

2차측 보조 회로를 이용한 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터에 관한 연구

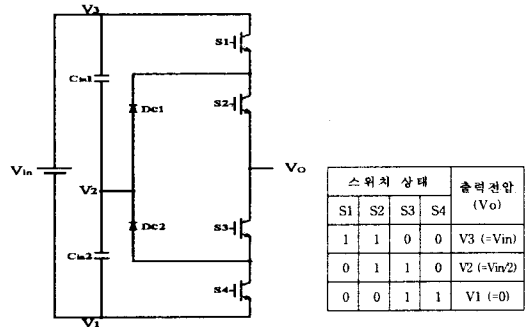
배진용* . 김 용* . 권순도** . 김필수** . 이은영**
 *동국대학교, **대림대학

A Study on the Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Three Level DC/DC Converter using Secondary Auxiliary Circuit

Jin-Yong Bae* . Yong Kim* . Soon-Do Kwon** . Pll-Soo Kim** . Eun-Young Lee**
 *Dongguk University, **Daelim College

Abstract - A ZVZCS(Zero-Voltage and Zero-Current-Switching) Three Level DC/DC Converter is presented to secondary auxiliary circuit. The converter presented in this paper used a phase shift control with a flying capacitor in the primary side to achieve ZVS for the outer switch. A secondary auxiliary circuit, which consists of one small capacitor and two small diode, is added in the secondary to provides ZVZCS conditions to primary switches, and aids to clamp secondary rectifier voltage. The auxiliary circuit includes neither lossy component nor addition active switch, which makes the proposed converter efficient and effective. The principle of operation, feature, and design considerations are illustrated and verified through the experiment with a 500W 50kHz prototype converter.

의해 구성되며, 각 스위치의 스위칭 상태에 따라 서로 다른 출력 전압이 나타나게 된다.



1. 서 론

일반적으로 IGBT는 BJT에 비해서 구동이 간편하고 고주파 스위칭이 가능하기 때문에 전력변환 장치에 널리 사용되어 왔다. 초기의 IGBT는 도통 전압이 높은 단점을 가지고 있었으나 최근의 IGBT는 도통전압이 크게 감소하여, 대용량 응용분야에는 IGBT가 고가의 MOSFET를 대부분 대체하고 있다. 그러나, IGBT는 턴오프시 꼬리(tail) 전류가 생기는 문제로 최대 동작 주파수가 20~30kHz로 제한되는 단점이 있다. IGBT의 스위칭 주파수를 높이기 위해서는 스위치의 턴오프시 발생하는 스위칭 손실을 줄이는 것이 필요한데 스위칭 양단에 비교적 큰 커패시터를 부착한 상태에서 영전압 스위칭(ZVS)을 하거나, 영전류 스위칭(ZCS)으로 이 문제를 해결할 수 있다.[1][2][3] 영전류 스위칭의 경우 턴오프 하기 이전에 소수 캐리어가 완전히 제거되어 꼬리 전류가 없어지기 때문에 더욱 바람직하다고 할 수 있다. 제안된 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터는 1차측에 Three Level 결선하고 여기에 위상이동 스위칭 방법과 Flying 커패시터(Css)를 이용하여 영전압 스위칭을 한다. 또한 2차측에 한 개의 커패시터와 두 개의 다이오드를 이용한 간단한 보조회로를 부가함으로써, 영전류 스위칭이 가능할 뿐만 아니라 2차측의 전압 클램핑 작용도 하기 때문에 도전손실이 현저히 저감됨을 확인할 수 있었다. 제안된 컨버터는 기존의 풀 브리지 컨버터에 비하여 스위칭 손실이 적으므로 고전압 응용 분야에 적합하다. 또한 보조회로에 능동 스위치나 손실성 소자가 없기 때문에 고효율 저비용을 이룰 수 있다.

