압의 2 배가된다. 최대 유효 시비율은 변압기의 리셋시간 만큼 제한되어야 하며, 변압기 2차측의 정류 다이오드에 인가되는 스파이크 전압 또한 여전히 높다. 넓은 부하 범위에 대응하는 안정된 영전압 스위칭 영역을 보장하기 위해서는 고주파 변압기의 누설 인덕턴스를 크게 하여야 한다. 이것은 고주파 변압기 2차측에 대하여 상대적으로 적은 유효 시비율을 나타내므로 고주파 변압기의 2차측 전압을 높여주기 위한 적은 턴수비를 갖는 고주파 변압기를 필요로 한다. 이에 따른 영향으로 2차측 정류 다이오드의 전압 스트레스가 증가됨으로써 정류 다이오드의 역회복 특성에 따른 손실 증가와 소자의 파괴 및 선정에 어려움이 있다.

### 2.2 제안된 컨버터 회로

그림 2.2의 제안한 컨버터 회로는 하드 스위칭 Forward 컨버터에서 고주파 변압기 1차측에 직렬 커패시터와 토렘폴 형태로 보조 스위치  $S_2$ 를 삽입하였다.  $S_1$ 과  $S_2$ 의 교번적 스위칭을 통해 Forward-Flyback 동작이 가능하다. 따라서 최대 시비율은 1 까지 가능하며, 전력의 고밀도화와 환류 모드를 통한 영전압 스위칭을 달성할 수 있다. 그러나 안정된 영전압 스위칭을 위해서는 변압기에 갭을 주어 누설 인덕턴스를 증가시켜야 하며 이로 인하여 변압기 효율이 감소하게 된다. 또한 변압기 1차측에 구형파 전압 인가시 2차측에는 전압 서지가 나타나며 이것은 정류 다이오드에 높은 역전압 스트레스로 작용한다.

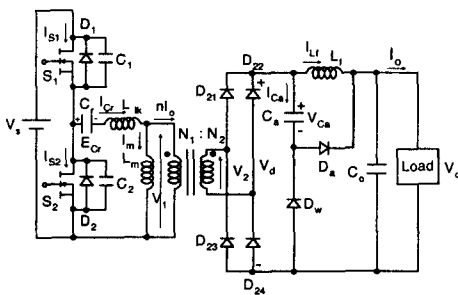


그림 2.2 제안한 컨버터 회로  
Fig. 2.2 Proposed converter topology

따라서 효율 보강과 정류 다이오드의 전압 스트레스를 감소시키기 위해 2차측에는 무손실 수동소자만

으로 구성되는 보조회로를 삽입하였다. 즉, 변압기 1차측에 구형파 전압 인가시 나타나는 2차측의 전압 서지는 보조회로에서 흡수되며, 이 에너지는 1차측 전류의 환류 모드시 부하로 공급된다.

동작 1 사이클 동안 정상상태의 전압·전류파형이 그림 2.3에 나와 있다.

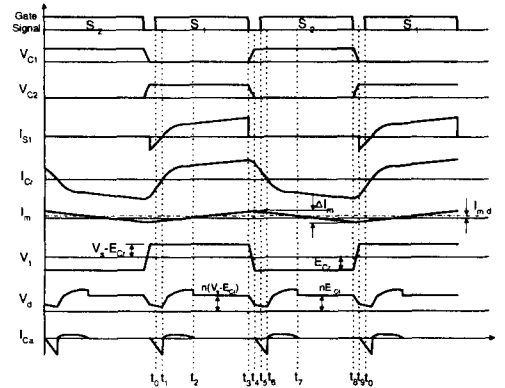


그림 2.3 정상상태 파형  
Fig. 2.3 Steady-state waveforms

이 컨버터의 출력전압은 일정 인버터 스위칭 주파수에서 제어변수로 시비율을 가변함으로써 제어된다.

### 2.3 동작원리

제안된 컨버터에서 전류루프에 따른 모드는 그림 2.4와 같이 10개로 구분하여 아래와 같이 설명할 수 있다.

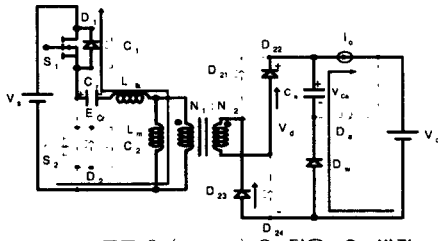
모드 0. ( $t_0 \sim t_1$ ) : 스위치  $S_1$  영전압 턴은 보조회로 커패시터  $C_a$  방전

$t_0$  이전  $C_2$ 는 전원전압  $V_s$ 로 충전상태이며 다이오드  $D_1$ 이 도통중이다. 1차측에서 2차측으로 전달되는 에너지는 아주 작으며, 따라서 일정한 부하전류를 공급하기 위해 보조회로 커패시터  $C_a$ 가 다이오드  $D_w$ 를 통해 부하측으로 방전하고 있다.

