

# 차단전압 균형과 넓은 부하범위를 갖는 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터

송인호\* 유상봉 서범석 현동석  
한양대학교 전기공학과

A Novel Three-Level ZVS PWM Inverter Topology for High-Voltage DC/DC Conversion Systems with Balanced Voltage Sharing and Wider Load Range

In-Ho Song\* Sang-Bong Yoo Bum-Seok Suh Dong-Seok Hyun  
Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

**Abstract** - As the Three-level ZVS-PWM DC-DC converter operates likewise full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter and the blocking voltage of each switching device is a half of the DC-link voltage, it is suitable for the high input voltage applications. However, it has some problems as follows; The blocking voltage of each devices is unbalanced and it causes the power losses of the inner switching devices to be increased. Also, it has narrow load range so that the switching losses and the efficiency are reduced as it goes to the light load.

This paper presents a novel Three-level ZVS-PWM DC-DC converter, which can reduce the overvoltage of the outer switches, eliminate the unbalance of the voltage sharing between the switches at turn-off due to the stray inductances, and operate from no load to full load. The characteristics and the performances of the proposed Three-level ZVS-PWM DC-DC converter are verified by simulation and experimental results

## 1. 서론

일반적으로 풀브리지 ZVS PWM DC/DC 컨버터가 DC를 DC로 변환시키는 시스템에 있어서 가장 적절한 구조로 알려져 있다. 그러나, 풀브리지 구조에 있어서 각 스위칭 소자는 DC 입력전압을 모두 차단전압으로 감당해야 하기 때문에 높은 DC 입력전압을 갖는 분야에서는 소자의 정격을 높이기 위해 스위칭소자를 직렬연결하여 사용하여 왔다. 스위칭소자의 직렬연결시 각 소자의 내재적인 특성이 다르기 때문에 스위칭동작의 동기화가 어렵고 여러 문제점이 발생하게 된다. 이에 풀브리지 ZVS PWM DC/DC 컨버터와 같은 특성을 가지면서 DC 입력전압의 반을 스위칭 소자의 차단전압으로 갖는 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터는 높은 입력전압을 갖는 DC/DC 변환시스템에 있어서 좋은 대안이라 할 수 있다 [1]. 그러나, 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터는 내측소자의 과전압으로 인한 내외측소자간의 차단전압 불균형과 좁은 부하범위의 문제점을 갖는다. 이러한 문제들은 철도차량과 같은 고압, 대용량의 시스템에서 더욱 두드러진다 [2]. 차단전압 불균형의 문제를 해결하기 위해서 병렬로 큰 커패시터를 연결하거나 각 스위칭소자에 큰 값의 저항을 사용한다. [3], [4]. 그러나 전자의 경우 미리 커패시터를 충전시켜야 하고, DC-링크 커패시터와 같은 큰 전해 커패시터를 사용해야 하는 단점이 있으며, 후자의 경우 무손실 스너버 회로의 장점이 없어지고, 부가적인 소자가 들어가는 단점이 있다.

본 논문에서는 스너버 커패시터의 크기와 값을 줄이면서 각 스위칭소자간의 차단전압 균형과 모든 부하영역에

서 영전압 스위칭 동작의 특성을 갖는 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터 구조를 제시한다. 먼저 기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터의 문제점을 자세히 설명하고, 이러한 문제점을 해결 할 수 있는 새로운 3-레벨 구조의 특성을 고찰한다.

## II. 기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터

그림 1은 부유인덕턴스를 고려한 기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터이다.  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$ ,  $L_{S3}$ 는 DC-링크와 스위치 사이에 존재하는 부유인덕턴스를 나타낸 것이다.

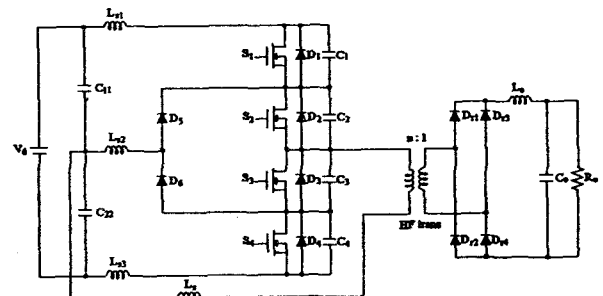
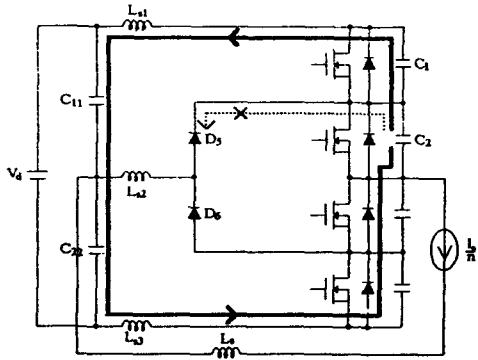