그림 1. Three Level 결선 및 스위치 상태에 따른 출력 전압

그림 2는 2차측 보조회로를 이용한 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터를 나타낸다. 제안된 컨버터는 ZVS Three Level 컨버터와 매우 유사하다. 그러나 주된 차이점은 Flying 커패시터(Css)가 있으며, 위상이동방식으로 동작시 스위치 S1과 S4가 영전압 스위칭을 돕는 역할을 한다. 또한 2차측에 한 개의 커패시터와 두 개의 다이오드를 이용한 간단한 보조회로를 사용하였으며, 이는 1차측 스위치 S2와 S3가 영전류 스위칭(ZCS)을 할 뿐만 아니라 2차측 전압 클램핑 작용을 하기 때문에 컨버터 효율을 향상시킬 수 있다.

2. 본 론

2.1 제안된 회로

그림 1은 Three Level 결선을 나타낸다.[4] Three Level 결선은 4개의 스위치, 2개의 다이오드, 2개의 커패시터에

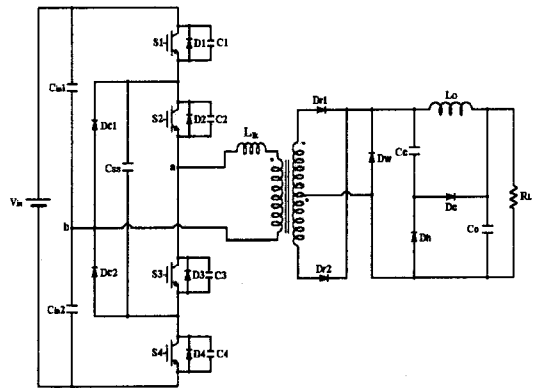


그림 2. 제안된 ZVZCS Three Level DC/DC컨버터

2.2 이론적인 파형 및 동작특성

그림 3과 그림 4는 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가회로를 나타낸다. 제안된 회로는 반주기에 6개의 모드를 가지고 있으며, 거의 50%의 듀티 주기마다 위상 이동방식의 스위칭 형태로 동작한다. 위상이동은 스위치 S1과 S2, S3와 S4사이에서 일어난다.

모드별 정상상태 해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 1) 모든 소자는 이상적이다.
- 2) C_{in} 양단의 리플 전압은 무시한다.
- 3) 변압기 2차측의 누설 인덕턴스는 무시한다.
- 4) 출력인덕터 L_o 은 변압기 1차측 누설인덕터 L_{lk} 보다 충분히 큰 값이고, L_o 에 흐르는 전류는 항상 일정하다.

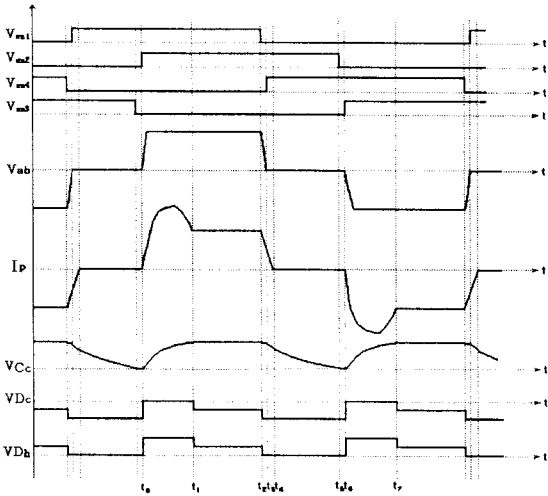
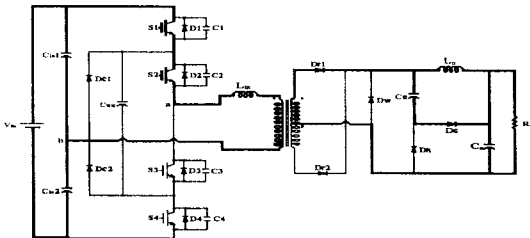
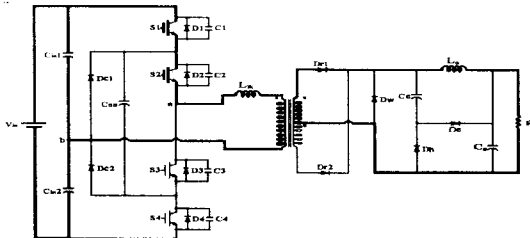


