

# ZVS-LCC형 고주파 공진 인버터의 특성해석

徐 喆 植, 金 東 熙, 盧 采 均, 南 承 植, 卞 永 福, 李 奉 燮

## Characteristic Analysis of LCC Type High Frequency Resonant Inverter using ZVS

Cheol-Sik Seo, Dong-Hee Kim, Chae-Gyun Ro, Seung-Sik Nam, Young-Bok Byun, Bong-Seob Lee

### 요 약

본 논문에서는 SEPP-LCC형 부하 공진 고주파 인버터의 한 회로형식을 제안하고, 그 동작원리에 관해서 명확히 하였다. 제안한 인버터는 스위칭 소자 양단에 병렬로 커패시터를 추가함으로써 스위칭 소자의 턴-온과 턴-오프시에 발생하는 스위칭 손실, 노이즈, 스트레스 등을 줄일 수 있다. 범용성 있는 회로해석을 위하여 무차원화 파라미터를 도입하였고, 동작특성 및 평가를 통하여 얻은 특성치를 이용하여 회로를 설계하였다. 또한, 실험을 통하여 이론해석의 정당성을 입증하였다.

### ABSTRACT

In this paper, the resonant inverter of SEPP-LCC type is proposed and described the operating principle. As adding two capacitors in the switching devices in parallel, the proposed inverter can reduce switching losses, noise and voltage stress at Turn-on and Turn-off. The analysis of the proposed circuit are described by using the normalized parameters. The data of design are got by the characteristic values and an example of the design's method is proposed. In addition, the justification of theoretical analysis is verified by comparing to the experimental waveforms.

**Key Words:** SEPP-LCC Type, Switching loss, Noise, Turn-on and Turn-off, Normalized parameters

### 1. 서 론

고주파 전력용 반도체 소자의 실용화로 전력변환 시스템의 고효율화, 고신뢰화, 소형·경량화가 가능해 졌고, 이들 시스템구성에 관한 연구도 활발하게 진행되어 왔다. 전력변환 회로구성은 비공진형과 공진형으로 대별할 수 있다. 비공진형 회로 방식은 출력 제어범위가 넓은 장점이 있지만, 스위칭시 스위치 양단에 인가되는  $di/dt$  및  $dv/dt$ 로 인하여 스위칭 주파수에 비례하는 스위칭 손실의 증가와 이에 따른 큰 스트레스로 고주파화에 한계점이 있다.<sup>[1~4]</sup>

반면, 공진형 회로방식은 소프트 스위칭이 가능하고, 스위치의 영전압 혹은 영전류에서 스위칭함으로써 스위칭 손실과 스위칭소자에 대한 스트레스를 크게 줄일 수 있어 고주파화

가 가능하다.<sup>[5~6]</sup>

따라서, 본 연구에서는 공진형 회로방식을 기초로 한 방전 등 안정기용 등의 고주파 전원에 적용이 가능한 SEPP형 고주파 공진인버터를 연구대상으로 하였다. 그리고, 기본 인버터회로에 ZVS(Zero-Voltage-Switching)기술을 도입함과 동시에 공진커패시터를 분할함으로써 직류성분을 제거한 출력 전압을 얻을 수 있는 공진회로를 구성하였다. 연구대상 회로의 특성해석은 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성을 부여하였으며, 회로의 동작특성(공진용 커패시터의 용량분할비에 따른 특성 등)을 평가하였다.

또, 이론특성치를 기본자료로 한 회로설계의 일 예를 제시하고, 이를 근거로 MOSFET를 스위칭소자로 한 실험을 행하여 실험치와 이론치를 비교·검토함으로써 이론해석의 정

당성을 입증하고 있다.

## 2. ZVS-LCC형 공진인버터 회로구성

그림 1은 ZVS기법을 도입한 SEPP-LCC(Single Ended Push Pull-LCC)형 고주파 공진 인버터회로를 나타내고 있다.