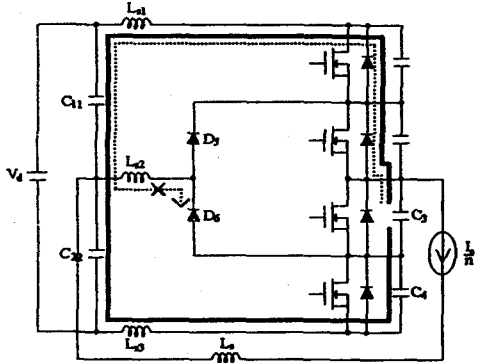
그림 1 부유인덕턴스의 영향을 고려한 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터

### A. 내외측 소자간의 차단전압불균형

부유인덕턴스는 스위칭소자의 턴-오프 시 스위치 양단에 과전압을 야기한다. 외측소자 ( $S_1, S_4$ )의 턴-오프 시 각 소자의 차단전압은 브랜치다이오드  $D_2, D_6$ 에 의해서 항상  $Vd/2$ 로 제한된다. 내측소자의 턴-오프시  $S_2, S_3$ 의 차단전압은 과전압이 방전할 독립적인 경로를 갖지 못하기 때문에  $Vd/2$ 보다 큰 상태에서 그림 2와 같이 전체경로를 따라 방전한다. 따라서, 내외측소자간에 차단전압 불균형이 발생한다. 고압, 대용량 시스템의 경우에는 내측소자의 손실이 더욱 증가하게 되며 따라서, 시스템의 신뢰도를 저하시키는 결과를 초래한다. 부유인덕턴스의 영향을 살펴보기 위한 시스템 파라미터 값은 입력전압  $Vd=600V$ , 출력전압  $V0=60V$ , 출력전류  $I0=30A$ , 스위칭주파수  $fs=50kHz$ , 턴수비  $n=3$ , 공진인덕턴스  $Ls=23\mu H$ , 스너버커패시턴스  $C1=C2=C3=C4=4nF$ , 부유인덕턴스  $Ls1=Ls2=Ls3=0.2\mu H$  이다. 그림 3은 시뮬레이션 결과를 보여 주고 있다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 부유인덕턴스  $Ls2$ 는 내측소자에 과전압을 유기하면서  $Vc1$ 과  $Vc2+Vc3$ 을 낮춘다. 그리고  $C2 \rightarrow C1 \rightarrow Ls1 \rightarrow C11 \rightarrow C22 \rightarrow Ls3 \rightarrow D6 \rightarrow D5$ 의 방전 경로와  $C11 \rightarrow Ls1 \rightarrow C1 \rightarrow C2 \rightarrow S3 \rightarrow S4 \rightarrow Ls3 \rightarrow C22$ 의 충전경로를 가지면서 차단전압 불균형 상태가 계속 지속된다.



(a) 스위치 S2의 턴-오프 경우



(b) 스위치 S3의 턴-오프 경우

그림 2 내외측소자간의 차단전압 불균형

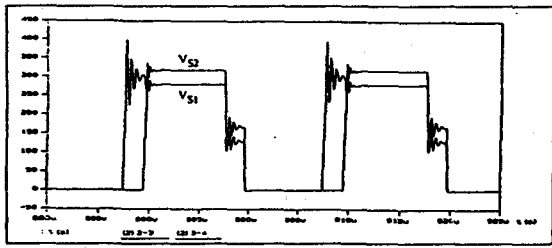


그림 3 부유인덕턴스를 고려한 기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터의 내외측 스위치 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>의 차단전압 시뮬레이션 파형