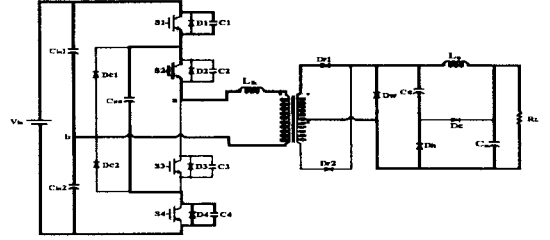
그림 3. 회로 각부 파형 (이론치)



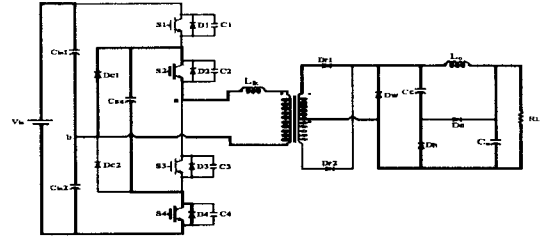
MODE I ($t_0 \sim t_1$)



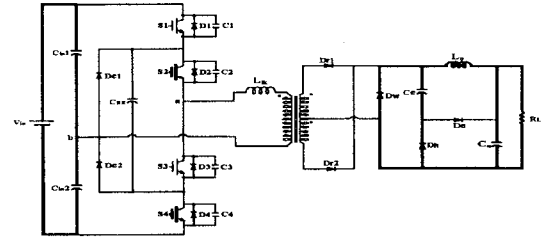
MODE II ($t_1 \sim t_2$)



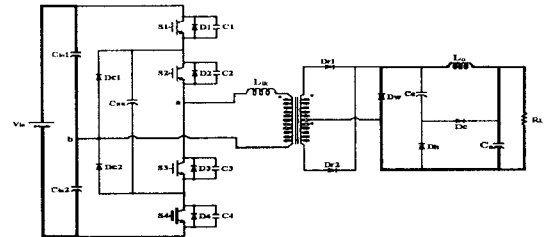
MODE III ($t_2 \sim t_3$)



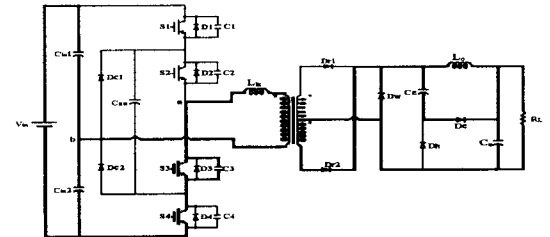
MODE IV ($t_3 \sim t_4$)



MODE V ($t_4 \sim t_5$)



MODE VI ($t_5 \sim t_6$)



MODE VII ($t_6 \sim t_7$)

그림 4. 제안된 회로의 모드별 동작

1) 모드 I : $t_0 \leq t \leq t_1$

스위치 S1과 S2의 턴온시 입력 전력이 출력측으로 전달되고, 2차측의 보조 커패시터(C_c)와 보조 다이오드(D_b)를 통하여 보조 커패시터는 충전된다. 보조 커패시터(C_c)는 1차측의 누설 인덕턴스(L_{lk})와 공진을 일으키므로 도전 손실이 저감된다. 그림 5의 모드별 등가회로에서 1차측의 변압기 전류(I_p)와 보조 커패시터(C_c)의 전압(V_{Cc})과 전류(I_c)는 다음과 같이 된다.

$$I_p(t) = nI_o(1 - \cos \omega_a t) - \frac{Vin/2 - V_o/n}{Z_n} \sin \omega_a t + nI_o \quad (1)$$

$$I_c(t) = nI_o - I_p(t) \quad (2)$$

$$V_{Cc}(t) = \frac{V_o}{2}(1 - \cos \omega_a t) - n^2 Z_n I_o \sin \omega_a t \quad (3)$$