스위칭소자(S1,S2)는 자기소호 기능을 가지는 전력용 반도체 스위칭소자이며, 다이오드(D1,D2)는 에너지 회생용으로 MOSFET를 스위칭소자로 사용할 경우 내장 다이오드를 이용함으로 외부에 별도로 부가할 필요가 없다.

L은 공진용 리액터이고, (C1,C2)는 분할용 공진커패시터로 C1이 C2에 비해 대단히 큰 경우, C1은 전원필터용 커패시터로 동작하므로 그림1 인버터의 공진회로는 그림2a로 볼 수 있다. 이때, 출력전압(Vc)은 입력전압의 1/2의 DC성분을 포함한다. 반면, C2=0인 경우, 그림2b로 동작한다.<sup>(7-9)</sup>

(C3,C4)는 ZVS용 커패시터로 스위치 온·오프시 스위치 양단에 발생하는 dv/dt를 경감시킴으로 스위칭손실과 스위칭 소자에 대한 스트레스를 최소화하는 역할을 하며, 공진용 커패시터 C2에 비해 일반적으로 매우 작은 용량을 갖는다.

## 3. 회로해석

그림 1의 인버터회로 해석을 위하여 다음과 같은 가정을 설정하였다.

(i) 반도체 스위칭소자 및 다이오드는 턴-온 시 내부 임피던스는 영이고, 턴-오프 시 내부 임피던스는 무한대인 이상적인 무손실 소자로 가정한다.

(ii) 공진용 (L, C1, C2) 및 ZVS용 (C3, C4)는 무손실의 이상적인 소자이며, 배선도 역시 무손실 무유도의 도선으로 가정한다.

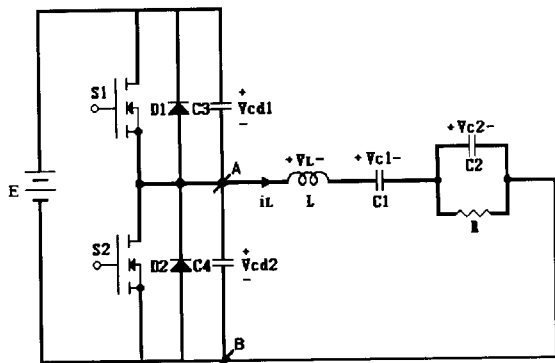
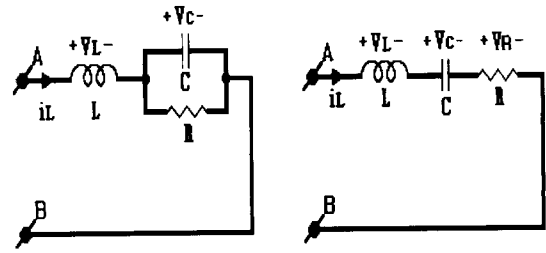


그림 1 ZVS를 이용한 SEPP-LCC형 공진인버터  
Fig. 1 ZVS-LCC Type High Frequency Resonant Inverter



(a) LC형 (b) LCR형

그림 2 LC형 및 LCR형  
Fig. 2 LC & LCR Type

표 1 기준량과 무차원화량  
Table 1 Reference and normalized values

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	$E_d$	$V^*(Z) = v(t) / E_d$
Current	$I = E_d / Z_s$	$i^*(Z) = i(t) / I$
Time	$T_o = 1 / f_{sw}$	$Z = t / T_o$
Frequency	$f_r = 1 / 2\pi\sqrt{L_s C_s}$	$\mu = f_{sw} / f_r$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_s / C_s}$	$\lambda = R / Z_s$
Power	$P_s = E_d \cdot I$	$P^*(Z) = P(t) / P_s$
Remarks	$f_{sw}$ : Operating Frequency of Inverter $T_o$ : Operating Period of Inverter $C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ , $\alpha = \frac{C_3}{C_2}$ , $\beta = \frac{C_4}{C_2}$ , $L_s = L$	

(iii) 전압원은 리플성분이 없는 이상적인 직류전원으로 가정한다.