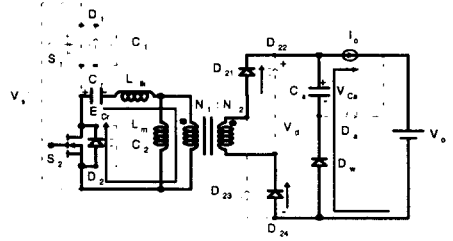
$t_0$  시점에서 스위치  $S_1$ 이 턴 온되면 다이오드  $D_1$ 을 통해 흐르던 음의  $I_{Cr}$  전류가 이 구간 동안 영으로 감소하게 된다. 이때 1차측 전류  $I_{Cr}$ 은 식 (3)에 따라 영으로 감소한다.

$$i_{Cr}(t) = i_{Cr}(t_0) - \frac{V_s - E_{Cr}}{L}(t_1 - t_0) \quad (3)$$

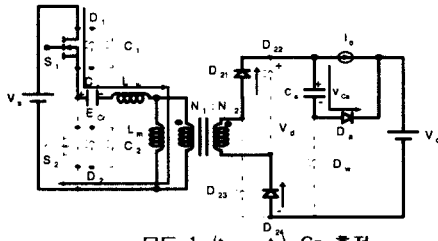
여기서  $L = L_k + L_m$



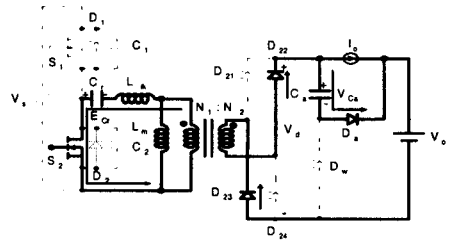
모드 0. ( $t_0 \sim t_1$ )  $S_1$  턴온, Ca 방전



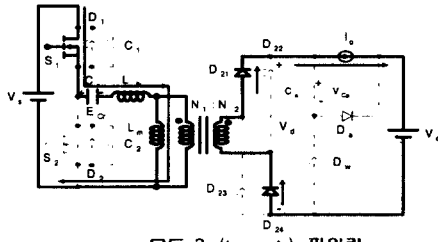
모드 5. ( $t_5 \sim t_6$ )  $S_2$  턴온, Ca 방전