**B. 제한된 부하범위**

3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터는 영전압 스위칭 동작을 하기 위한 최소의 부하전류를 요구한다. 내측 스위칭소자 S<sub>2</sub>(S<sub>3</sub>)가 턴-오프 할 때 커패시터 C<sub>2</sub>(C<sub>3</sub>)는 V<sub>d</sub>/2까지 충전되어야 하며, C<sub>3</sub>+C<sub>4</sub>(C<sub>1</sub>+C<sub>2</sub>)는 S<sub>3</sub>과 S<sub>4</sub>(S<sub>1</sub>과 S<sub>2</sub>)스위치의 영전압 턴-온을 확보하기 위해 영전압으로 방전하여야 한다. 영전압 스위칭 동작을 위한 최소전류는 식 (1)로 주어진다.

$$I_{\min} = \sqrt{\frac{1.5C}{L_s} \frac{V_d}{2}} \quad (1)$$

그림 4는 45%의 부하상황에서 컨버터 출력전압과 I<sub>LS</sub> 전류의 시뮬레이션 파형이다. S<sub>2</sub>(S<sub>3</sub>) 스위치의 턴-오프시 V<sub>C2</sub>(V<sub>C3</sub>)전압이 V<sub>d</sub>/2까지 상승하지 못하고, V<sub>C3</sub>+V<sub>C4</sub>(V<sub>C1</sub>+V<sub>C2</sub>)전압이 영전압으로 되기 전에 S<sub>3</sub>과 S<sub>4</sub>(S<sub>1</sub>과 S<sub>2</sub>)스위치가 턴-온된다. 따라서 영전압 스위칭이 확보되지 못하므로 경부하로 갈수록 손실이 증가하고, 효율이 떨어진다.

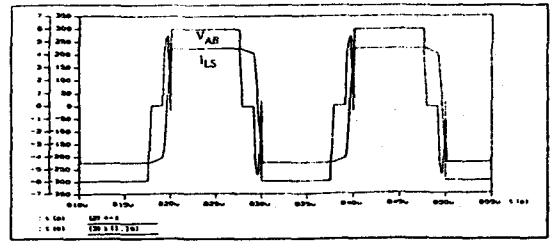


그림 4 컨버터 출력전압 (V<sub>ab</sub>)와 출력전류 (I<sub>LS</sub>)의 시뮬레이션 파형 (45% 부하조건)

**III. 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터**

본 논문에서는 부유인덕턴스로 인한 내외측소자간의 차단전압 불균형문제를와 좁은 부하범위의 문제를 해결하기 위해 그림 5와 같은 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 3개의 턴-오프 스위치 커패시터 (C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>)와 2개의 공진 인덕터 (L<sub>3</sub>, L<sub>p</sub>)로 이루어져 있으며 모든 조건은 기존의 것과 동일하다.

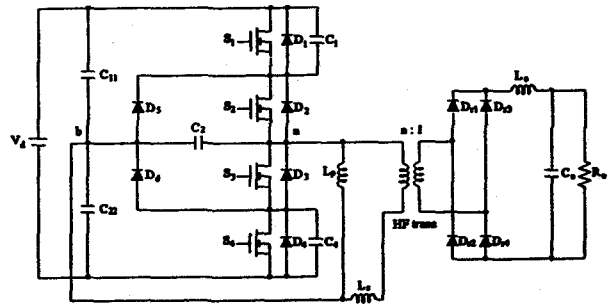


그림 5 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터 회로

**A. 기본동작**

회로의 동작설명을 위하여 모든 소자는 이상적이라고 가정하고, 출력단은 전류원으로 생각한다. 각 소자의 전압, 전류파형과 스위칭동작을 그림 6에 제시하였다. 그림 7에 각 동작모드를 보였으며 상세한 설명은 다음과 같다.

