

전원분할 커패시터 용량변화에 따른 ZVS-HB형 DC-DC 컨버터의 특성해석

오 경섭<sup>\*,\*</sup>, 남 승식<sup>\*</sup>, 김 동희<sup>\*</sup>, 노 채균<sup>\*</sup>, 배 영호<sup>\*\*</sup>, 노 철균<sup>\*\*</sup>  
 \*영남 대학교 전자·정보공학부, \*\*경일 대학교

A Characteristic Analysis of ZVS-Half Bridge Type DC-DC Converter with Source Division Capacitor capacity variety

Kyeong-Seob Oh<sup>\*,\*</sup>, Seung-Sik Nam<sup>\*</sup>, Dong-Hee Kim<sup>\*</sup>, Chae-Gyun Ro<sup>\*</sup>  
 Yeong-Ho Bae<sup>\*\*</sup>, Chol-Gyun Ro<sup>\*\*</sup>

<sup>\*</sup>Yeungnam University, <sup>\*\*</sup>Kyungil University

**Abstract** - In this paper, DC/DC converter has been composed of a capacitor which has not only a source division function but a resonant function instead of a previous source division capacitor. In addition to the proposed circuit is introduced a soft switching technique (ZVS).

The proposed paper certified that theoretical waveforms are equal to experiment waveforms of power, output voltage, voltage ripple etc. and to be possible to control using division ratio.

1. 서 론

반도체 집적회로 기술의 비약적인 발달에 따라 전력용 반도체 스위칭 소자의 고속·대용량화가 가능해져 이들을 이용한 전원 장치들이 소형·경량화가 가능해졌다.

전원 장치의 고주파화는 스위칭 주파수에 따라 선형적으로 스위칭 손실이 증가하므로 스위칭 주파수를 높이는 데 제한을 받게 되는데, 이를 극복하기 위한 방법으로 공진형이 제안되고 있다. 이러한 공진형은 기존의 비공진형이 출력범위가 넓은 장점이 있지만 스위칭시에 스위치 양단에 인가되는 di/dt 및 dv/dt로 인한 스위칭 주파수에 비례하는 스위칭손실의 증가와 이에 따른 큰 스트레스로 고주파화에는 한계점이 있다. 따라서, 본 연구는 기존의 전원분할 기능만을 하는 전계 커패시터 대신에 전원분할 기능과 공진작용 기능을 함께 할 수 있는 ZVS-HB형 부하병렬공진 DC-DC 컨버터회로를 제안하여 전원분할 커패시터의 분할비에 따른 제 특성을 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하고 있다.

또, MOSFET를 이용한 실험장치를 제작하여 특성해석에서 얻은 이론치와 실험치를 비교 검토하여 특성해석의 정당성을 뒷받침하고 있다.

2. 특성 해석

2.1 회로구성

그림1은 전원분할기능 및 공진작용을 동시에 할 수 있는 DC-DC 컨버터의 주 회로도이다. 여기서, 공진용 커패시터 C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>를 접속함으로써 회로에서 최대전력 변환점 즉, 공진점은 부하공진용 커패시터(C)와 전원분할 커패시터(C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>)의 분할비(b<sub>1</sub>=b<sub>2</sub>=C<sub>1</sub>/C=C<sub>2</sub>/C)에 따라 변화하며, 분할비를 변화시킴으로써 서로 다른 최대출력을 얻을 수 있도록 되어 있다.

또, S<sub>1</sub>~S<sub>2</sub>는 자기 소호 기능을 가진 스위칭소자로 MOSFET, IGBT, Power SIT등의 적용이 가능하고 L, C는 공진용 리액터와 커패시터이며, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>는 공진형의 장점인 소프트 스위칭(ZVS, ZCS)용 커패시터이다. L<sub>o</sub>, C<sub>o</sub>는 평활용 리액터와 커패시터이며, D<sub>1</sub>~D<sub>2</sub>는 회생용 역병렬 다이오드이며, D<sub>3</sub>~D<sub>6</sub>는 브리지로 구

