

2차측 결합인덕터와 보조커패시터를 이용한 영전압·영전류 플브리지 컨버터에 관한 연구

김동원\* · 김 용\* · 배진용\*\* · 엄태민\*\*\* .. 이동현\*\*\*  
 \*동국대학교 · \*\*특허청 · \*\*\*티엠에스아이엔씨

A study on the ZVZCS(Zero-Voltage and Zero-Current-Switching) Full-Bridge converter using the secondary coupled inductor and auxiliary capacitor

Dong-Won Kim\* · Yong Kim\* · Jin-Yong Bae\*\* · Tae-Min Eom\*\*\* · Dong-Hyun Lee\*  
 \*Dongguk University · \*\*KIPO · \*\*\*TMSINC

**Abstract** - This paper presents the ZVZCS(Zero- Voltage and Zero-Current-Switching) Full-Bridge converter using the secondary coupled inductor and auxiliary capacitor. The converter with phase-shift control is proposed to reduce the circulating loss in primary and the voltage stress in secondary side. Using a coupled winding of the output inductor, two auxiliary capacitors are generated to reset the primary current at circulating interval.

1. 서 론

무정전 전원공급장치(UPS)와 모터 및 램프 구동을 위한 인버터 시스템은 400[V]이상의 고전압 직류전원을 필요로 하며, 입력 전원으로서는 40~60V의 배터리, 태양전지 및 연료전지 등이 이용되고 있다. 이러한 고전압·대전력 인버터 시스템에서는 높은 효율과 낮은 EMI 특성이 요구되기 때문에 이러한 특성을 지니고 있는 위상이동 플브리지(Phase-Shift Full-Bridge) DC/DC 컨버터[1]가 우선적으로 고려되고 있다. 그러나 기존 방식의 PSFB(Phase-Shift Full-Bridge) 컨버터는 입력 전류가 클 경우 환류손실이 커져 고효율을 구현하기가 어려운 문제점을 가지고 있다.[2-3] 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 2차측 결합인덕터와 보조커패시터를 이용한 영전압·영전류(ZVZCS) PSFB 컨버터를 제안하였고 제안된 컨버터의 동작원리, 해석 및 특성에 대해서 논하였으며, MOSFET를 사용하여 200W급 시작품을 제작, 50kHz에서 실험하였다.

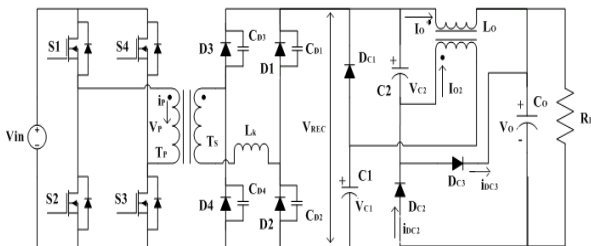
2. 본 론

2.1 제안된 ZVZCS 위상이동 플브리지 컨버터

그림 1은 제안된 2차측 보조회로의 플브리지 컨버터를 나타낸다. D<sub>1</sub>-D<sub>4</sub>는 2차측 정류다이오드이며 Dc<sub>1</sub>, Dc<sub>2</sub>는 2차측 보조정류다이오드이다. 다이오드 Dc<sub>3</sub>는 정류다이오드의 전압을 클램핑하기 위하여 사용된다. 2차측 보조커패시터 C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>는 한 주기 동안 전압원으로 가정할 수 있으며, C<sub>D1</sub>-C<sub>D2</sub>는 다이오드 D<sub>1</sub>-D<sub>4</sub>의 기생 커패시터를 나타낸 것이며, 누설 인덕터 L<sub>k</sub>는 변압기 2차측의 누설인덕터를 나타낸다.

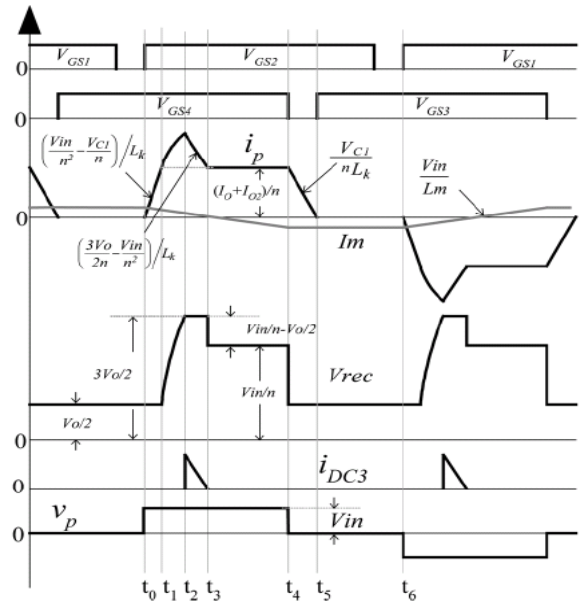
그림 1의 2차측 결합인덕터의 결합 권선수가 같기 때문에 결합인덕터 양단의 전압은 동일하며, 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_o = (V_{C1} + V_{C2}) \quad V_o/2 = (V_{C1} - V_{C2}) \quad (1)$$