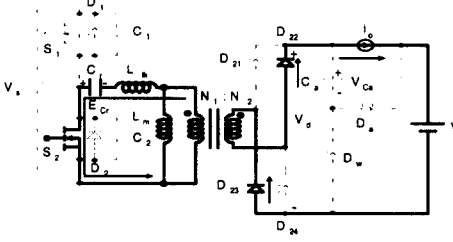
모드 1. ( $t_1 \sim t_2$ ) Ca 충전



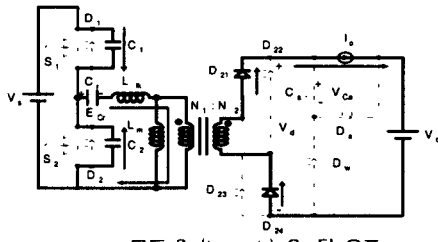
모드 6. ( $t_6 \sim t_7$ ) Ca 충전



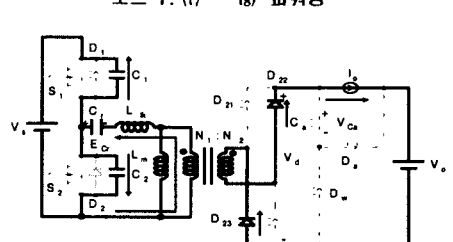
모드 2. ( $t_2 \sim t_3$ ) 파워링



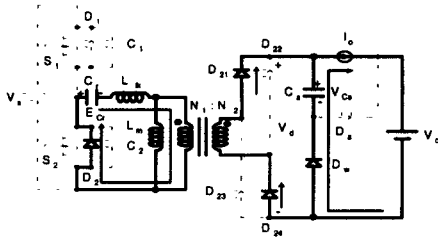
모드 7. ( $t_7 \sim t_8$ ) 파워링



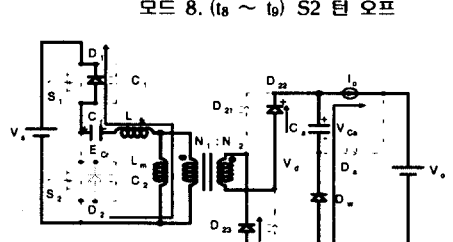
모드 3. ( $t_3 \sim t_4$ )  $S_1$  턴 오프



모드 8. ( $t_8 \sim t_9$ )  $S_2$  턴 오프



모드 4. ( $t_4 \sim t_5$ )  $D_2$  환류, Ca 방전



모드 9. ( $t_9 \sim t_{10}$ )  $D_1$  환류, Ca 방전

그림 2.4 회로 동작모드

Fig. 2.4 Operation modes of circuits

**모드 1.( $t_1 \sim t_2$ ) : 보조회로 커패시터  $C_a$  충전**

$I_{Cr}$  전류가 음에서 양으로 바뀐 후 2차측 전압  $V_2$ 가  $(V_{Ca}+V_o)$ 보다 커지게 되면 보조회로 커패시터  $C_a$ 는 2차측으로 환원된 누설 인덕턴스  $n^2L_{lk}$  (단,  $n$ : 변압기 권선비  $N_2/N_1$ )와의 직렬 공진을 통해 다이오드  $D_a$ 와 부하를 통한 경로로 충전된다.  $V_{Ca}$ 는 이 모드의 끝에서  $n^2L_{lk}$ 와  $C_a$ 의 공진 반주기 후에  $n(V_s-E_{Cr})-V_o$ 의 두배에 도달하며 정류전압은  $V_{Ca}+V_o$ 가 된다. 이때 2차측 정류 다이오드의 기생 커패시턴스는 동작 설명의 간략을 위해 무시되었다. 상세한 모드 1.의  $C_a$  충전 등가회로는 그림 2.5와 같다.

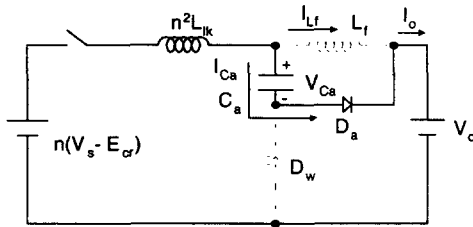


그림 2.5 모드 1.의 등가회로  
Fig. 2.5 equivalent circuit for mode 1.

이때의  $C_a$  충전전류는 식 (4)와 같다.

$$i_{Ca}(t) = -\frac{i_{Ca}(t_2) \sin \omega t_1}{\sin(\omega t_2 - \omega t_1)} \cos \omega t + \frac{i_{Ca}(t_2) \cos \omega t_1}{\sin(\omega t_2 - \omega t_1)} \sin \omega t \quad (4)$$

단,  $\omega = \sqrt{\frac{1}{n^2L_{lk}C_a}}$

**모드 2.( $t_2 \sim t_3$ ) : 파워링**

보조회로 커패시터  $C_a$ 의 충전이 끝나고 다이오드  $D_a$ 가 오프되면서 전류는 필터 인덕터  $L_f$ 만을 통해 흐르게 되는 파워링 구간이다. 이때 정류전압은 정격 전압  $n(V_s-E_{Cr})$ 이 된다. 이 모드동안 역시 출력으로 전력이 전달된다. 이때 1차측 전류  $I_{Cr}$ 은 식 (5)에 따라 증가한다.

$$i_{Cr}(t) = i_{Cr}(t_2) + \frac{V_s - E_{Cr}}{L}(t - t_2) \quad (5)$$

단,  $L = L_{lk} + L_m$

**모드 3.( $t_3 \sim t_4$ ) : 스위치  $S_1$  영전압 턴오프**

스위치  $S_1$ 을 턴 오프하게 되면 변압기 1차측에는

누설 인덕턴스에 의해 흐르는 전류와 1차측으로 환원된 부하전류로 인해 커패시터  $C_1$ 이 충전하고 커패시터  $C_2$ 가 방전하게 된다. 이때 1차측 전류  $I_{Cr}$ 이 감소하므로 1차측 전압  $V_1$ 이 감소하고 역시 2차측 정류전압도 정격전압 이하로 빠르게 감소한다. 1차측 전류는 식(6)의 전류식에 따라 감소하며 스위치  $S_1$  양단전압은 식(7)의 전압식에 따라 상승하여 이 모드의 끝에서 전원전압까지 도달한다.

$$i_{Cr}(t) = [nI_o + i_m(t_3)] \cos \omega_n t + \frac{V_s - E_{Cr}}{Z_n} \sin \omega_n t \quad (6)$$

$$V_{C1}(t) = Z_n(nI_o + i_m(t_3)) \sin \omega_n t + (V_s - E_{Cr})(1 - \cos \omega_n t) \quad (7)$$