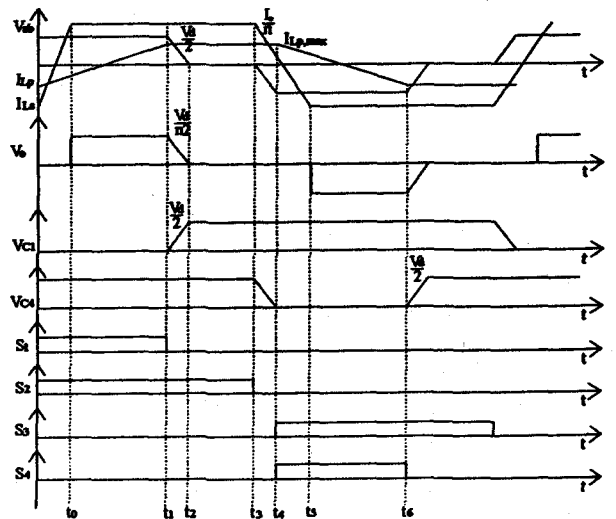
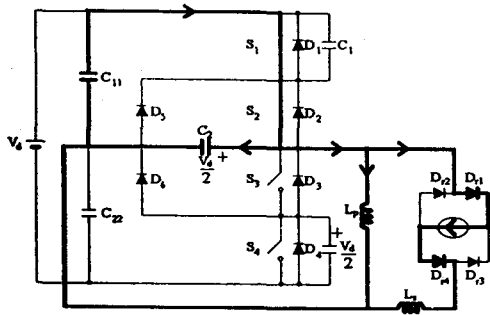
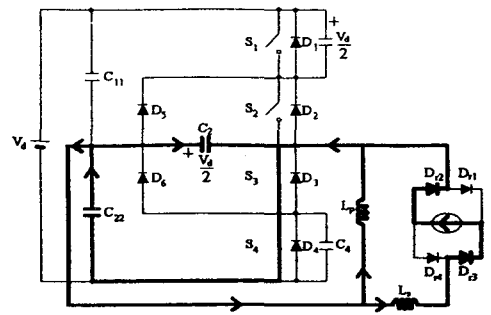


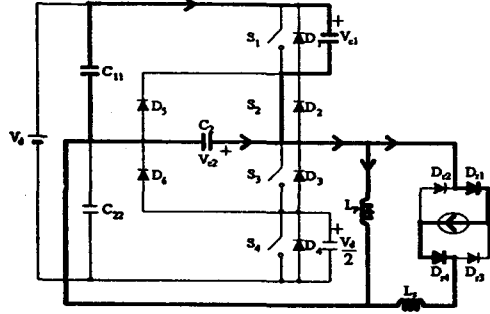
그림 6 스위칭 신호에 따른 전압, 전류 파형



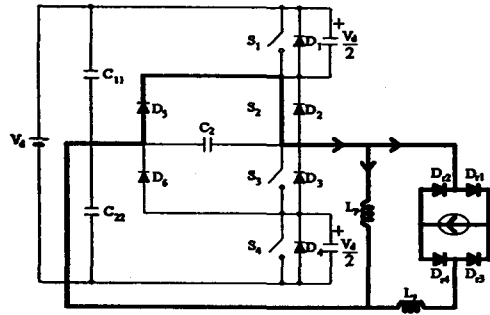
(a) Mode 1



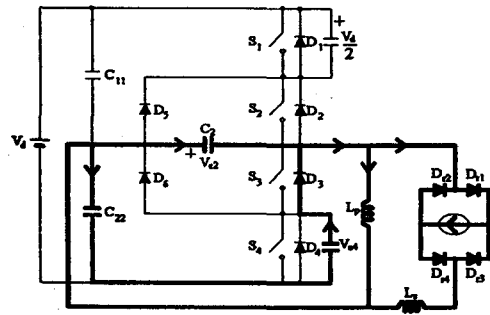
(f) Mode 6



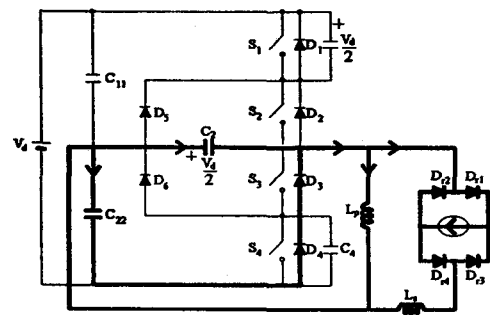
(b) Mode 2



(c) Mode 3



(d) Mode 4



(e) Mode 5

그림 7 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터의 각 동작 모드

a) Mode 1 ( $t_0-t_1$ )

$I_{LS}$ 가 부하전류에 도달하면서 전력이 윗단의 커패시터로부터 부하로 전달된다.  $I_{LP}$ 는 선형적으로 증가하고  $V_{C2}$ 와  $V_{C4}$ 는 각각  $V_d/2$ 를 유지한다.

b) Mode 2 ( $t_1-t_2$ )

$S_1$  스위치가 턴-오프되면서 Mode 2가 시작된다.  $V_{C1}$ 이 영에서  $V_d$ 까지 증가할 때  $V_{C2}$ 은  $V_d/2$ 에서 영전압으로 감소한다.  $V_{C4}$ 는  $V_d/2$ 를 계속 유지하고  $I_{LP}$ 는  $t_1$ 에서 최대값  $I_{LP,max}$ 에 도달한다.