(iv) 전원에서 본 부하의 상태는 ZVS동작을 만족하는 상태로 한다.

회로의 동작모드는 그림 1의 스위칭소자(S1,S2)와 다이오드(D1,D2)의 온·오프동작과 스위칭소자(S1,S2)양단의 ZVS용 커패시터(C3,C4)의 충·방전에 의해서 6개의 모드로 구분할 수 있다.

또한, 그림1의 회로는 스위칭 주파수 ( $f_{sw}$ )가 공진주파수 ( $f_r$ )보다 큰 경우에서만 동작이 가능하다. 그러나,  $f_{sw} \leq f_r$ 의 경우, ZVS용 커패시터에 의한 스위칭 소자의 단락현상을 초래하여 안정적인 동작을 기대할 수 없다.

회로해석에 범용성을 부여하기 위하여 각 모드별 상태방정식에 표 1의 무차원화 제어변수를 도입하였다. 각 모드별 무차원화 상태방정식은 다음과 같다.

$$\frac{dX^*}{dz^*} = A \cdot X^* + B \cdot U^*$$

$$Y^* = C \cdot X^*$$

여기서,  $X^* = [V_{C1}^*, V_{C2}^*, V_{C3}^*, V_{C4}^*, V_L^*]^T$ ,  $U^* = 1$   
 이고, 각 모드별 A, B, C는 다음과 같다

MODE1 · MODE4

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\pi}{(\beta+1)\mu} \\ 0 & \frac{-\beta\pi}{(\beta+1)\mu} & 0 & 0 & \frac{-\beta\pi}{(\beta+1)\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\beta\pi}{2\alpha(\beta+1)\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-\beta\pi}{2\alpha(\beta+1)\mu} \\ \frac{-4\pi}{\mu} & \frac{-4\pi}{\mu} & \frac{-4\pi}{\mu} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \left[ 0, 0, 0, 0, \frac{4\pi}{\mu} \right]^T \quad C = [0, 1, 0, 0, 0]^T$$

MODE2 · MODE3

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\pi}{(\beta+1)\mu} \\ 0 & \frac{-\beta\pi}{(\beta+1)\mu} & 0 & 0 & \frac{-\beta\pi}{(\beta+1)\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-4\pi}{\mu} & \frac{-4\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \left[ 0, 0, 0, 0, \frac{4\pi}{\mu} \right]^T \quad C = [0, 1, 0, 0, 0]^T$$

MODE5 · MODE6

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\pi}{(\beta+1)\mu} \\ 0 & \frac{-\beta\pi}{(\beta+1)\mu} & 0 & 0 & \frac{\beta\pi}{(\beta+1)\mu} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-4\pi}{\mu} & \frac{-4\pi}{\mu} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [0, 0, 0, 0, 0]^T \quad C = [0, 1, 0, 0, 0]^T$$