여기서,  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,  $Z_n = \sqrt{\frac{L}{C}}$   
 $L = L_{lk} + L_m$ ,  $C = C_1 + C_2 = 2C_1 = 2C_2$

**모드 4.( $t_4 \sim t_5$ ) : 환류 다이오드  $D_2$  도통 보조회로 커패시터  $C_a$  방전**

스너버 커패시터  $C_2$ 의 방전이 끝나게 되면 다이오드  $D_2$ 가 도통을 하면서 스위치  $S_1$  양단전압은 전원전압으로 확립되고 스위치  $S_2$  양단전압은 다이오드  $D_2$ 의 순방향 도통전압인 영전압으로 클램핑된다. 2차측 정류전압이 보조회로 커패시터 전압  $V_{Ca}$ 에 도달하면 다이오드  $D_w$ 가 도통하여  $V_{Ca}$ 가 2차측 정류전압이 되면서 천천히 감소한다. 부하전류는 계속적으로 보조회로 커패시터  $C_a$ 가 담당한다. 이때의 1차측 전류는 식 (8)로 감소한다.

$$i_{Cr}(t) = i_{Cr}(t_4) - \frac{1}{L} E_{Cr}(t - t_4) \quad (8)$$

여기서  $L = L_{lk} + L_m$

**모드 5.( $t_5 \sim t_6$ ) : 스위치  $S_2$  영전압 턴 온 보조회로 커패시터  $C_a$  방전**

이 구간 동안 스위치  $S_2$ 는 영전압 턴 온을 하게 되며 이후 Flyback 모드에서 동작하게 된다. 이때 1차측 전류는 식 (9)에 따라 이 모드의 끝에서 영으로 감소한다.

$$i_{Cr}(t) = i_{Cr}(t_5) - \frac{1}{L} E_{Cr}(t - t_5) \quad (9)$$

여기서,  $L = L_{lk} + L_m$

**모드 6.( $t_6 \sim t_7$ ) : 보조회로 커패시터  $C_a$  충전**

커패시터 전압  $V_{Ca}$ 는 변압기 누설 인덕턴스와의 공진으로 이 모드의 끝에서  $(nE_{Cr}-V_o)$ 의 두배까지 상승한다. 모드 1의 동작원리와 같다.

**모드 7. ( $t_7 \sim t_8$ ) : 파워링**

전류는 필터 인덕터  $L_f$  만을 통해 흐르게 되는 파워링 구간으로 정류전압은 정격전압  $nE_{Cr}$ 로 클램프된다. 모드 2의 동작원리와 같다.

**모드 8. ( $t_8 \sim t_9$ ) : 스위치  $S_2$  영전압 턴오프**

모드 3의 동작원리와 같다.

**모드 9. ( $t_9 \sim t_0$ ) : 환류 다이오드  $D_1$  도통 보조회로 커패시터  $C_a$  방전**

모드 4의 동작원리와 같다. 이후 다시 모드 0으로 동작한다.

변압기의 포화가 없는 정상상태 동작을 위해 스위칭 1주기 동안 변압기 1차측의 Volt-Second가 만족하여야하며, 스위칭 1주기 동안 2차측 필터 인덕터  $L_f$ 에서 Volt-Second를 적용하면 시비율에 대한 출력 전압 관계식은 식 (10)과 같다.

$$V_o = 2nD(1-D)V_s \tag{10}$$

식 (10)에서 보면 시비율  $D = 0.5$  일 때 출력전압이 최대가 된다.

**2.4 스위치의 전압 및 전류 스트레스**

본 논문에서 제안한 컨버터는 Bridge 컨버터와 같이 두 스위치는 토렘폴로 접속되어 있다. 따라서 스위치에 인가되는 전압 스트레스는 안정된 영전압 스위칭일 경우 그림 2.1의 능동 클램프 방식의 컨버터와는 달리 시비율에 무관하며 보다 효과적으로 전압 스트레스를 저감시킬 수 있다. 여기서 두 스위치  $S_1, S_2$  양단 전압의 최대 최소치는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{G1}(\max) &= V_{G2}(\max) = V_s \\ V_{G1}(\min) &= V_{G2}(\min) = 0 \end{aligned} \tag{11}$$

변압기의 누설 인덕턴스를 적절하게 확보하지 못하면 스위치 차단시 스위치 양단 스너버 커패시터와 누설 인덕턴스와의 공진으로 스위치 양단전압이 기생진동하게 된다. 안정된 오프전압 확립을 위해서는 적절한 값과 스너버 커패시터의 용량 설계가 따라야 한다. 또한 스위칭 1주기 동안 직렬 커패시터  $C_r$ 의 전류는 식 (12)와 같이 평균값이 영이어야 한다.

