

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

(A Characteristic Analysis of ZVS-Half Bridge type DC-DC Converter with the Capacity Variation of Source division Capacitor)

오경섭\* · 남승식\*\* · 김동희\*\*\* · 노채균\*\*\*

(Kyeong-Seob Oh · Seung-Sik Nam · Dong-Hee Kim · Chae-Kyun Ro)

### 요 약

본 논문은 기존의 전원분할 기능만을 하는 전해 커패시터 대신에 ZVS, ZCS와 전원분할 및 공진 기능을 동시에 가지며, 분할비를 이용하면 서로 다른 출력특성을 얻을 수 있는 ZVS-HB형 DC-DC 컨버터를 제안하고 있다.

회로의 해석은 전원분할 커패시터의 분할비에 따른 대부분의 특성들을 무차원화 파라미터를 적용하여 범용성 있게 기술하고 있다. 또, Power-MOSFET를 적용한 실험에서 얻은 실험치와 특성해석에서 얻은 이론치를 비교하여 특성해석의 정당성을 확인하였다.

### Abstract

This paper propose ZVS-HB type resonant DC/DC converter have each different output characteristics using division ratio, not only a source division function but a resonant function and soft switching technique(ZVS, ZCS) instead of conventional source division capacitor. Circuit analysis generally described using normalized parameters most of characteristics with division ratio of source division capacitor. Also, this paper certified a rightfulness of characteristic analysis in comparison with a theoretical values and a experimental values obtain from experiment using Power-MOSFET.

### 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 주파수

에 따라 선형적으로 스위칭 손실이 증가하므로 스위칭 주파수를 높이는데 제한을 받게 되는데, 이를 극복하기 위한 방법으로 공진형이 제안되고 있다 [1][2][3]. 이러한 공진형은 기존의 비공진형이 출력범위가 넓은 장점이 있지만, 스위칭시에 스위치 양단에 인가되는  $di/dt$  및  $dv/dt$ 로 인한 스위칭 주파수에 비례하는 스위칭 손실의 증가와 이에 따른 큰 스트레스로 고주파화에는 한계점이 있다[5]. 따라서, 본 연구는 전원분할 커패시터 기능뿐만 아니라 공진 작용도 동시에 갖는 ZVS-HB형 DC-DC 컨버터 회로를

\* 정회원 : 영남대 대학원 전기공학과 박사수료

\*\* 정회원 : 구미 1대학 겸임교수

\*\*\* 정회원 : 영남대 전자·정보공학부 교수

접수일자 : 2000년 10월 16일

제안하여 전원분할 커패시터의 분할비에 따른 제 특성들을 무차원화 파라미터를 적용하여 범용성 있게 기술하고 있다. 또, MOSFET를 통한 실험에서 얻은 실험치와 특성해석에서 얻은 이론치를 비교하여 특성해석의 정당성을 확인하고자 한다.

## 2. 회로해석

### 2.1 회로구성 및 동작

그림 1은 전원분할기능 및 공진작용을 동시에 갖는 DC-DC 컨버터 회로도이다. 여기서, 공진용 커패시터  $C_1, C_2$ 를 접속함으로써, 회로에서 최대전력 변환점 즉, 공진점은 부하공진용 커패시터( $C$ )와 전원분할 커패시터( $C_1, C_2$ )의 분할비( $b_1=b_2=C_1/C=C_2/C$ )에 따라 변화하며, 분할비를 변화시킴으로써 서로 다른 공진점에서 최대출력을 얻을 수 있다. 또,  $S_1 \sim S_2$ 는 자기 소호 기능을 가진 스위칭 소자인 MOSFET를 적용하였고,  $L, C, C_1, C_2$ 는 공진용 리액터와 커패시터이며,  $C_3 \sim C_4$ 는 공진형의 장점인 소프트 스위칭(ZVS, ZCS)용 커패시터이다.  $L_o, C_o$ 는 평활용 리액터와 커패시터이며,  $D_1 \sim D_2$ 는 회생용 역병렬 다이오드이며,  $D_3 \sim D_6$ 는 전파정류용으로 역회복 시간이 짧은 고속형 다이오드를 사용하고 있다.