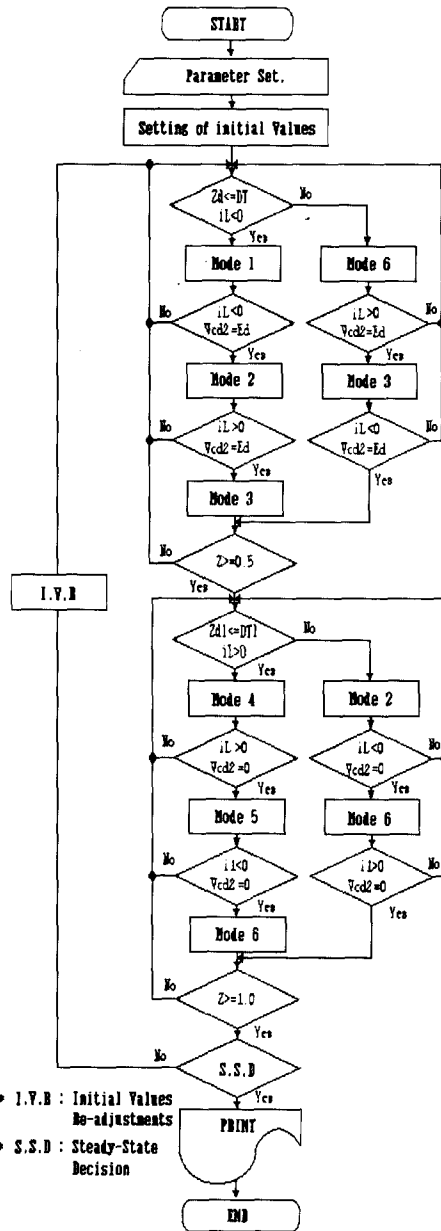
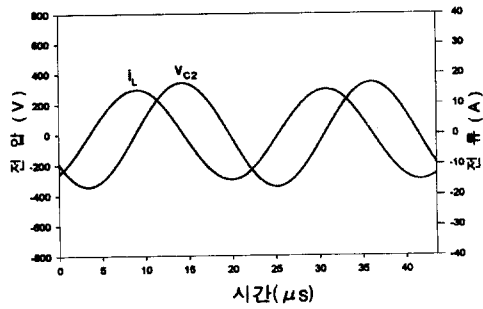
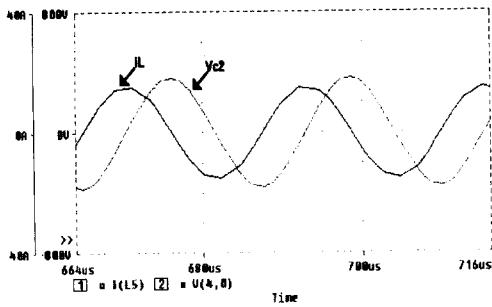


그림 3 흐름도  
 Fig. 3 Flow - Chart

그림 3은 그림 1의 각 동작모드 판정과 회로 동작특성을 평가하기 위한 수치해석 플로차트를 보여주고 있다. 회로의 파라메타 ( $\lambda$ ,  $\mu$ ,  $\beta$ )를 설정하고 무차원화시간  $Z$ 를 0에서 임의의 스텝으로 증가시키면서 부하측의 전류방향과 각 소자에 나타나는 전압 방향 및 크기를 이용하여 동작모드를 판정하고 계산을 실행한다. 한 주기가 실행된 후, 최종치와 이전 단계의 최종치를 비교하여 정상상태에 도달했는지를 판단한다.



(a)



(b)

그림 4 출력전류와 전압파형  
Fig. 4 Waveforms of Output Current & Voltage

그림 4(a)는  $\mu = 1.02$ ,  $\lambda = 5$ ,  $\beta = 1$ 로 하였을 경우에 대한 인버터의 정상운전시 부하전류 ( $i_L$ )와 전압 ( $v_{c2}$ )의 이론 파형을 나타내고 있고, 그림 4(b)는 무차원화 파라미터를 실제값 ( $f_{sw} = 46kHz$ ,  $R = 500\Omega$ ) 으로 환산했을 때의 Pspice 파형을 나타내고 있다.