$$\int_0^T i_{Cr}(t)dt = 0 \tag{12}$$

여기서,  $0 \sim DT$  구간 :  $i_{Cr}(t) = i_m(t) + nI_o$

$DT \sim T$  구간 :  $i_{Cr}(t) = i_m(t) - nI_o$

이므로 식 (12)에 대입하면 식 (13)이 된다.

$$\int_0^{DT} (i_m(t) + nI_o)dt + \int_{DT}^T (i_m(t) - nI_o)dt = 0 \tag{13}$$

여기서, 변압기 자화전류  $i_m(t)$ 는 식 (14) 및 식 (15)와 같이 교류성분과 직류성분으로 나눌 수 있으며 스위칭 1주기 동안 교류성분의 평균값은 영이어야 한다.

$$i_m(t) = I_{md} + i_{ma}(t) \tag{14}$$

$$\int_0^T i_{ma}(t)dt = 0 \tag{15}$$

식 (13)~식 (15)로부터 자화전류의 직류성분을 구할 수 있다.

$$I_{md} = (1-2D)nI_o \tag{16}$$

여기서 보면, 시비율  $D$ 에 따른 자화전류의 직류성분은

$$\begin{aligned} 0 < D < 0.5 : I_{md} > 0 \\ D = 0.5 : I_{md} = 0 \\ 0.5 < D < 1 : I_{md} < 0 \end{aligned} \text{가 된다.}$$

자화전류의 피크대 피크치  $\Delta I_m$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta I_m = \frac{D(1-D)V_s T}{L_m} \tag{17}$$

따라서 최대 자화전류는

$0 \sim DT$  구간 :

$$i_m^D(\max) = (1-2D)nI_o + \frac{D(1-D)V_s T}{2L_m} \tag{18}$$

$DT \sim T$  구간 :

$$i_m^{1-D}(\max) = -(1-2D)nI_o + \frac{D(1-D)V_s T}{2L_m} \tag{19}$$

가 된다.

스위치는 이 자화전류와 함께 1차측으로 환원된 부하전류를 흘려야 하며, 따라서  $0 \sim DT$  구간동안 통하는 스위치  $S_1$ 의 최대 전류  $i_{s1}(\max)$ 와  $DT \sim$

T 구간동안 도통하는 스위치  $S_2$ 의 최대 전류  $i_{S2}(\max)$  는 식 (20)과 같다.

$$i_{S1}(\max) = 2(1-D)nI_o + \frac{D(1-D)V_s T}{2L_m} \quad (20)$$

$$i_{S2}(\max) = 2DnI_o + \frac{D(1-D)V_s T}{2L_m}$$

### 3. 시뮬레이션 및 실험결과

본 논문에서 제안한 컨버터 회로의 P-Spice 시뮬레이션 및 실험에 사용된 회로정수는 표 1과 같다.

표 1. 회로정수  
Table 1. Specifications of circuit

입력전압 $V_s$	100[V]
출력전압 $V_o$	30[V]
부하전류 $I_o$	3.5[A]
커패시터 $C_r$	10[ $\mu$ F]
$N1 : N2$ 턴수비	4:3
일차측 인덕턴스 $L1$	65[ $\mu$ H]
이차측 인덕턴스 $L2$	30[ $\mu$ H]
누설 인덕턴스 $Llk$	5[ $\mu$ H]
스너브 커패시터 $C1, C2$	700[pF]
스위칭 주파수 $f_s$	100[kHz]
시비율 $D$	40[%]
커패시터 $C_a$	0.44[ $\mu$ F]
필터 인덕턴스 $L_f$	24[ $\mu$ H]
평활 커패시터 $C_o$	50[ $\mu$ F]

#### 3.1 시뮬레이션 결과

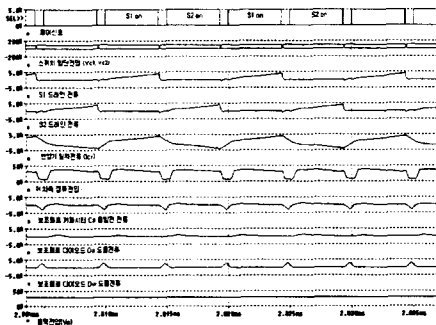


그림 3.1 각부 시뮬레이션 파형(보조회로가 있을 때)  
Fig. 3.1 waveforms of different part on simulation (with a assistant-circuit)

그림 3.1은 보조회로가 있을 때 정상상태 시뮬레이션 파형이며 안정된 영전압 스위칭과 함께 정류전압의 서지가 줄어들음을 볼 수 있으며 출력전압은 32[V]로 나타났다.