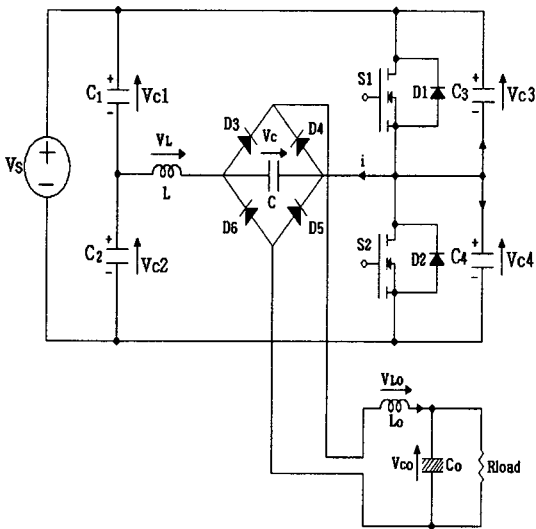


그림 1. 전원분할 커패시터 용량변화에 따른 ZVS-HB형 DC-DC 컨버터

Fig. 1. ZVS-Half Bridge type dc-dc Converter with Source Division Capacitor Capacity Variation

회로의 동작모드 판정은 파라미터  $\mu, a_0, b_1, b_3, b_4, b_5, b_6$ 를 설정하고 무차원화시간  $Z$ 를 영에서부터 임의의 스텝으로 증가시키면서 공진용 커패시터  $C$ 의 전압극성에 따라 동작모드판정을 하였으며, 구동용 스위치( $S_1, S_2$ ) 및 다이오드( $D_1, D_2$ )의 온·오프 동작과 스위치( $S_1, S_2$ ) 양단의 ZVS용 커패시터( $C_3, C_4$ )의 충·방전을 기준으로 하여 동작모드는 표 1과 같이 6개로 결정된다. 모드 1과 4는 커패시터  $C_3, C_4$ 가 교대로 충·방전을 행하여 스위칭소자( $S_1, S_2$ )의 턴-온 및 턴-오프 손실을 경감한다. 모드 2와 5는  $L$ 과  $C$ 에 축적되어있던 에너지가 다이오드( $D_1, D_2$ )를 통하여 전원부로 회생되는 모드이다. 모드 3과 6은 스위칭소자( $S_1, S_2$ )가 영전압에서 턴-온 되므로 ZVS, ZCS기능을 가지므로 스위칭시 손실을 경감할 수 있다. 또, 회로의 특성상 안정동작을 위하여 유도성 영역에서 운전하여야 한다.

### 2.2 동작모드의 수치해석

본 회로의 수치해석은 다음과 같은 전제를 두었다.

- i) 반도체 스위칭 소자 및 다이오드는 온 시의 임피던스가 각각 영이고, 오프시의 임피던스는 무한대인 이상 스위치로 가정한다.
- ii) 전압원은 리플성분이 영인 직류 전원전압으로 한다.
- iii) 부하는 저항부하로 한다.

상기의 가정을 기본으로 해석을 하며, 회로 상태 변수의 기호 및 기준방향은 그림 1을 기준방향으로 하였고, 회로의 해석은 상태방정식을 기초로 하여 표 2의 무차원화 파라미터를 적용하였다. (단,  $X^*$ 는 무차원화 상태변수,  $A^*$ 는 시스템부,  $B^*$ 는 전원제어부용 행렬변수,  $K_1, K_2, K_3, K_4$ 는 치환변수이다). 식 (1)은 각 모드에 대한 무차원화 상태방정식을 나타내고 있다.

$$\frac{dX^*}{dZ} = \frac{4\pi}{\mu} * A^* X^* + \frac{4\pi}{\mu} * B^* \quad (1)$$

$$X^* = [i^*(z), i_o^*(z), V_c^*(z), V_{c1}^*(z), V_{c2}^*(z), V_{c3}^*(z), V_{c4}^*(z), V_{co}^*(z)]^T$$

따라서, 각 모드에 따른 식 $[A^*, B^*]$ 은 다음과 같다.