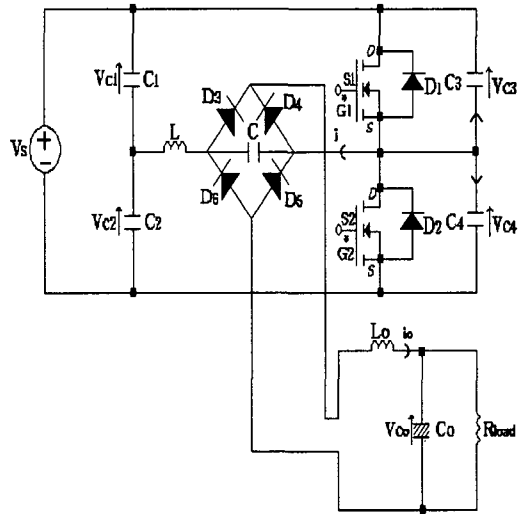


그림 1. 전원분할 및 공진작용 기능을 동시에 갖는 ZVS-HB형 DC-DC컨버터

성된 전파정류용 다이오드로 역회복 시간이 짧은 고속형 다이오드를 사용하였다. 회로의 동작은 구동용 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>) 및 다이오드(D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>)의 온·오프 동작과 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>) 양단의 ZVS용 커패시터(C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>)의 충·방전에 의하여 6개의 동작모드로 구성되며, 회로의 특성상 안정동작을 위하여 유도성 영역에서 운전하여야 한다.

2.2 회로 해석

본 회로의 해석에 다음과 같은 가정을 설정하였다.

- i) 반도체 스위칭소자 및 다이오드는 이상 스위치이다.
- ii) 배선의 손실과 커패시터와 리액터는 무손실의 이상적인 소자이다.
- iii) 전압원은 리플성분이 영인 직류 전원으로 한다.
- iv) 부하는 저항부하로 한다.

이상의 가정에 따라 해석을 하며, 회로 상태변수의 기호 및 기준방향은 그림1에 나타낸 것을 정방향으로 하였으며, 표1은 회로의 동작시 나타나는 스위치상태를 나타내고 있다. 또, 회로해석의 범용성을 부여하기 위하여 표2의 무차원화 파라미터를 도입하였다. 여기서, X\*는 무차원화 상태변수, A\*는 시스템부, B\*는 전원제어부를 나타내는 행렬변수이다. 식(1)은 각 모드의 무차원화 상태

방정식을 나타내고 있다.

그리고, 회로의 파라미터( $\mu$ ,  $a_0$ ,  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$ )를 임의의 스텝으로 증가시키면서 공진용 커패시터의 전압극성에 따라 모드관정을 하였다.

$$dX^*/dZ = 4\pi/\mu \cdot A^*X^* + 4\pi/\mu \cdot B^* \quad (1)$$

$$X^*(z) = [i^*(z), i_o^*(z), V_{c_1}^*(z), V_{c_2}^*(z), V_{c_3}^*(z), V_{c_4}^*(z), V_{c_0}^*(z)]^T$$

$$B^* = [1/2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

따라서, 각 모드에 따른 식( $A^*$ ,  $B^*$ )은 다음과 같다.

**M.1**

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

$$B^* = [+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

**M.2**

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

$$B^* = [+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

**M.3**

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

$$B^* = [+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

**M.4**

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

$$B^* = [+1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

**M.5**

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

$$B^* = [-1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

**M.6**

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ +1/8b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1/8b_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

$$B^* = [-1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

표 1. 동작모드별 스위치상태

	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	D <sub>3</sub>	D <sub>4</sub>	D <sub>5</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>3</sub>	C <sub>4</sub>	
M.1	off	off	off	off	on	off	on	off	충전	충전	0	V <sub>s</sub>
M.2	off	off	on	off	on	off	on	off	충전	충전	0	V <sub>s</sub>
M.3	on	off	off	off	off	on	off	off	충전	충전	0	V <sub>s</sub>
M.4	off	off	off	off	off	on	off	off	충전	충전	V <sub>s</sub>	0
M.5	off	off	off	on	off	on	off	off	충전	충전	V <sub>s</sub>	0
M.6	off	on	off	off	on	off	on	off	충전	충전	V <sub>s</sub>	0