여기서

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_{lk}}{n^2 C_c}}, \quad \omega_a = \frac{1}{\sqrt{n^2 L_{lk} C_c}}$$

2) 모드 II : $t_1 \leq t \leq t_2$

보조 커패시터(C_c)와 보조 다이오드(D_b)는 2차측 전압을 출력전압(V_o)로 클램핑하는 역할을 하므로 보조 커패시터(C_c)의 전압은 출력전압의 크기만큼 충전되는 구간이다. 따라서 1차측 전력은 2차측의 L_o , C_o 필터를 통하여 출력측으로 전달된다.

3) 모드 III : $t_2 \leq t \leq t_3$

모드 II에서 스위치 S1이 턴오프되면 변압기 1차측에 흐르는 전류는 변압기의 1차측 인덕턴스에 의하여 계속적인 흐름을 유지하려 한다. 따라서 스위치 S4의 커패시터를 방전시키고, 내장 다이오드를 도통시키므로, 스위치 S4는 영전압 스위칭이 된다. 그림 5의 모드별 등가회로에서 변압기 양단 전압(V_{ab})과 전류(I_p), 보조 커패시터(C_c)의 전압(V_{Cc})은 다음과 같이 된다.

$$V_{ab}(t) = \frac{nI_o}{\omega_b} \left(\frac{1}{\omega_b^2} - \frac{1}{Cl} \right) \sin \omega_b t - \frac{nI_o}{\omega_b} t + 2V_{LO} \quad (4)$$

$$I_p(t) = nI_o \left(1 - \frac{Cl}{\omega_b^2} \right) \cos \omega_b t + \frac{Cl}{\omega_b^2} nI_o \quad (5)$$

$$V_{Cc}(t) = -\frac{I_o Cl}{C_c \omega_b^2} \sin \omega_b t + \frac{I_o Cl}{C_c \omega_b^2} + 2V_{LO} \quad (6)$$

여기서

$$\omega_b = \sqrt{\frac{n^2 C_c + Cl}{n^2 L_{lk} C_c Cl}}$$

이 모드 끝에 1차측 전류를 I_a , 2차측 전압을 V_a 라고 정의한다.

4) 모드 IV : $t_3 \leq t \leq t_4$

스위치 S4가 영전압 스위칭 조건에서 턴온되고 동시에

변압기 1차측에 흐르는 전류는 Three Level 다이오드(D_{c1})을 통하여 계속적인 흐름을 유지한다. 1차측에서 2차측으로 전달되는 전력이 감소하므로, 2차측의 보조 커패시터(C_c)의 에너지는 보조 다이오드(D_b)를 통하여 출력측으로 방전한다. 그림 5의 모드별 등가회로에서 1차측의 변압기 전류(I_p)와 보조 커패시터(C_c)의 전압(V_{Cc})은 식(7)과 식(8)과 같이 된다.

$$I_p(t) = (I_a - nI_o) \cos \omega_a t - \frac{V_a}{nZ_n} \sin \omega_a t + nI_o \quad (7)$$

$$V_{Cc}(t) = n(I_a - nI_o) \cos \omega_a t - \frac{V_a}{n} \cos \omega_a t \quad (8)$$

이 모드의 끝에서 1차측 전류는 거의 0이 되며, 2차측 전압을 V_b 라고 정의한다.