[Mode 1, 4]

Mode 1 :  $(K_1:1/8b_1, K_2:-1/8b_2, K_3:-1/8b_3, K_4:1/8b_4)$

Mode 4 :  $(K_1:-1/8b_1, K_2:1/8b_2, K_3:1/8b_3, K_4:-1/8b_4)$

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

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

[Mode 2, 3]

Mode 2 : (K<sub>1</sub>:1/8b<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>:-1/8b<sub>2</sub>)

Mode 3 : (K<sub>1</sub>:-1/8b<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>:1/8b<sub>2</sub>)

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

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

[Mode 5, 6]

Mode 5 : (K<sub>1</sub>:-1/8b<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>:1/8b<sub>2</sub>)

Mode 6 : (K<sub>1</sub>:1/8b<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>:-1/8b<sub>2</sub>)

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/a_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/a_0 \\ 1/4 & -1/4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/4b_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/4b_0 \lambda \end{bmatrix}$$

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

표 1. 동작모드의 스위치 동작상태  
Table 1. Switchs operation state of operation mode

Parts Stage	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>	D <sub>6</sub>
Mode 1	off	off	off	off	on	off	on	off
Mode 2	off	off	on	off	on	off	on	off
Mode 3	on	off	off	off	off	on	off	on
Mode 4	off	off	off	off	off	on	off	on
Mode 5	off	off	off	on	off	on	off	on
Mode 6	off	on	off	off	on	off	on	off

표 2. 기준량과 무차원화량  
Table 2. Reference values and Normalized values

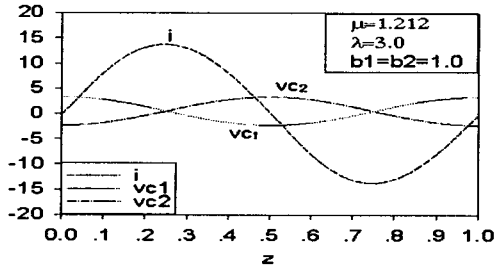
Elements	Reference values	Normalized values
Voltage	E <sub>s</sub> =V <sub>s</sub>	v* = v / E <sub>s</sub>
Current	I <sub>s</sub> =E <sub>s</sub> /Z <sub>s</sub>	i* = i / I <sub>s</sub>
Power	P <sub>s</sub> =E <sub>s</sub> ×I <sub>s</sub>	P* = P / P <sub>s</sub>
Impedance	Z <sub>s</sub> = 2√(L/C)	λ=R/Z <sub>s</sub>
Inductance	L <sub>s</sub> =L	a <sub>0</sub> =L <sub>0</sub> /L
Capacitance	C <sub>s</sub> =C	b <sub>0</sub> =C <sub>0</sub> /C <sub>s</sub> b <sub>1</sub> =b <sub>2</sub> =C <sub>1</sub> /C <sub>s</sub> =C <sub>2</sub> /C <sub>s</sub> b <sub>3</sub> =b <sub>4</sub> =C <sub>3</sub> /C <sub>s</sub> =C <sub>4</sub> /C <sub>s</sub>
Frequency	f <sub>s</sub> = 1/2π√(LC)	μ = f <sub>0</sub> /f <sub>s</sub> = f <sub>0</sub> *2π√(LC)
Time	T <sub>s</sub> = 1 / f <sub>0</sub>	z = t / T <sub>s</sub> , dz = dt / T <sub>s</sub>
Remark) f <sub>0</sub> : Operating frequency of converter f <sub>s</sub> : Resonant frequency of converter T <sub>s</sub> : Operating period of converter		