c) Mode 3 ( $t_2-t_3$ )

$V_{C1}$ 이  $V_d/2$ 가 되면 브랜치다이오드  $D_3$ 가 도통하고 부하전류는 freewheeling한다. 이 기간동안 전압  $V_{ab}$ 는 영이 되므로 입력으로부터 에너지 전달은 없으며,  $I_{LP}$ 는  $I_{LP,max}$ 를 유지한다. 이 기간을 조절함으로써 PWM 동작을 수행한다. 즉 출력전압을 제어한다.

d) Mode 4 ( $t_3-t_4$ )

$t_3$ 에서 스위치  $S_2$ 는 턴-오프 되고  $V_{C2}$ 는  $V_d/2$ 로 상승하기 시작한다.  $V_{C4}$ 는 영전압까지 떨어지게 되고  $V_{C2}$ 가  $V_d/2$ 가 될 때 Mode 4가 끝난다.  $I_{LP}$ 와  $I_{LS}$ 는 선형적으로 감소하기 시작한다.

e) Mode 5 ( $t_4-t_5$ )

$I_{LS}+I_{LP}$ 가 다이오드  $D_3, D_4$ 를 통하여 흐르면서 선형적으로 감소하기 시작한다. 이때 스위치  $S_3, S_4$ 는 영전압과 영전류에서 턴-온된다.

f) Mode 6 ( $t_5-t_6$ )

$I_{LS}$ 가 부하전류에 이르렀을 때 에너지는 아랫단의 커패시터로부터 부하로 전달된다.

나머지 반주기의 동작은 위의 설명과 동일하다.

B. 내외측 소자간의 차단전압균형

그림 8에 부유인덕턴스를 고려한 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터 회로를 제시한다.

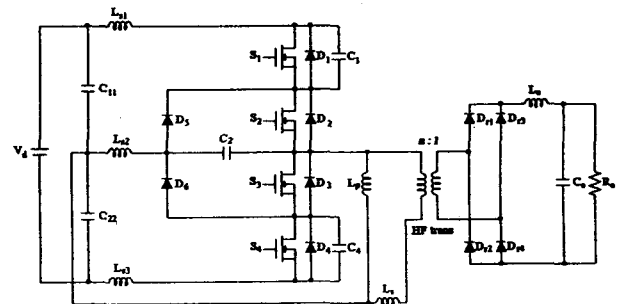
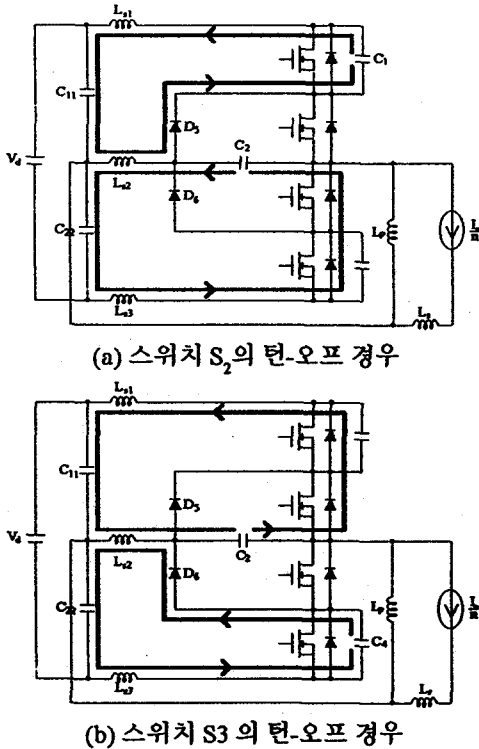


그림 8 부유인덕턴스의 영향을 고려한 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터

각 소자의 파라미터 값은 앞에서 제시한 값과 동일하다. 단 스너버커패시턴스  $C_1=C_2=C_3=3\mu F$ 이며, 병렬공진인덕턴스  $L_p=203\mu H$ 이다. 외측소자의 턴-오프 시 차단전압은 기존의 것과 동일하게  $V_d/2$ 로 제한된다. 그림 9에서 알 수 있듯이 내측 스위칭소자  $S_2, S_3$ 의 턴-오프 시  $V_{C2}$ 에 발생한 차단전압은 독립적인 경로를 가지고  $V_d/2$ 로 제한된다. 즉  $V_{S2}$ 와  $V_{S3}$ 의 전압은  $V_d/2$ 로 제한되며 내외측소자간에 차단전압 불균형도 발생하지 않는다. 그림 10에 시뮬레이션 결과를 제시하였다.