5) 모드 V : $t_4 \leq t \leq t_5$

스위치 1차측에 누설 인덕턴스(L_{lk})의 에너지가 모두 소모되면, 1차측 변압기에는 전류와 전압의 흐름이 없다. 따라서 2차측 보조 커패시터(C_c)의 에너지는 보조 다이오드(D_b)를 통하여 부하로 방전되고, 동시에 출력 인덕터(L_o)의 에너지는 환류다이오드(D_w)를 통하여 부하로 전달된다. 그림 5의 모드별 등가회로에서 보조 커패시터(C_c)의 전압(V_{Cc})은 식(9)와 같이 된다.

$$V_{Cc}(t) = -\frac{I_o}{C_c} t + V_b \quad (9)$$

6) 모드 VI : $t_5 \leq t \leq t_6$

스위치 S2가 턴오프되는 구간으로 모드 5에서 보조 커패시터의 에너지가 모두 방전되며, 따라서 2차측 보조회로의 전류 흐름은 없고, 전력은 2차측의 L_o , C_o 필터를 통해 부하로 방전된다.

7) 모드 VII : $t_6 \leq t \leq t_7$

스위치 S3가 턴온되면, 변압기를 통하여 2차측으로 에너지가 전달된다. 2차측의 보조 커패시터(C_c)와 보조 다이오드(D_b)를 통하여 보조 커패시터는 충전되고, 보조 커패시터(C_c)는 1차측의 누설 인덕턴스(L_{lk})와 공진을 일으키며, 모드 1과 같은 동작을 한다.

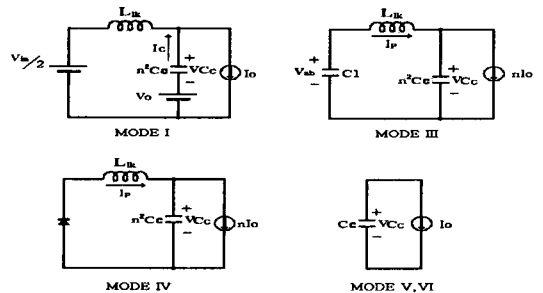


그림 5. 모드별 등가회로

2.3 실험 결과

제안된 방식의 타당성을 검증하기 위해 50kHz, 500W ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터를 제작하여 실험하였다. 표 1은 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표1. 하드웨어 제작에 사용된 소자의 회로 파라미터

입력전압	300 V
출력전압	48 V
부하저항	5 Ohm
주 변압기	EE5530. MAGNETICS 26 : 8 $L_{lk} = 8\mu\text{H}$
입력단 커패시터 (C_{in})	100 μF
Flying 커패시터	100 μF
주 스위치	SM2GN50N S60. SAMSUNG
2차측 다이오드	DEXI 2X61. IXYS
Flying 커패시터	0.47 μF
출력단 인덕터 (L_o)	30 μH
출력단 커패시터(C_o)	900 μF
스위칭 주파수 (f)	50 kHz