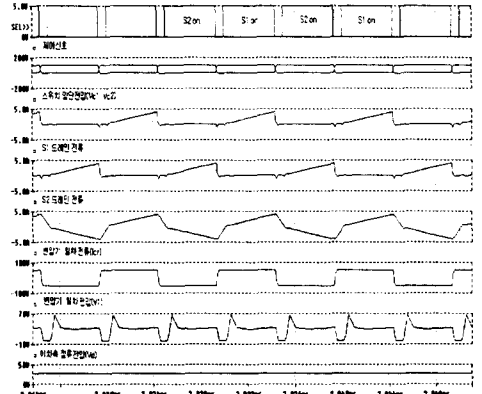
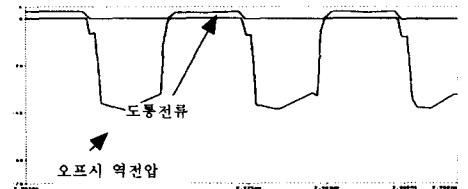
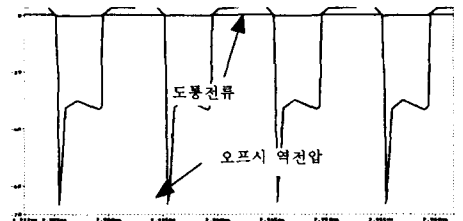


그림 3.2 각부 시뮬레이션 파형(보조회로가 없을 때)  
Fig. 3.2 Waveforms of different part on simulation (without a assistant-circuit)



(a) 보조회로가 있을 때 (with a assistant-circuit)



(b) 보조회로가 없을 때 (without assistant-circuit)

그림 3.3 2차측 정류다이오드의 스트레스  
Fig. 3.3 Stresses of the 2nd-diode

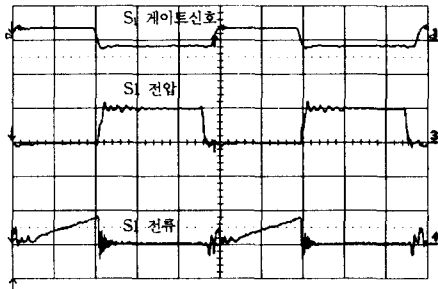
그림 3.2는 보조회로가 없을 때 정상상태 시뮬레이션 파형이며 영전압 스위칭은 되나 정류전압 서지

가 현저하게 나타나며 출력전압은 28[V]로 다소 감소함을 볼 수 있다.

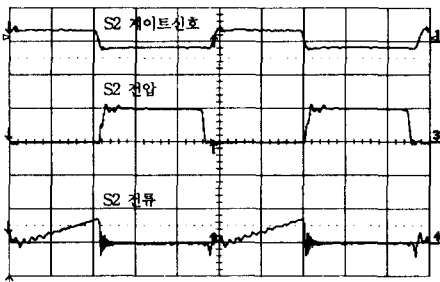
그림 3.3은 2차측 정류 다이오드  $D_2$ 의 스트레스를 나타낸 것으로 보조회로가 있을 때가 없을 때와 비교하여 전류 스트레스는 비슷하나 전압 스트레스는 현저히 줄어드는 것을 볼 수 있다.

### 3.2 실험 결과

그림 3.4(a),(b)는 각각 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 의 영전압 스위칭 파형을 나타내고 있다. 또한 출력 정류다이오드의 순환전류시 출력전압이 출력다이오드에 인가됨으로 나타나는 역회복 전류로 인하여  $S_1$ 과  $S_2$  전류파형에 고조파가 발생하고 있다.



(2us/div, 게이트신호:50V/div, 전압:100V/div, 전류: 4A/div)  
(a)



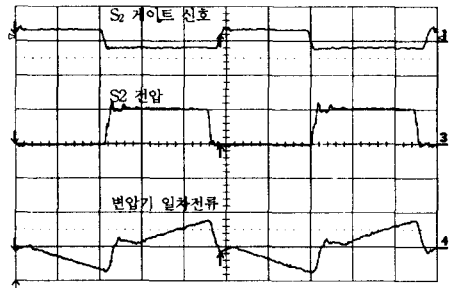
(2us/div, 게이트신호:50V/div, 전압:100V/div, 전류:4A/div)  
(b)

그림 3.4 스위치의 신호, 전압, 전류파형  
Fig. 3.4 Gate signal, voltage, current waveforms of switch

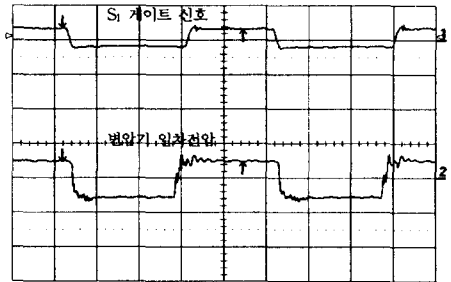
그림 3.5(a),(b)는 각각 고주파 변압기 1차측 전류  $I_{Cr}$  과 1차측 전압  $V_1$  을 나타내며 안정된 Forward-Flyback 동작과 구형파 전압이 인가됨을 볼 수 있다.