표 2. 기준량과 무차원화량

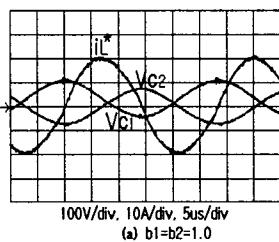
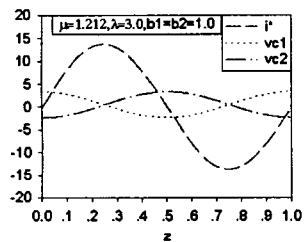
Elements	Reference values	normalized values
Voltage	$E_s = V_s$	$v = v / E_s$
Current	$I_s = E_s / Z_s$	$i = i / I_s$
Power	$P_s = E_s \cdot I_s$	$P' = P / P_s$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L/C}$	$\lambda = R / Z_s$
Inductance	L	$a_0 = L_0 / L$
Capacitance	C	$b_0 = C_0 / C$ $b_1 = b_2 = C_1 / C = C_2 / C = C_s / C$ $b_3 = b_4 = C_3 / C = C_4 / C$
Frequency	$f_s = 1/2\pi\sqrt{LC}$	$\mu = fo / f_s = 2\pi\sqrt{LC}$
Time	$T_s = 1 / f_s$	$z = t / T_s, dz = dt / T_s$

Remark)  $f_0$  : Operating frequency of Converter  
 $f_s$  : Resonant frequency of Converter  
 $T_s$  : Operating period of Converter

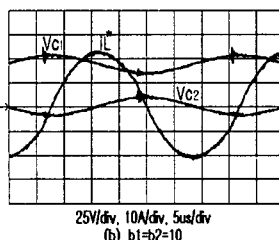
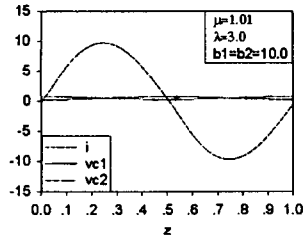
### 3. 특성 평가 및 실험

그림2의 (a),(b),(c)는 분할비가 1, 10, 50일 때 이 른 및 실험 파형으로 무차원화 공진 주파수는 각각 분할 비가 1, 10, 50, 100일 때  $\mu = 1.212, 1.01, 0.98, 0.98$ 로 공진점이 이동하는 것을 볼 수 있다. 따라서 분 할비가 증가함으로써 공진 주파수가 이동하고 있음을 볼

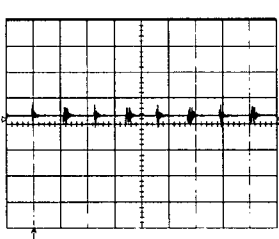
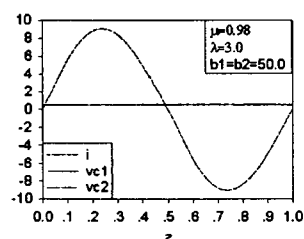
수 있고, 분할비가 50이상이 되면 완전한 직류전원(그림2의 (c))으로 작용하고 있다. 실험 파형은 그때의 출력전압을 나타내고 있다. 따라서, 분할비에 따른 출력전압을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 3은  $\mu$ ,  $\lambda$  및 분할비에 대한 주전류의 초기치( $i_{initial}$ ) 특성을 나타내고 있다. 그림에서 분할비의 변화에 따라 주전류의 초기치가 영이 되는 시점이 이동하고 있음을 볼 수 있는데, 이것은 스위칭 주파수를 고정시키고 분할비를 변화시키면 최대 공진점을 이동시킬 수 있음을 말해주고 있다. 우측은 유도성일때 안정동작영역이 되는데, 이 특성을 바탕으로 안정동작의 분기점을 알 수 있다. 그림 4 및 5는 변수( $\mu$ ,  $\lambda$ ,  $b_1=b_2$ )에 따른 출력전압 및 전압의 리플특성을 나타내고 있다. 분할비가 1일 때 평균출력전압 특성은  $\mu=1.212$ 에서 최대전력이 나타나며, 분할비가 점점 증가하여 50이 될 때는 직류전원으로 작용하여  $\mu=0.98$ 에서 최대전력점이 나타나므로 공히, 동작주파수의 변화에 따라 출력전압이 변화하고 있어 스위칭 주파수를 증감시키면 각기 다른 출력전압을 얻을 수 있다. 그림 6은 전원 커패시터 분할비( $b_1=b_2$ )를 변화시켰을 때 출력전압( $V_o$ )의 과도상태를 나타내고 있다. 여기서는 파라미터 값을 1.0~100까지 변화시키더라도 출력전압의 안정화에는 큰 영향이 없음을 알 수 있다. 이것은 이미 출력 리액터에 의해 거의 일정한 전류가 되어 출력 커패시터에 흐르므로 큰 과도전류 없이 정상상태에 도달함을 알 수 있다.