#### 4. 특성평가

그림 5는 그림 2(a)의 LC형 공진인버터의 출력전압을 기

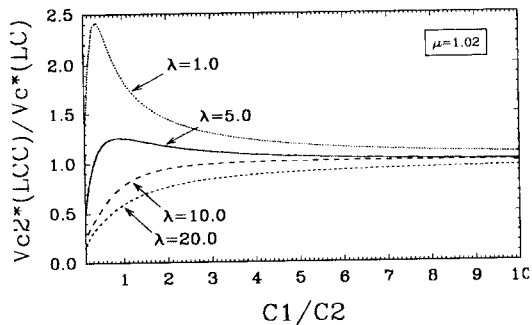


그림 5 용량분할비에 따른 출력전압비  
Fig. 5  $V_{c2}^*(LCC)/V_c^*(LC)$  for  $\beta$

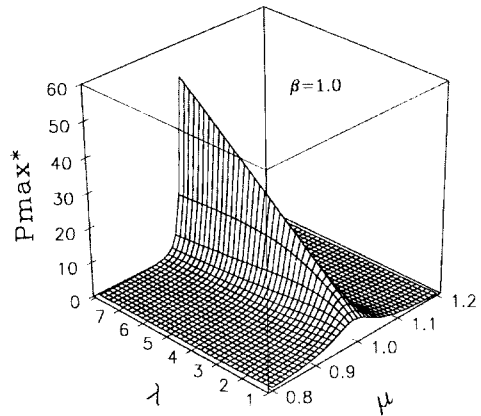
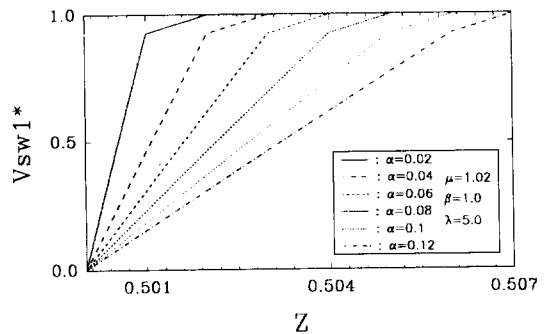
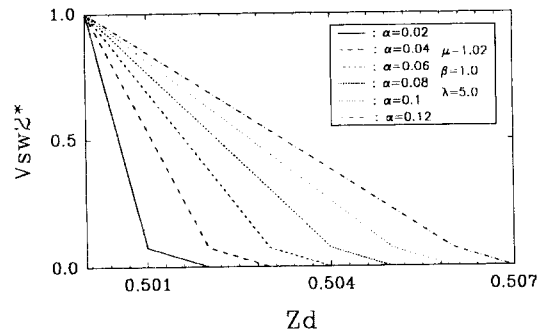


그림 6 출력특성  
Fig. 6 Characteristic of Output Power



(a) 턴 - 오프시



(b) 턴 - 온시

그림 7 ZVS용 커패시터용량에 따른  $Z_d$   
Fig. 7  $Z_d$  for  $\alpha$

준으로 한 LCC형 공진인버터의 출력전압과의 비를 나타내고 있다.  $\lambda = 1.0$ 인 경우 LCC형 인버터 출력전압이 LC형 인버터(그림2(a)) 출력전압보다 약 2.4배 높은 출력전압을 발생한다는 것을 알 수 있다. 또한, C1의 용량이 C2의 용량보다 약 5배이상이면 출력특성이 LC형 인버터의 출력특성과 거의 일치함을 알 수 있다. 반면, 부하 ( $\lambda$ )의 증가에 따라 오

히려 LCC형 인버터 출력전압이 LC형 인버터의 출력전압보다 작아진다는 것을 알 수 있다.

그림 6은 커패시터 용량분할비 ( $\beta$ )를 일정하게 두고 무차원화 부하저항 ( $\lambda$ )와 무차원화 주파수 ( $\mu$ )를 변화시켰을 때의 출력특성을 나타내고 있다. 그림1의 회로를 공진주파수 부근에서 동작시킬 경우 전력변환이 효율 좋게 이루어지고 있으며, 주파수를 변화시킴으로 출력을 제어할 수 있음을 알 수 있다

그림 7은 무차원화 주파수 ( $\mu = 1.02$ )를 일정하게 두고, 공진용 커패시터 C2와 ZVS용 커패시터 C3의 비  $\alpha$ 를 변화시켰을 때의 C3 및 C4의 총 · 방전시간 즉, Zd의 변화를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 스위치 턴 · 온-오프시 스위치 양단에 발생하는 큰  $dv/dt$ 를 경감시켜 줌으로 스위칭 소자의 스트레스 및 고주파 Ringing으로 인한 스위칭노이즈를 줄일 수 있음을 보여주고 있다.