그림 3.6(a),(b)는 각각 보조회로가 있을 때와 없을 때의 고주파 변압기 2차측 정류전압  $V_d$  를 나타내며 보조회로를 삽입함으로써 정류전압의 서지가 감소함을 볼 수 있다.

그림 3.7(a),(b)은 각각 보조회로가 있을 때와 없을 때의 고주파 변압기 2차측 정류 다이오드  $D_2$ 의 역전

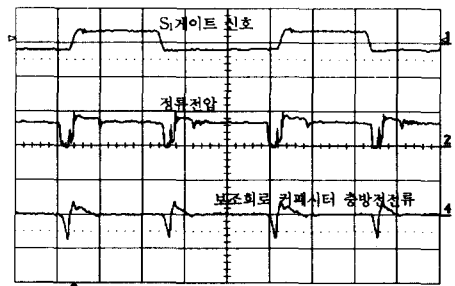


(2us/div, S2 게이트신호:50V/div, S2 전압:100V/div, 변압기 일차전류: 4A/div)  
(a)



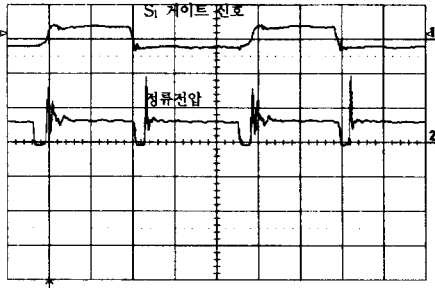
(2us/div, S1 게이트신호:50V/div, 변압기 일차전압: 100V/div)  
(b)

그림 3.5 게이트 신호 및 변압기 1차전류  
Fig. 3.5 Gate signal and current of TR.



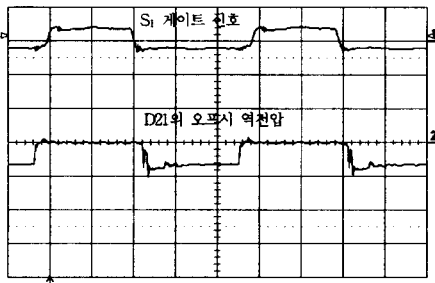
(2us/div, S1 게이트 신호:50V/div, 정류전압:50V/div, 보조회로 커패시터 충방전전류: 4A/div)  
(a)



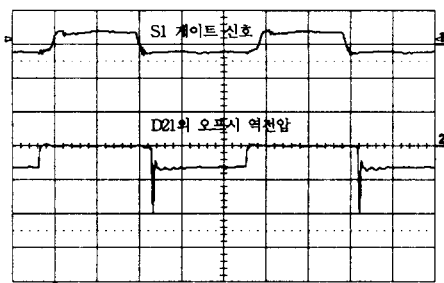


(2us/div, S1 게이트신호 : 50V/div, 정류전압 : 50V/div)  
(b)

그림 3.6 게이트 신호 및 정류전압  
Fig. 3.6 Gate signal & rectifier voltage



(2us/div, S1 게이트신호 : 50V/div, D21의 오프시 역전압 : 50V/div)  
(a)

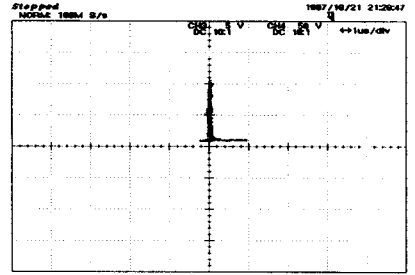


(2us/div, S1 게이트신호 : 50V/div, D21의 오프시 역전압 : 50V/div)  
(b)

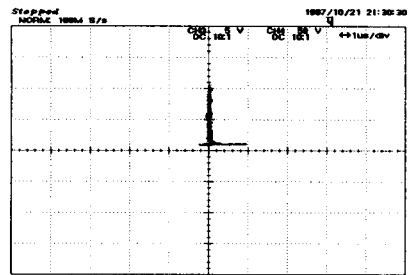
그림 3.7 게이트 신호 및 D21의 전압  
Fig. 3.7 Gate signal & voltage of D21

압 스트레스를 나타내며 보조회로를 삽입함으로써 역전압 스트레스가 감소함을 볼 수 있다.