### 3. 시뮬레이션 및 실험

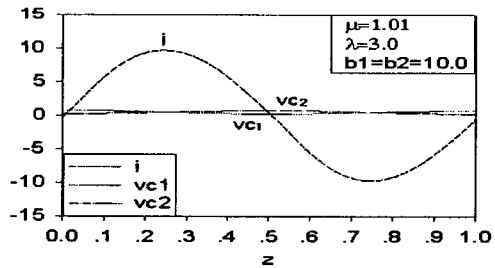
그림 2 및 3의 (a),(b) 및 (c)는 분할비(1, 10, 50)의 변화에 따른 시뮬레이션 및 실험 파형으로 분할비를 변화시킴으로 무차원화 공진 주파수가 각각, μ=1.212, 1.01, 0.98로 변화하고 있어 공진점이 이동해가고 있음을 볼 수 있다. 따라서, 이러한 공진점의 이동에 따라 스위칭주파수 및 공진 주파수를 변화시킬 수 있으므로, 이에 따른 출력 및 출력전압을 얻을 수 있다. 또, 분할

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

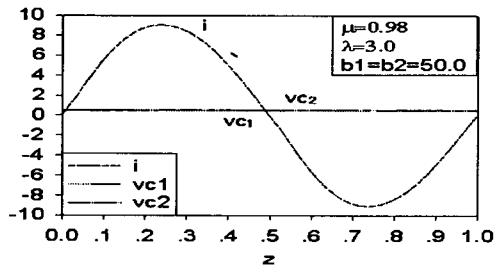
비가 50이상일 때는 공진전류와 스위치 전압과의 위상차가 줄어 전원분할 커패시터를 사용했을 때와 거의 같은 효과(그림 2의 (c))를 얻을 수 있다. 그림2의 시뮬레이션은 C언어를 사용하였는데, 그림 3의 실험 파형과 특성이 거의 일치하고 있으므로 수치해석을 이용한 이론해석이 정당함을 말해주고 있다. 실험에서는 스위칭 소자로 MOSFET -(IRFP250, 200[V], 32[A])를 사용하였고,  $f_o=100$ [kHz],  $f_s=83$ [kHz](분할비 1일 때), 전원전압  $V_s=30$ [V],  $C_1, C_2$ 는 각각  $0.2$ [ $\mu$ F],  $L$ 은  $18$ [ $\mu$ H],  $L_o$ 은  $1$ [mH],  $C_o$ 는  $2000$ [ $\mu$ F]을, 부하는  $30$ [ $\Omega$ ]( $\lambda=3.0$ )의 저항을 사용하였고, 출력용량은  $270$ [W](분할비 1일 때)를 얻을 수 있었다.



(a)  $b_1=b_2=1$



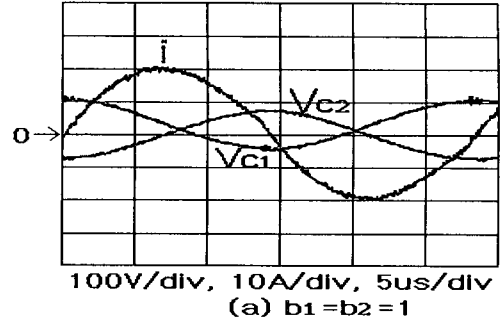
(b)  $b_1=b_2=10$



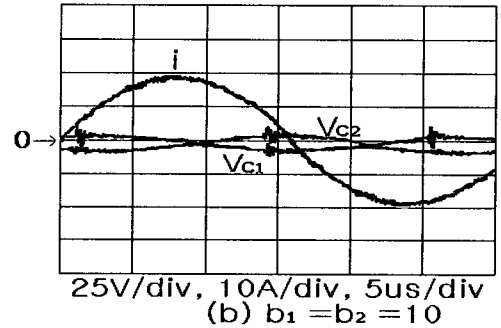
(c)  $b_1=b_2=50$

그림 2. 분할비 변화에 따른  $i, V_{c1}, V_{c2}$ 의 시뮬레이션 파형

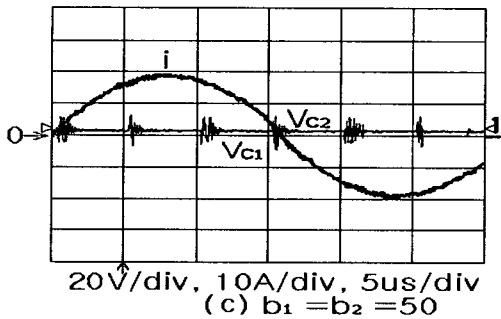
Fig. 2. Simulation waveforms of  $i, V_{c1}, V_{c2}$  with division ratio variation