또, C3와 C4의 용량이 커짐으로 스위치 양단의  $dv/dt$ 가 작아진다는 것을 알 수 있다. 이것은 실제 스위칭소자의  $dv/dt$  (Peak Diode Recovery)를 고려한 ZVS용 커패시터 (C3,C4)의 용량을 결정하는데 중요한 자료로 활용할 수 있을 것으로 사료된다.

### 5. 회로설계 및 실험

특성해석 및 평가를 무차원화 파라미터를 기초로 함으로 회로설계에 범용성을 부여하였다. 입력전원  $E_d(V)$ , 출력전력  $P(kw)$ , 스위칭주파수  $f_{sw}(kHz)$ 가 설계 사양으로 주어졌을 때, 특성 평가치를 기초한 회로 설계 기법의 일에는 다음과 같다.

Step 1.  $\lambda, \mu, \beta, P_{max}, \alpha$ 를 결정 (그림 6 참조).

Step 2. 임피던스 기준량을 산출 (표 1 참조)

$$P(z)^* = \frac{P(t)}{P_s} = \frac{P(t)}{E_d^2 / Z_s}$$

$$Z_s = \frac{E_d^2 \cdot P(z)^*}{P(t)} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C_s}}$$

Step 3. 회로의 고유주파수  $f_r(kHz)$ 을 산출

$$f_r = \frac{f_{sw}}{\mu} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

Step 4.  $L, C_1, C_2, C_3, C_4$ 를 선정.

실제 스위칭소자의  $dv/dt$ (Peak Diode Recovery)를 고려하여  $C_3, C_4$ 결정

표 2 회로정수  
Table 2 Circuit Parameters

Input Voltage	50 [V]
Switching Devices	MOSFET : $V_{DSS} = 500$ [V] [IRFP460] $R_{DS(on)} = 0.27$ [ $\Omega$ ] $I_D = 20$ [A]
Resonant Inductor	165 [ $\mu$ H]
Resonant Capacitor	150 [nF]
Capacitor for ZVS	10 [nF]
Load	500 [ $\Omega$ ]
Resonant Frequency	45 [kHz]
$I_L$ max	14.86 [A]
$V_{c2}$ max	342.33 [V]
$I_R$ max	0.685 [A]

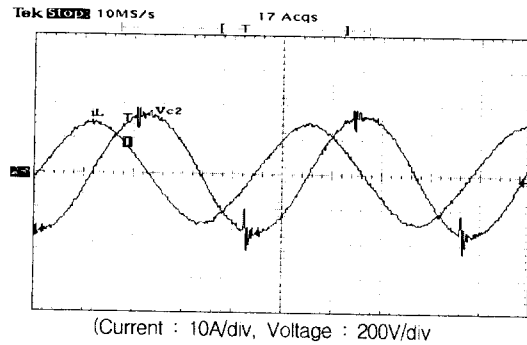


그림 8 출력전류와 전압파형  
Fig. 8 Waveform of Output Current & Voltage

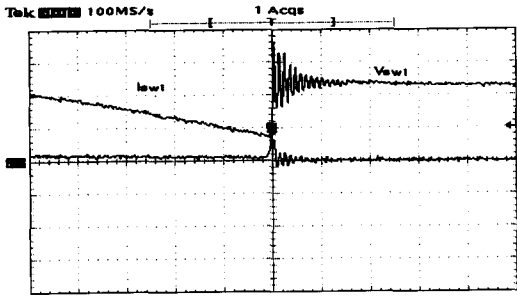
Step 5. 스위치 전류, 커패시터 전압, 부하전류를 산출.

상기의 설계수순에 따른 회로정수값을 산출하면 표 2와 같다.

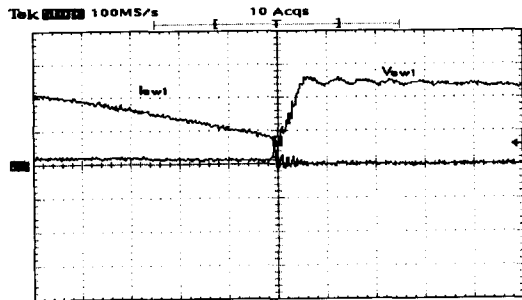
단, 설계사양은  $P = 250$  [W],  $E_d = 50$  [V],  $f_{sw} = 46$  [kHz]로 하였다.

