

ZVS를 이용한 SEPP-LCC형 고주파 공진인버터의 특성해석에 관한 연구

서철식 · 김종해 · 김동희 · 노채균 · 이달해
영남대학교

Characteristic of SEPP-LCC Type High Frequency Resonant Inverter using ZVS

Cheol-Sik Seo · Jong-Hae Kim · Dong Hee Kim · Chae-Kyun Noh · Dal-Hae Lee
Yeungnam University

<Abstract>

This paper has described about principle and form of proposed circuit made use of soft switching technology ZVS(Zero-Voltage-Switching) to reduce turn on and off loss at switching. also, the analysis of the proposed circuit has described by using normalized parameter and operating characteristics have been evaluated as to switching frequency and parameters.

In addition, this paper proves the propriety of theoretical analysis in terms of the experiments.

1. 서론

최근 SIT, Power MOSFET, IGBT 등의 자기소호 능력을 가진 고성능 반도체 스위칭 소자가 실용화되어 고주파 영역에서 고속스위칭 동작이 가능하게 되었고, 이들을 응용한 스위칭 모드 전력변환 장치가 활발히 연구되고 있다.

전력변환 전원시스템은 고주파 전력용 반도체의 실용화로 시스템의 고효율화, 고신뢰화, 소형·경량화가 가능해졌고, 이들 시스템 구성에 관한 연구도 활발하게 진행되어 왔다. 전력변환 전원시스템회로 구성으로 크게 비공진형 회로와 공진형 회로로 나눌 수 있다. 펄스폭 변조(PWM:Pulse Width Modulation) 제어 방식을 주로 채택하고 있는 비공진형 회로 방식은 출력제어범위가 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 한계점을 드러내었다.

반면, 공진형 회로방식은 공진을 일으키는 인덕터와 커패시터를 회로에 추가함으로써 소프트 스위칭이 가능하고, 스위치의 영 전압 혹은 영 전류에서 스위칭함으로써 스위칭 손실과 스위칭 소자에 대한 스트레스를 크게 줄일 수 있어 고주파화가 가능하게 되었다. 최근에는 이 회로 방식을 이용하여 수10kHz에서 수MHz대의 고주파 영역에서 스위칭 동작을 실현하여 장치의 소형화, 저잡음화, 고신뢰화, 경량화를 이룩하고 있다.

본 연구에서는 상술한 기술적 배경을 토대로 하여 형광등 안정기용 전원에 적용 가능한 SEPP형 부하 공진 고주파 인버터의 스위치 양단에 커패시터를 병렬로 접속해 스위치 전압이 영인 시점에서 스위치가 ON-OFF되도록 함으로써 스위칭 손실과 스트레스를 경감할 수 있는 ZVS(Zero-Voltage-Switching)기술을 도입한 회로를 연구대상회로로 제안하였다. 또한 연구대상회로의 동작원리 및 공진용 커패시터의 용량 분할비에 따른 제 특성을 기술하였고, 회로해석에 범용성을 부여하기 위한 무차원화 파라미터를 도입하여 수치해석과 Pspice를 이용하여 회로의 동작특성을 해석·평가하였다. 또한, 이론특성치를 근거로 하여 전력용 MOSFET를 스위칭소자로한 실제 회로를 구성하고 실험을 행하였고, 이론치와 실험치를 비교·검토함으로써 이론해석의 정당성을 입증하고자 하였다.

2. ZVS를 이용한 SEPP-LCC형 인버터 특성해석

2.1. 회로구성

그림1은 ZVS기법을 도입한 SEPP-LCC(Single Ended Push Pull - LCC)형 고주파 부하공진 인버터회로를 나타내고 있다.

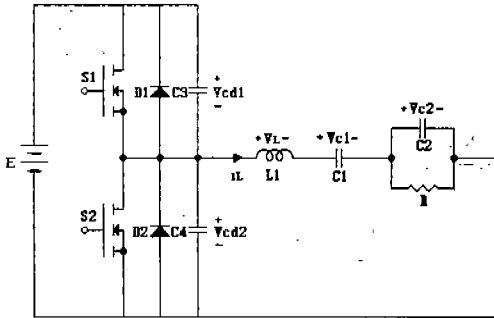


Fig. 1. SEPP-LCC Type High Frequency Inverter using ZVS

스위칭소자 S1,S2는 자기소호 기능을 가지는 고주파 전력용 반도체 스위칭소자이며, D1,D2는 에너지 회생용 다이오드로 회로운전 특성상 나타나는 무효전류를 흘려주는 통로로 사용되며, MOSFET를 스위칭소자로 사용할 경우 내장된 기생 다이오드를 이용함으로 외부에 별도의 다이오드를 부가할 필요가 없다.