(a) 스위치  $S_2$ 의 턴-오프 경우

(b) 스위치  $S_3$ 의 턴-오프 경우

그림 9 내외측소자간의 차단전압 균형

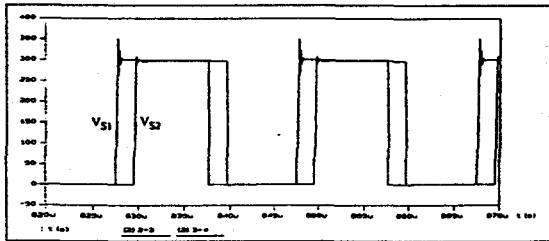


그림 10 부유인덕턴스를 고려한 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터의 내외측 스위치  $S_1, S_2$ 의 차단전압 시뮬레이션 파형

### C. 넓은 부하영역에서의 영전압 스위칭

무부하에서 전부하영역까지 영전압 스위칭을 하기 위해서는  $V_{C2}$  전압을  $V_d/2$ 까지 충전하기에 충분한 에너지가 있어야 한다. 컨버터 출력단에 병렬로 공진인덕터  $L_p$ 를 첨가하여 부하전류에 관계없이 항상 영전압 스위칭 동작을 확보하기 위한 최소전류를 흐르게 하여 무부하에서 전부하까지 모든 부하범위에서 영전압 스위칭을 확보함으로써 경부하에서 효율을 향상시킬 수 있다. 그림 11의 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 무부하 상태에서도  $L_p$ 전류에 의해 영전압 스위칭 동작을 함을 알 수 있다.

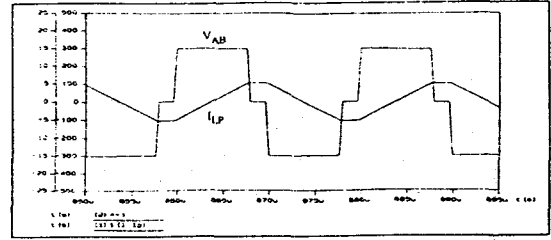


그림 11 무부하조건에서의 컨버터 출력전압 ( $V_{AB}$ )와 출력전류 ( $I_{LP}$ )의 시뮬레이션 파형

### IV. 출력특성과 영전압 스위칭동작 해석

그림 6의 출력파형에 의하면 출력전압은 식 (2)로 나타내며

$$V_o = \frac{2V_d(t_1 - t_0)}{2nT_s} \quad (2)$$

$t_0$ 는 식 (3)으로 결정되므로 출력전압은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$t_0 = \frac{4L_S I_o}{V_d} \quad (3)$$

$$V_o = \frac{V_d t_1}{nT_s} - \frac{4L_S I_o}{nT_s} \quad (4)$$

듀티비  $d$ 를 식 (5) 같이 정의하면 출력특성방정식은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$d = \frac{2t_1}{T_s} \quad (5)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{d}{n} - \frac{4L_S I_o f_s}{nV_d} \quad (6)$$

Mode 4에서  $V_{C2}$ 는 영전압에서  $V_d/2$ 까지 증가하고,  $V_{C4}$ 는 영전압까지 떨어져야만 영전압 스위칭동작이 가능하다.  $V_{C2}$ 의 전압은 식 (7)과 같다.

$$V_{C2} = \sqrt{\frac{L_S L_p}{(C_1 + C_2)(L_S + L_p)}} I_o \sin(\omega t) \quad (7)$$

$$\approx \sqrt{\frac{L_S}{C_1 + C_2}} I_o \sin(\omega t), (L_p) \ll L_S$$

$$\text{where } \omega = \sqrt{\frac{L_S L_p}{(C_1 + C_2)(L_S + L_p)}}$$

$S_3, S_4$  스위치가 턴-온되기 전에  $V_{C2}$  전압은  $V_d/2$ 가 되어야 한다.  $S_3, S_4$ 가 턴-온되는 시점에서  $V_{C2}$  전압이  $V_d/2$ 가 되도록 하는 부하전류를 영전압 스위칭확보를 위한 최소전류로 본다면,

$$I_{o, \min} = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_S}} \frac{V_d}{2} \quad (8)$$