(a)  $b_1=b_2=1$



(b)  $b_1=b_2=10$



(c)  $b_1=b_2=50$

그림 3. 분할비 변화에 따른  $i, V_{c1}, V_{c2}$ 의 실험파형  
Fig. 3. Experimental waveforms of  $i, V_{c1}, V_{c2}$  with division ratio variation

#### 4. 특성해석

그림 4는  $\mu, \lambda$  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 변화시키므로 주파수제어(PFM)에 의한 최대 공진점을 이동시킬 수 있음을 보여주고 있다.

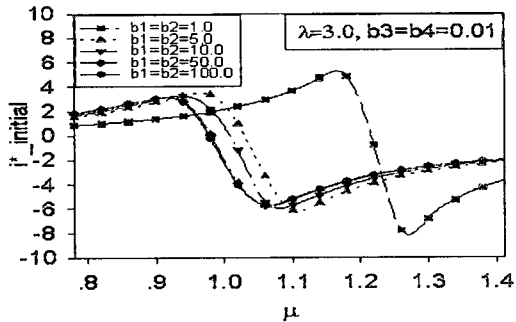


그림 4. 분할비 1, 5, 10, 50, 100일때 초기 전류 특성  
Fig. 4. Initial current characteristics for Division Ratio 1, 5, 10, 50, 100

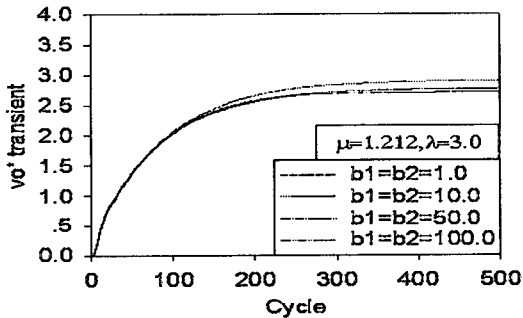


그림 5. 출력전압의 과도 파형  
Fig. 5. Transient waveforms of  $V_o^*$

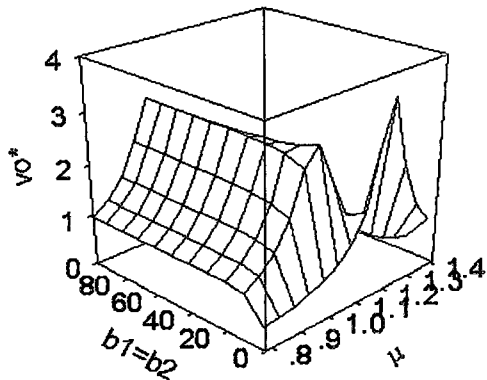


그림 6. 평균 출력전압 특성  
Fig. 6. Theoretical characteristics of  $V_o^*$

그림 5는 전원 커패시터 분할비( $b_1=b_2$ )를 변화시켰을 때 출력전압( $V_o^*$ )의 과도상태를 나타내고 있다. 그림에서 분할비( $b_1=b_2$ )값을 1.0~100까지 변화시키더라도 출력전압에는 큰 영향이 없음을 알 수 있다.

그림 6은 분할비( $b_1=b_2$ )를 파라미터로 하여 무차원화 주파수에 대한 출력전압특성을 보여주고 있다. 분할비가 1일 때 평균출력전압 특성은  $\mu=1.212$ 에서 최대전압이 나타남을 알 수 있다. 따라서, 분할비가 점점 증가하여 50이 될 때는 직류전원으로 작용하여  $\mu=0.98$ 에서 최대전압점이 나타나므로, 동작주파수의 변화에 따라 출력전압이 변화하고 있어 스위칭 주파수를 증감시키면 주파수제어(PFM)에 따른 제어된 출력전압을 얻을 수 있다.

그림 7은 부하제어변수( $\lambda$ )를 파라미터로 한  $b_0$ 의 변화에 대한 출력전압의 리플특성을 나타내고 있다.

그림에서 출력전압의 리플은 0.07% 이하를 나타내고 있으므로, 제안회로의 리플특성이 우수함을 알 수 있다.