그림 8은 설계값에 의한 회로정수로 실제 인버터회로를 구성하여 얻은 실측파형(부하전류  $i_L$ , 전압  $v_{c2}$ )을 나타내고 있다. 실측파형과 그림 6의 이론파형 및 Pspice파형과 비교해 본 결과, 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 9와 그림10은 스위칭소자의 턴-온 · 오프시 스위칭소자(S1) 양단에 ZVS용 커패시터가 없는 경우와 있는경우의



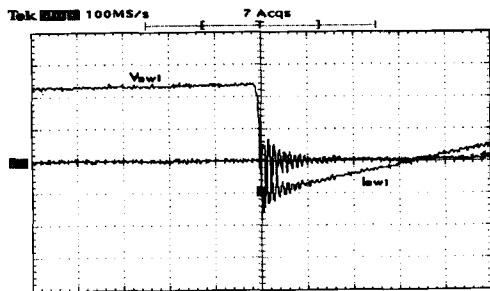
(a)



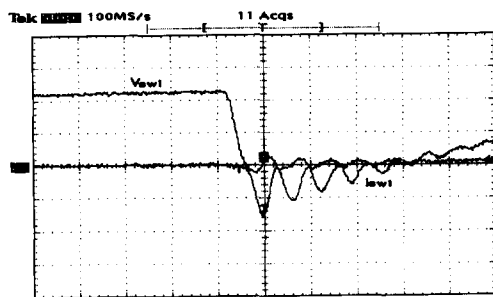
(b)

(Current : 5A/div, Voltage : 20V/div)

그림 9 스위치양단 전압 및 전류 파형(스위치 S1 턴-오프시)  
Fig. 9 Switch Current and Voltage Waveforms



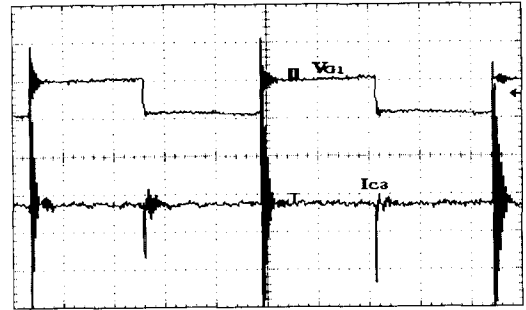
(a)



(b)

(Current : 5A/div, Voltage : 20V/div)

그림 10 스위치양단 전압 및 전류 파형(스위치 S1 턴-온시)  
Fig. 10 Switch Current and Voltage Waveforms



(Current : 4A/div, Voltage : 50V/div)

그림 11 스위치양단 전압 및 전류 파형(용량성( $f_{sw} < f_r$ )인 경우)  
Fig. 11 Switch Current and Voltage Waveforms

전압 및 전류파형을 나타내고 있다. 그림9는 스위칭소자의 턴-오프시 실측파형이고, 그림10은 턴-온시의 실측파형으로 두 파형을 비교해 보면, ZVS용 커패시터를 부착한 경우가 부착하지 않은 경우에서보다 스위칭 소자에 대한 스위칭 손실, 고주파 Ringing현상 및 스트레스가 현저히 줄어들었음을 확인할 수 있다.

그림 11은  $f_{sw} < f_r$  로 운전할 경우 스위칭소자 양단전압과 ZVS용 커패시터를 통해서 흐르는 전류파형을 나타내고 있다. 스위치 온-오프시 스위치 양단에 큰 Peak전압이 나타나는 것을 볼 수 있으며, ZVS용 커패시터를 통해서 큰 Peak전류가 흐르는 것을 볼 수 있다.