(a) 분할비 1일 때 이론 파형 및 실험 파형  
 $V_{sw} : 100(V)/Div$ ,  $i_{sw} : 10(A)/Div$ ,  $T : 5(\mu s)/Div$



(b) 분할비 10일 때 이론 파형 및 실험 파형  
 $V_{sw} : 25(V)/Div$ ,  $i_{sw} : 10(A)/Div$ ,  $T : 5(\mu s)/Div$



(c) 분할비 50일 때 이론 파형 및 출력전압의 실험파형  
 $V_{sw} : 20(V)/Div$ ,  $T : 5(\mu s)/Div$ ,  $f_o = 85(kHz)$

그림2. 전원커패시터 분할에 따른 이론 및 실험 파형

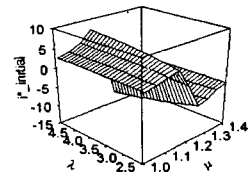
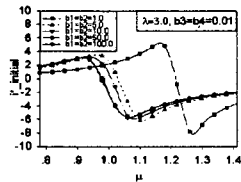


그림3. 분할비 1, 10, 50, 100일 때의 초기치 특성

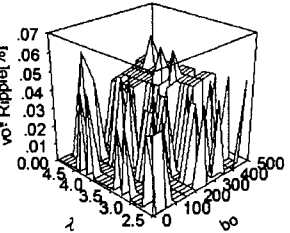
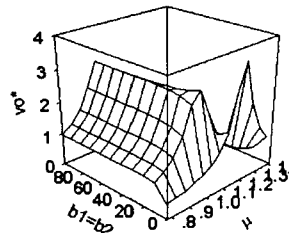


그림4. 평균 출력전압특성

그림5. 출력전압 리플특성

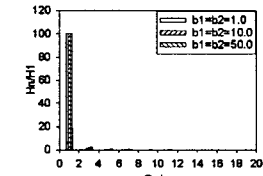
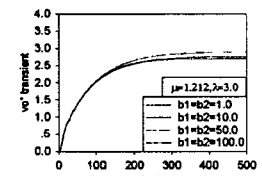


그림6. 출력전압 과도파형      그림7. 출력전류 고조파율

그림 7은  $b_1=b_2=1$ ,  $b_3=b_4=0.01$ ,  $\lambda=3.0$ 에 고정시키고, 분할비를 1, 10, 50으로 변화시켰을 때 출력전류의 고조파 함유율을 나타내고 있다.

여기서, 고조파 함유율  $H_n$ 는  $i_{Ln}/i_{L1}$ 으로 정의하여 계산하였다. 단,  $i_{Ln}$ 는  $i_L$ 의 기본파 성분으로 나타내며,  $i_{Ln}$ 는  $i_L$ 의 제  $n$ 차 고조파 성분을 나타내고 있다. 그림에서 우수 고조파 성분은 거의 없고 기수 고조파 성분만 남게 되며, 공진점에서 멀어질수록, 분할비가 커질수록 고조파 함유율은 커지게 된다. 또한, 실험은 스위칭소자로 MOSFET (IRFP250, 200[V], 32[A])를 사용하였고, 전원전압  $V_s$ 는 50[V],  $C_1$ ,  $C_2$ 는 각각 0.6[ $\mu F$ ],  $L$ 은 18[ $\mu H$ ],  $L_o$ 는 1[mH],  $C_o$ 는 2000[ $\mu F$ ]을 부하는 30[ $\Omega$ ] ( $\lambda=3.0$ )의 저항을 사용하였다.

#### 4. 결 론

본 논문은 기존의 전원분할기능만을 하는 전해 커패시터 대신에 공진작용과 전원분할기능을 동시에 가지는 커패시터를 적용하여 이론 및 실험을 통하여 분할비가 1, 5, 10, 50일 때 ( $\mu=1.213, 1.04, 1.02, 1.00$ )와 같이 분할비가 변화하면 공진 주파수가 변하므로 이에 따른 출력전압의 최대치( $P_o$ )는 1일 때 4.258, 5일 때 3.277, 10일 때 3.136, 50일 때 3.024를 얻을 수 있음을 알았다. 그리고, 분할비가 50이상이 되면 완전한 직류전원으로 동작하고 있음을 알 수 있었다.

#### (참 고 문 헌)

[1] K.-H. Liu, R. Oruganti, and F.C. Lee, "Resonant Switches-Topologies and Characteristics" IEEE Power Electronics Specialists Conference 1985 Record, 106 (1985)  
 [2] K.-H. Liu and F.C.Y. Lee, "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converter" IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 5, No. 3, PP.293-304, July, (1990)