영전압 스위칭확보를 위해서  $I_o > I_{o, \min}$ 를 만족해야 한다. 기존의 회로에서는 직렬공진 인덕터  $L_S$ 를 크게 함으로써  $I_{o, \min}$ 을 작게 하여 부하범위를 넓힐 수 있었으나  $L_S$ 에서의 전압강하를 크게 하여 출력전압을 감소시키며 컨버터내의 순환전류를 크게 하여 스위치의 정상상태손실을 크게 하는 단점이 있었다. 그러나, 병렬공진 인덕터  $L_p$ 를 첨가함을 통하여 영전압스위칭을 위한 최소전류를 확보함으로써 모든 부하영역에서 영전압스위칭 동작을 하면서도 위와 같은 문제들이 발생하지 않게되는 장점을 가진다.  $I_{o, \min}$  이상의 전류가 흐르게 하기 위한 최대의  $L_{p, \max}$  값은 식 (9)과 같이 표현된다.

$$L_{p, \max} = \frac{V_d(t_1 - t_0)}{4I_{o, \min}} = \frac{V_d}{4I_{o, \min}} \left\{ \frac{d}{2f_s} - \frac{4L_S I_o}{V_d} \right\} \quad (9)$$

## V. 실험결과

시뮬레이션 결과의 타당성을 살펴보기 위하여 시뮬레이션과 유사한 최적의 조건하에서 실험을 하였다. 스위칭 소자로는 MITSUBISHI사의 IGBT (CM200DY-12H)를 사용하였다. 그림 12와 그림 13에 기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터의 실험파형을 나타내었다. 그림 12의 실험파형을 통하여 알 수 있듯이 DC-링크와 스위치간의 부유 인덕턴스로 인해 내외측소자간에 차단전압 불균형이 나타남을 알 수 있다. 그림 13은 45%의 부하조건에서 수행한 실험결과이며 시뮬레이션결과와 동일함을 알 수 있다.

모든 조건이 동일한 상태에서 새로운 3-레벨 회로를 적용한 경우의 컨버터 출력전압 ( $V_{ab}$ )와 두개의 공진인덕터 전류 ( $I_{LS}, I_{LP}$ )의 실험파형과  $S_1, S_2$  스위치의 전압파형을 그림 14와 그림 15에 나타내었으며 또한 무부하 상황에서의  $V_{ab}$  전압과  $I_{LP}$  전류의 파형을 그림 16에 나타내었다. 병렬 공진인덕터의 전류에 의해 무부하상태에서도 영전압 스위칭 동작이 확보됨을 알 수 있다.

## VI. 결론

기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터가 갖는 문제점을 효과적으로 해결할 수 있는 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로의 동작과 특성을 설명하였으며 이론적 배경을 바탕으로 각 소자의 파라미터 값을 선정하여 시뮬레이션과 실험을 하였다. 새로이 제안한 회로는 스위칭소자의 전압정격을 올릴 수 있고, 내외측 소자간의 차단전압 균형을 이룰 수 있으며, 모든 부하범위에서 영전압 스위칭 동작이 가능한 특징을 가지므로 높은 입력전압을 갖는 DC/DC 변환 시스템에 효과적으로 적용될 수 있을 것으로 사료된다.

## VII. 참고문헌

- [1] J. R. Pinheiro, I. Barbi, "The Three-Level ZVS PWM Converter - A New Concept in High-Voltage DC-to-DC Conversion," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, vol.1, pp.173-178, 1992.
- [2] B. V. Borges, G. Gaciro, V. Anunciada, "A 6kW/4kV Input DC-DC High Frequency Parallel Resonant Converter for Railways Applications," *Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol.2, pp.747-752, 1995.
- [3] J. R. Pinheiro, I. Barbi, "WIDE ROAD RANGE THREE-LEVEL ZVS-PWM DC-TO-DC CONVERTER," *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp.171-177, 1993.
- [4] Y. S. Kim, B. S. Suh, D. S. Hyun, "A new N-level high voltage inversion system," *IEEE-IECON Conf. Rec.*, vol.2, pp.1252-1257, 1993.