따라서, 스위칭 소자에  $dv/dt$ 가 증대하므로 안정된 동작을 기대할 수 없다는 것을 알 수 있다

## 6. 결론

본 논문은 ZVS를 이용한 SEPP-LCC형 고주파 공진 인버터를 연구대상으로 하여 범용성 있는 특성평가를 행하였고, 제 상태변수에 따른 인버터의 동작특성을 도식적으로 표현하였다.

ZVS용 커패시터를 부착함으로써 스위칭 소자에서의 스트레스를 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한, 공진용 커패시터를 분할함으로써 LC형 공진 인버터 전압 출력보다 큰 출력을 얻을 수 있으며, LCC형으로 취함으로써 순수한 정현파 출력 전압을 얻을 수 있었다.

더욱이, 이론해석을 통해서 얻은 특성값을 기초로 하여 회로를 설계하였고, Power-MOSFET를 스위칭소자로 하여 회로를 구성하여 얻은 실험결과와 이론해석의 결과를 비교 검토하여 이론해석의 정당성을 확인하였다.

## 참고문헌

- [1] F. M. Magalhaes, F. T. Dickens, G. R. Westerman and N. G. Ziesse, "Zero-Voltage switched resonant half-bridge high-voltage DC-DC Converter", HFPC Proc. pp.332~343, 1988.
- [2] K. H. Liu, R. Orugauti, F. C. Lee, "Resonant switches-topologies and characteristics", IEEE. Power Electronics Specialists Conference, pp.106~116, 1985.
- [3] S. Yuvarayan, "Waveform Generator-Based Sin PWM Scheme for Resonant DC Link Inverter", IEEE APEC, Vol.1. pp.247~252, 1994.
- [4] Yimin Jiang, "Soft-Switching of IGBTs with the Help of MOSFET's in Bridge-Type Converter", IEEE PESC, pp.151~157, 1993
- [5] E.X Yang, F.X Lee and M.M.Jovanovic, "Small Signal Modeling of Power Electronic Circuit Using Extended Describing Function Technique", Proceeding of the Virginia Power Electronics Center Seminar, pp.155~166, September 15-17, 1991.
- [6] K. H. Liu and F. C. Lee, "Zero Voltage Switching techniques in DC/DC converters", IEEE. Trans. Vol.5, No.3, pp.293~304, July, 1990.
- [7] I. Batarseh, R. Liu, and C. Q. Lee, "Design of parallel resonant converter with LCC-Type commutation", Electronics Letters, vol. 24, no. 3, pp.1779~179, Feb. 1988.
- [8] A, K.S. Bhat, "Analysis, optimization and design of a series-parallel resonant converter", IEEE Industrial Electronics, vol. IE-36, pp.485~498, Nov.1989.
- [9] M. K. Kaxinierczuk, W. Sxaraniec, "classD zero voltage switching inverter and dc/dc converters", IEE proc.-B, vol. 139, No. 4, pp.387~394, July, 1992.
- [10] 서철식, 김종해, 김동희, 노채균, 이달해, "ZVS를 이용한 SEPP-LCC형 고주파 공진인버터의 특성해석에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp.14~19, 1998.7.

## 〈저자 소개〉

**서철식(徐喆植)**

1967년 4월 19일생. 1991년 경북대 공대 전자공학과 졸업(학사). 1997년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 구미1대학 전자과 겸임교수.

**김동희(金東熙)**

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(공학). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 현재 영남대 공대 전기전자공학부 교수.

당 학회 평의원.

**노채균(盧采均)**

1938년 10월 7일생. 1961년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1982년~1983년 켄터키 주립대 교환교수. 1968~현재 영남대 공대 전기전자공학부 교수.

공학부 교수.

**남승식(南承植)**

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 전기공학과 졸업(학사). 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 구미1대학 전기과 겸임교수.

**변영복(卞永福)**

1961년 3월 23일생. 1984년 부산대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 한국전기연구소 전력전자 연구부 선임연구원.

**이봉섭(李奉燮)**

1965년 9월 19일생. 1991년 영남대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 삼척대 공대 제어계측과 조교수.