그림 3.8(a),(b)은 스위치 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>의 영전압 스위칭 궤적이며 내부면적이 스위칭 손실을 의미하며, 그림에서 보는 바와 같이 그 면적은 적음을 알 수 있다.



(a)



(b)

((a)S2,(b)S2,X축:전류5A/div,Y축:전압 50V/div)

그림 3.8 스위칭 궤적  
Fig. 3.8 Switching traces

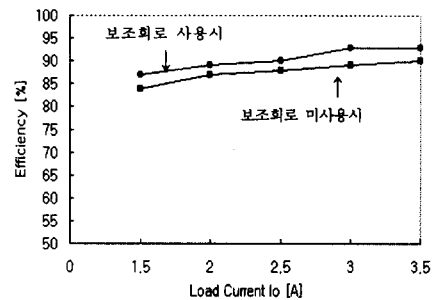


그림 3.9 측정된 컨버터의 효율  
Fig. 3.9 Measured efficiency of converter

그림 3.9는 부하전류에 따른 에너지 변환효율을 보여준다. 그림 3.9에서 보면 보조회로를 삽입함으로써 소프트 스위칭 작용으로 컨버터의 변환효율이 3~5[%] 상승함을 볼 수 있다.

## 4. 결 론

본 논문에서 제안한 컨버터의 특징과 장점은 다음과 같다.

- 1) 변압기의 누설 인덕턴스를 증가시킴으로써 안정된 영전압 스위칭을 이룰 수 있다.
- 2) Forward-Flyback 동작으로 전력 고밀도화가 가능하다.
- 3) 보조회로의 부가로 2차측 정류 다이오드의 높은 전압 스트레스가 감소하며 효율이 개선된다.
- 4) 스위칭 주파수를 고주파수화함으로써 변압기 및 필터의 크기가 감소 된다.

제안한 컨버터에 대해 안정된 영전압 스위칭이 이루어짐을 확인할 수 있었으며 보조회로를 삽입함으로써 2차측 정류 다이오드의 전압 스트레스는 급격히 감소하였으며 컨버터의 변환효율은 3~5 [%] 상승하였다.

### 참 고 문 헌

- (1) 백주원, 조정규, 유동욱, 김은수, 임근희, "간단한 2차측 보조회로를 이용한 새로운 영전압 영전류 스위칭 풀브릿지 DC/DC 컨버터", 대한전기 학회 전력전자연구회 춘계 학술대회 논문집, pp.16~19, 1997.
- (2) K.H.Liu and F.C.Lee, "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters", IEEE Power Electron. Specialists Conf., pp.58~70, 1986.
- (3) S.Hamada, Y.Ogino and M.Nakaoka, "Saturable reactor assisted soft-switching full-bridge DC/DC power converters", IEE Proceedings-B, Vol.138, No.2, pp.95~103, 1991.
- (4) R.Watson, F.C.Lee and G.C.Hua, "Characterization of an active clamp Flyback topology for DC/DC conversion and power factor correction applications", IEEE Applied Power Electron. Conf., Vol.1, pp.412~418, 1994.
- (5) 임재은, 김희준, 안태영, "능동 클램프 영전압 스위칭 PWM 포워드 컨버터에 관한 연구", 대한전기학회 전력 전자연구회 춘계 학술대회 논문집, pp.20~24, 1997.

## ◇ 저자소개 ◇

### 박 성 준 (朴 晟 濬)

1965년 3월생. 1988년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 졸업(석사). 1996년 동 대학원 졸업(박사). 현재 거제대학 전기과 조교수.

### 오 세 욱 (吳 世 旭)

1970년 8월생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 졸업(석사). 현재 한국중공업 발전기 설계부 연구원.

### 계 문 호 (桂 文 浩)

1958년 1월생. 1982년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1993년 창원대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982~1998년 한국전기연구소 전력전자연구부 선임연구원. 현재 부산대학교 공대 전기공학과 박사과정.

### 김 광 태 (金 光 泰)

1952년 3월생. 1983년 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 부산대 대학원 졸업(석사). 1993년 동 대학원 졸업(박사). 현재 부산 정보 대학 전기전자계열 부교수.

### 김 철 우 (金 喆 禹)

1942년 12월생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1986년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년 일본 동경대학교 전기전자공학과 객원교수. 현재 부산대학교 공대 전기공학과 교수.