<그림 1> 제안된 PSFB 컨버터 회로

2.2 제안하는 컨버터의 동작원리



<그림 2> 제안된 회로의 이론적인 각부 파형

그림 2는 한 주기 동안의 이론적인 각부 파형을 나타낸다. 출력 전류 I<sub>o</sub>가 한 주기 동안 일정하고, 이 때의 출력전압은 V<sub>o</sub>라 할 수 있다.

1) 모드 I : t<sub>0</sub> - t<sub>1</sub>

시간 t<sub>0</sub>에서 스위치 S<sub>2</sub>, S<sub>4</sub>가 턴오프되며, 입력전력은 변압기를 거쳐 정류다이오드 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>와 보조다이오드 C<sub>D1</sub>, C<sub>D2</sub>에 의해서 2차측으로 전달된다. 변압기 1차측 전류(i<sub>p</sub>)는 정류다이오드 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>가 턴오프되면 증가하기 시작하고, (I<sub>o</sub>+I<sub>o2</sub>)/n까지 증가한다. 이 때 정류 다이오드 D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>에 걸린 전압은 V<sub>o</sub>/2로 클램핑되며, 이 모드에서 변압기 1차측 전류에 대한 기술기는 식(2)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_p}{dt} = \left( \frac{V_{in}}{n^2} - \frac{V_{C1}}{n} \right) / L_k \quad (2)$$

2) 모드 II : t<sub>1</sub> - t<sub>2</sub>

시간 t<sub>1</sub>에서 보조다이오드 Dc<sub>1</sub>, Dc<sub>2</sub>이 턴오프되면, 변압기 2차측 누설인덕터 L<sub>k</sub>와 정류 다이오드의 기생커패시터인 C<sub>D2</sub>, C<sub>D3</sub>에서는 공진 현상이 일어난다. 공진 전압 V<sub>c</sub>(t)는 기생 커패시터에 인가되는 전압이며, 2차측 정류다이오드에 인가되는 전압(V<sub>o</sub>+V<sub>C1</sub>)은 3V<sub>o</sub>/2 까지 증가하게 된다. 이 모드에서 변압기 2차측 전류와 2차측 정류다이오드의 전압 및 변압기 1차측 전압은 식(3)-(5)로 나타낼 수 있다.

$$i_{Lk}(t) = I_{O1} + I_{O2} + \frac{V_{in}/n - V_{C1}}{Z_r} \cdot \sin \omega_r(t - t_1) \quad (3)$$

$$V_C(t) = \frac{V_{in}}{n} \cdot (1 - \cos \omega_r(t - t_1)) + V_{C1} \cdot \cos \omega_r(t - t_1) \quad (4)$$

$$i_P(t) = i_{Lk}(t)/n \quad (5)$$

$$Z_r = \sqrt{L_K/C} \quad , \quad C = C_{D1} + C_{D2}$$

3) 모드 III :  $t_2 - t_3$

2차측 정류다이오드에 인가되는 전압  $V_{rec}$ 가  $3V_o/2$ 에 도달했을 때, 2차측 보조다이오드인  $D_{C3}$ 는 도통하기 시작하며, 입력측 전압  $V_{in}/n$ 이  $3V_o/2$ 보다 작기 때문에, 2차측 누설인덕터  $L_k$ 의 전류는  $t_2$ 에서 감소하기 시작한다. 이 모드에서 변압기 1차측 전류에 대한 기울기는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_P}{dt} = \left( \frac{3V_o}{2n} - \frac{V_{in}}{n^2} \right) / L_k \quad (6)$$

4) 모드 IV :  $t_3 - t_4$

보조 다이오드  $D_{C3}$ 가 시간  $t_3$ 에서 턴오프되면, 변압기 2차측 다이오드 전압  $V_{rec}$ 는  $V_{in}/n$ 가 되고, 이 기간 동안 전류  $I_{O2}$ 는 2차측 보조 커패시터  $C_1, C_2$ 를 충전시켜 보조 커패시터의 전압  $V_{C1}, V_{C2}$ 은 동일하게 된다.