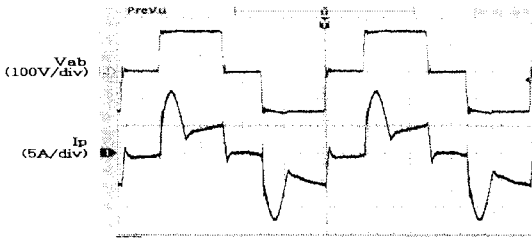


그림 7. 2차측에 보조 회로가 있는 경우 변압기 전압 전류 파형

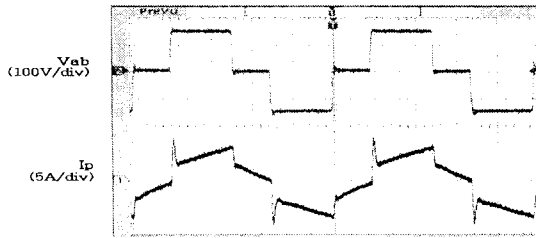


그림 8. 2차측에 보조 회로가 없는 경우 변압기 전압 전류 파형

그림 7은 2차측에 보조회로가 있는 경우이며, 그림 8은 2차측에 보조회로가 없는 경우 1차측 변압기 전압(V_{ab}) 전류(I_p) 파형을 나타낸다. 2차측에 보조회로가 없는 경우 효율이 88%인데 비하여 2차측에 보조회로가 있는 경우 효율이 92.7%로 도전손실이 저감됨을 확인할 수 있었다. 제안된 컨버터에서는 스위치 S1과 S4는 영전압 스위칭을 하고, 스위치 S2와 S3는 영전류 스위칭을 한다. 그림 9는 스위치 S1의 영전압 스위칭 파형을 나타내고, 그림 10은 스위치 S3의 영전류 스위칭 파형을 나타낸다. 그림 11은 2차측 보조 커패시터(C_c)와 보조 다이오드(D_h)의 전압 파형을 나타낸다.

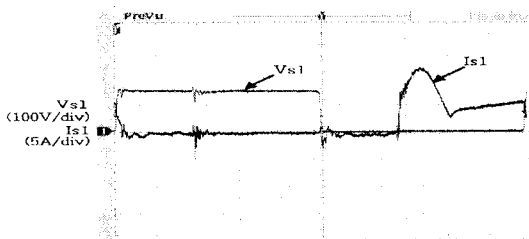


그림 9. 스위치 S1의 영전압 스위칭(ZVS) 파형

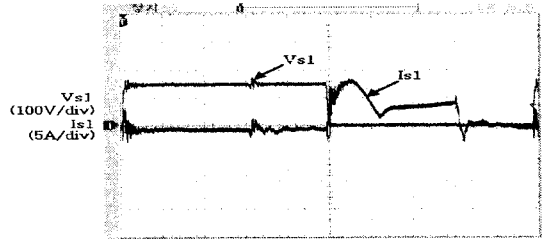


그림 10. 스위치 S3의 영전류 스위칭(ZCS) 파형

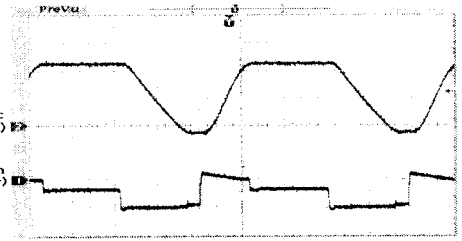


그림 11. 보조 커패시터(CC)와 보조 다이오드(Dh) 전압

3. 결 론

본 논문에서는 2차측에 보조회로를 이용한 ZVZCS Three Level DC/DC 컨버터를 제안했다. 1차측에는 Three Level 결선하고 여기에 위상이동 스위칭 방법과 Flying 커패시터(C_{SS})에 의하여 스위치 S1과 S4가 영전압 스위칭을 한다. 또한 2차측에는 간단한 보조회로를 부가함으로써, 스위치 S2와 S3의 영전류 스위칭이 가능할 뿐만 아니라 2차측의 전압 클램핑 작용도 하기 때문에 도전손실이 현저히 저감됨을 확인할 수 있었다. 제안된 컨버터는 기존의 풀 브리지 컨버터에 비하여 스위칭 손실이 적고, 고전압 응용 분야에 적합하다. 또한 보조 회로에 손실성 소자나 능동 스위칭 소자가 필요하지 않기 때문에 제작이 편리하고 높은 효율을 얻을 수 있어 대전력 응용에 적합하다.

[참 고 문 헌]

- [1] J. G. Cho, 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 Transactions on Industry applications, Vol. 35, No. 1, January/February 1999.
- [2] J. G. Cho, C. Y. Jeong and Fred C. Lee, "Zero Voltage and Zero Current-Switching Full Bridge Converter Using Secondary Active Clamp", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, July 1998.
- [3] Eun-Soo Kim, Kee-Yeon Joe, Soon-Gu Park, "An Improved ZVZCS PWM FB DC/DC Converter Using the Modified Energy Recovery Snubber", The Proceedings of The APEC'2000, pp. 119~124, February 2000
- [4] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, and Fred C. Lee, "A Zero Voltage and Zero Current Switching Three Level DC/DC Converter", The Proceedings of The APEC'2000, pp. 314~315, February 2000