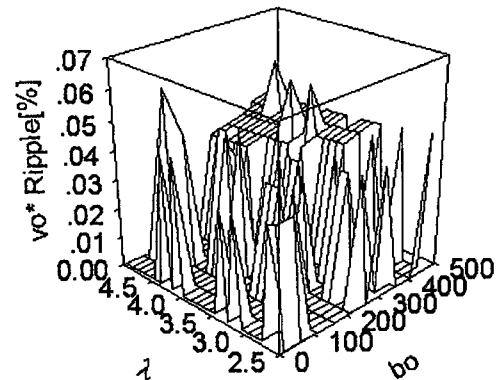


그림 7. 출력전압의 리플 특성  
Fig. 7. Characteristics of  $V_o^*$  Ripple (%)

그림 8은  $b_3=b_4=0.01$ ,  $\lambda=3.0$ 에 고정시키고, 분할비를 1, 10, 50으로 변화시켰을 때 출력전류의 고조파 함유율을 나타내고 있으며, 고조파 함유율  $[H_n/H_1][\%]$ 은  $i_n/i_1$ 로 정의하고 계산을 행하였다. (여기서,  $i_1$ 은  $i$ 의 기본파 성분으로 나타내며,  $i_n$ 은  $i$ 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. 따라서, 고조파 함유율은 분할비가 커질수록 커지므로, 공진기능(분할비 1)을 할 때가 전원분할기능(분할비 50이상)을 할 때보다 고조파 함유율을 줄일 수 있음을 알았다. 그림 9는  $b_1=b_2=1$ 일 때 공진전류의 고조파 함유율에 대한 실험특성을 나타내고 있다.

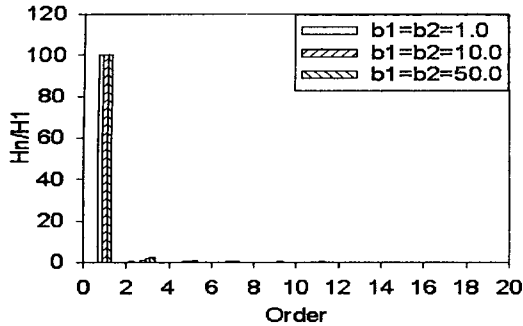


그림 8. 분할비별 출력전류의 고조파율 특성  
Fig. 8. Characteristics of output current HF (%) by each division ratio variation

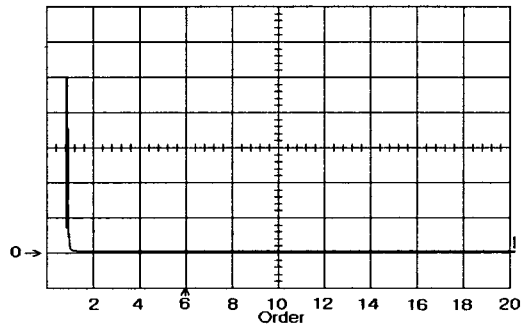


그림 9. 출력전류의 고조파율 실험특성  
Fig. 9. Experimental characteristic of output current HF (%)

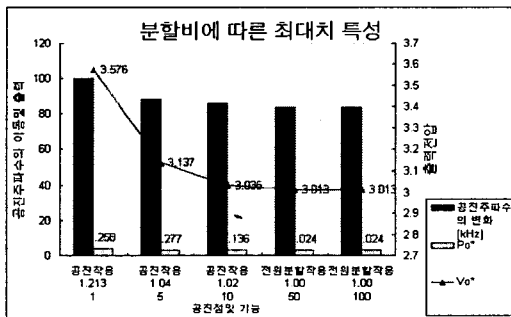


그림 10. 공진점의 이동에 따른 도표특성  
Fig. 10. Chart characteristics with resonant points variation

그림 10은 분할비의 변화에 따른 최대치 특성들을 차트로 나타내고 있으며, 그림에서 분할비가 1일 때, 즉, 공진기능을 가질 때 최대 출력전압을 얻을 수 있음을 보여주고 있다.