5) 모드 V :  $t_4 - t_5$

시간  $t_4$ 에서 스위치  $S_4$ 가 턴오프되며, 스위치  $S_3$  및  $S_4$ 의 기생 커패시터는 부하전류에 의해서 충전된다. 스위치  $S_4$ 에 인가되는 전압이  $V_{in}$ 에 도달하면, 스위치  $S_3$ 의 바디다이오드를 통하여 환류전류가 흐르게 된다. 스위치  $S_3$ 의 바디다이오드가 도통하면, 변압기 1차측 전압은 "0"으로 클램핑되며, 2차측 보조다이오드  $D_{C1}, D_{C2}$ 가 도통된다. 이 때 2차측 보조다이오드 전압  $V_{C1}, V_{C2}$ 는 변압기의 누설 인덕터  $L_k$ 와 공진하게 되어 변압기 1차측 전류  $i_P$ 가 감소하게 된다. 이 모드에서 변압기 1차측 전류에 대한 기울기는 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{di_P}{dt} = \frac{V_{C1}}{n} \cdot \frac{1}{L_k} \quad (7)$$

6) 모드 VI :  $t_5 \leq t \leq t_6$

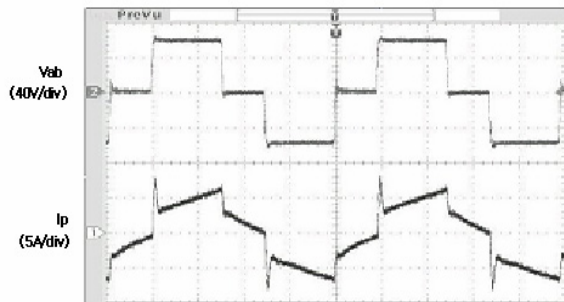
시간  $t_5$ 이후에 2차측 정류다이오드에 인가된 전압은  $V_{C1}$ 으로 클램핑되고, 출력인덕터  $L_o$  양단의 전압은  $V_o - V_{C1}$ 이 된다.  $t_6$ 에서 스위치  $S_1$  동작되면서 이 모드는 끝나게 된다.

7) 모드 VII 이후

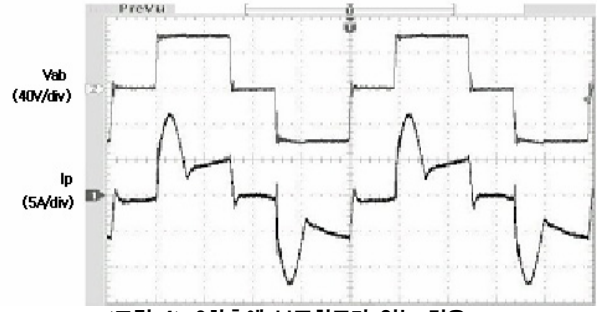
시간  $t_6$ 이후 반주기는 상기의 과정과 동일하다.

### 2.3 실험 결과

제안된 방식의 타당성을 검증하기 위하여 50kHz, 200W 급 영전압·영전류 위상이동 풀브리지 컨버터를 제작하여 실험하였다. 그림3-4는 변압기 1차측 전압·전류 파형을 나타낸다.



<그림 3> 2차측에 보조회로가 없는 경우 변압기 전압·전류 파형



<그림 4> 2차측에 보조회로가 있는 경우 변압기 전압·전류 파형

### 3. 결 론

본 논문에서는 2차측 결합인덕터와 보조커패시터를 이용한 영전압·영전류 풀브리지 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 2차측 결합인덕터와 보조커패시터를 이용함으로써 변압기 1차측 순환전류를 현저하게 저감하는 특징이 있었다.

그러나 본 실험의 시작품은 200W급의 다소 작은 용량으로 인하여 보조회로 추가시 높은 효율향상을 보이지 못하는 한계를 확인하였다. 앞으로 제안된 방식을 1kW급 이상의 대용량 컨버터에 적용을 통하여, 대용량 방식에 적합한 보조회로임을 추가적으로 확인할 예정이다.

### [참고 문헌]

- [1]H. Loveday-Weene and A. Chris-Wright, "A 1kW, 500kHz front-end converter for a distributed power supply system", in proc. IEEE APEC'89, 1989, pp. 423-432.
- [2]J.-G. Cho, J.-W. Baek, C.-Y. Jeong, and G.-H. Rim, "Novel zero-voltage and zero current switching full-bridge pwm converter using a simple auxiliary circuit", IEEE trans. Ind. Appl., vol. 35, no. 1, pp. 15-20, Jan./Feb. 1999.
- [3]E.-S. Kim, K.-Y. Joe, M.-H. Kim, and B.-D. Yoon, "An improved soft switching PWM FB dc-dc converter for reducing conduction loss", IEEE trans Power Electron., vol 14, no. 2, pp. 258-264, Mar. 1999.
- [4]배진용, 김용, 백수현, 김필수, 권순도, "2차측 결합인덕터를 이용한 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터에 관한 연구", 대한전기학회 논문지, pp. 258~265, 2002.