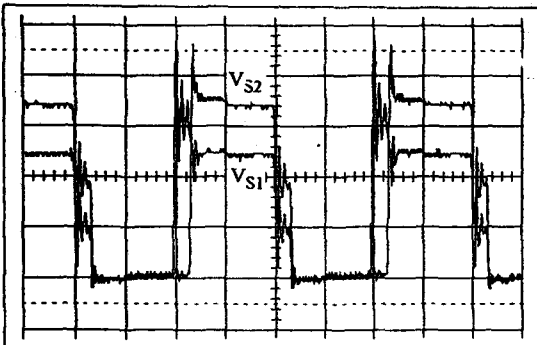


그림 12 부유인덕턴스를 고려한 기존의 3-레벨 ZVS PWM DC/DC 컨버터의 내외측 스위치  $S_1, S_2$ 의 차단전압 실험 파형 (100 V/div., 2 us/div.)

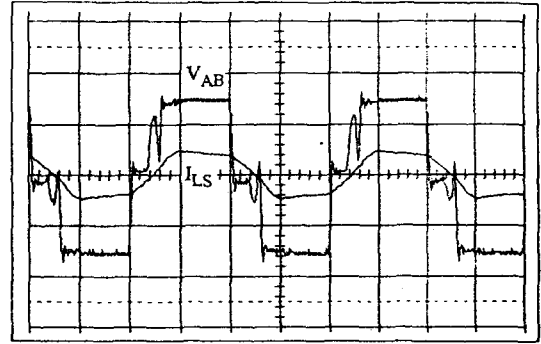


그림 13 컨버터 출력전압 ( $V_{ab}$ )와 출력전류 ( $I_{LS}$ )의 실험 파형 (45% 부하조건) (100 V/div., 10 A/div., 2 us/div.)

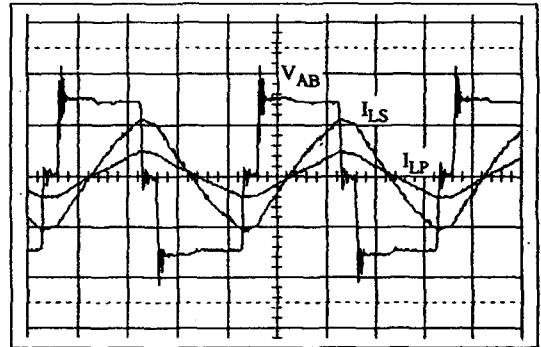


그림 14 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터의 출력전압 ( $V_{ab}$ )와 출력전류 ( $I_{LS}, I_{LP}$ )의 실험파형 (100 V/div., 10 A/div., 2 us/div.)

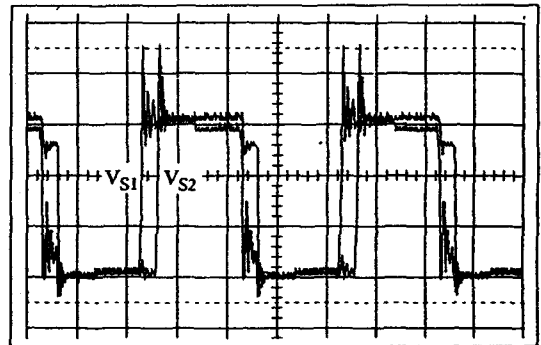


그림 15 부유인덕턴스를 고려한 새로운 3-레벨 ZVS PWM DC-DC 컨버터의 내외측 스위치  $S_1, S_2$ 의 차단전압 실험 파형 (100 V/div., 2 us/div.)

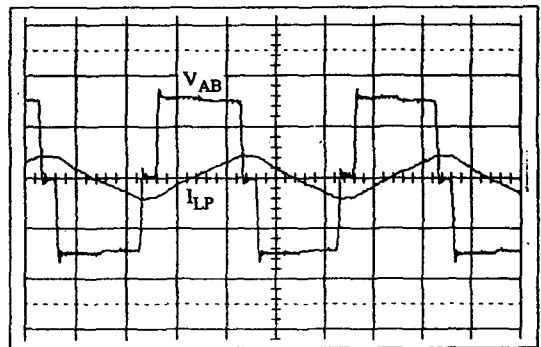


그림 16 무부하조건에서의 컨버터 출력전압 ( $V_{ab}$ )와 출력전류 ( $I_{LP}$ )의 실험 파형 (100 V/div., 10 A/div., 2 us/div.)