표 3. 분할비의 변화에 따른 특성값의 변화  
Table 3. Characteristic values variation with division ratio variation

특성치 분할비	출력 [P <sub>o</sub> ]	출력전압 [V <sub>o</sub> ]	공진점	공진주파수 [kHz]	동 작 기 능
1	4.258	3.576	1.213	102	공 진
5	3.277	3.137	1.04	87.4	공 진
10	3.136	3.035	1.02	85.7	공 진
50	3.024	3.013	1.00	84	전원분할
100	3.024	3.013	1.00	84	전원분할

## 5. 결 론

본 논문은 기존의 전원분할기능만을 하는 전해 커패시터 대신에 공진작용과 전원분할기능을 동시에 가지는 커패시터의 분할비에 따른 특성들을 살펴 보았다. 각각의 특성치 및 실험을 기초로 하여 얻은 결론은 다음과 같다.

- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>가 공진기능을 가질 때 최대출력, 최대 출력전압등을 얻을 수 있음을 알 수 있다.
- 분할비를 변화 시키면 각기 다른 출력, 출력전압, 공진점의 변화 및 커패시터(C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>)의 기능을 변화시킬 수 있으며, 이를 이용할 수 있다.
- 회로특성상 ZVS, ZCS기능을 가지므로 스위칭 손실을 경감 할 수 있다.

그러므로, 상기와 같은 사항들을 보아 알 수 있듯이 분할비를 적절히 이용하면 출력, 출력전압, 주파수특성등을 변화시킬 수 있음을 알았다. 아울러, 시뮬레이션을 통한 이론해석과 MOSFET를 사용한 실험을 통한 이론해석의 정당성을 확인할 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- (1) I. Batarseh, "Resonant Converter Topologies with Three and Four Energy Storage Elements," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No.1, pp. 64-73, January 1994.
- (2) G. Hau, C. Leu, and F.C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 55-61. 1992.
- (3) A. K. S. Bhat, "Analysis and design of a series-Parallel resonant converter with capacitive output filter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no. 3, May/June, pp. 523-530. 1991.
- (4) R. L. Steigerwald, "A comparison of half bridge resonant converter topologies", IEEE Transactions on power electronics, Vol. 2 n.2 April 1988.

[5] 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.

[6] Y.-Q. Kang, and A. K. Upadhyay, Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter, Power Electronic Specialists Conference Record, 1987, pp. 231-243.

[7] S. D. Johnson and R. W. Erickson, "Steady-state analysis and Design of the Parallel Resonant Converter", IEEE Trans. on Power Electronics," Vol. 3, No. 1, pp. 93-104, January 1988.

[8] J.-H. Cheng and A.F. Witulski, "Simple Design of Selected 3-Element Converters by Scaling the Solution of the LC Parallel Resonant Converter," IEEE Applied Power Electronics Conference Proceedings, pp. 284-290, March 1996.

[9] I. Batarseh and C. Q. Lee, "Steady-state Analysis of the Parallel resonant converter with LLC-Type Commutation Network," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No.3, pp.525-538, April 1991.

[10] 오경섭, 남승식, 김동희, 노채균, 배영호, 노철균, "전원 분할 커패시터 용량변화에 따른 ZVS+FB형 DC-DC 컨버터의 특성해석," 대한전기학회 하계학술대회 논문집 B권, pp. 1318~1320, 2000.

남 승 식(南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1992년 2월~1994년 6월 (주) 포스콘 근무. 1997년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 구미 1대학 전기과 겸임교수.

김 동 희(金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 Kobe대학 졸업(박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자연구회 간사장. 현재 전력전자학회 평의원. 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.

노 채 균(盧采均)

1938년 10월 7일생. 1961년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 1982~1983년 미국 켄터키 주립대학 교환교수. 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.

◇ 저자소개 ◇

오 경 섭(吳慶燮)

1962년 1월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년~2001년 3월 현재 한국전력공사 송변전분야 근무(현재 경산전력소 근무). 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 현재 영남대 공대 전기공학과 박사수료. 2000년 3월~현재 영남대 공업기술연구소 연구원 및 경주 서라벌 대학 강사.