L은 공진용 리액터이고, C1,C2는 공진용 분할 커패시터로 C1이 C2에 비해 대단히 큰 경우($C1 \gg C2$), C1은 전원필터용 커패시터로 동작하며, 이때 그림1의 인버터는 LC형 고주파 공진인버터로 동작한다. 반면, $C2=0$ 즉, C2가 제거된 경우, 그림1의 인버터는 LCR형 고주파 공진인버터로 동작한다.

C3,C4는 ZVS용 커패시터로 스위치 ON-OFF시 스위치 양단에 발생하는 dv/dt 를 경감시킴으로 스위칭 손실과 스위칭 소자에 대한 스트레스를 최소화하는 역할을 하며, 공진용 커패시터 C2에 비해 매우 작은 용량을 갖는다.

2.2 구동신호에 따른 출력제어

그림2는 그림1의 인버터회로에 고주파 출력전력을 제어하기 위한 방법으로 스위칭 소자(S1,S2)에 인가하는 구동신호 패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정상적인 전압 및 전류파형을 나타내고 있다. 구동신호에서 스위칭 소자의 암(arm)단락을 방지하기 위하여 데드타임을 주었고, 스위치에 인가하는 신호의 주파수를 변조하는 방법, 즉 펄스 주파수 변조(PFM: Pulse Frequency Modulation)방식으로 출력을 제어할 수 있다.

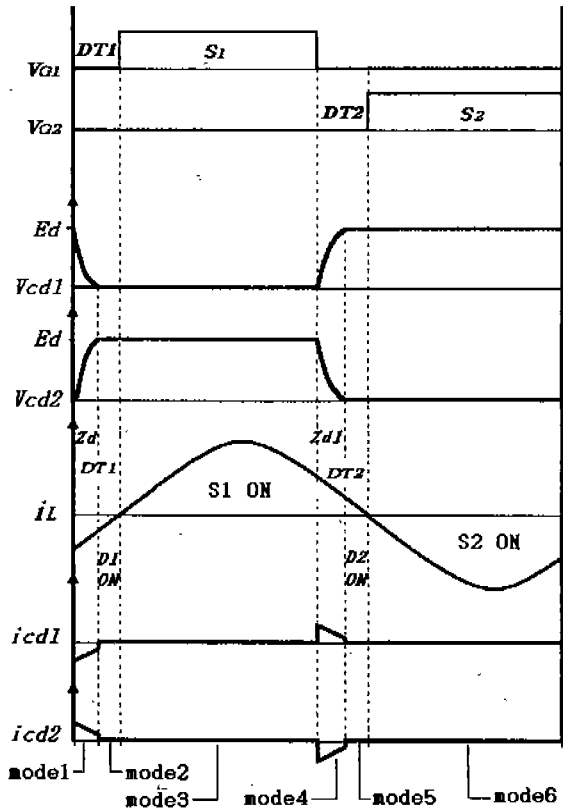


Fig. 2. Drive Switching Signal Pattern & Theoretical waveforms

2.3 회로해석

그림1의 인버터 회로 해석을 위하여 다음과 같은 가정을 설정하였다.

- (1) 반도체 스위칭소자 및 다이오드는 턴-온 시 각각의 내부임피던스는 영이고, 턴-오프 시 각각의 내부임피던스는 무한대인 이상적인 무손실소자로 가정한다.
- (2) 공진용 소자인 L, C1, C2 및 ZVS용 소자인 C3, C4는 무손실의 이상적인 소자이며, 배선도 역시 무손실, 무유도의 도선으로 가정한다.
- (3) 전압원은 리플성분이 없는 이상적인 직류전원으로 가정한다.
- (4) 전원에서 본 부하의 상태는 유도성 부하로 한다.

회로의 동작모드는 그림1의 스위칭소자(S1,S2)와 다이오드(D1,D2)의 온·오프동작과 스위치(S1,S2)양단의 ZVS용 커패시터(C3,C4)의 충·방전에 의해서 6개의 모드로 구분할 수 있다. 그림3은 각 동작모드에 대한 등가회로를 나타내고 있으며, 표1은 각 동작모드별 소자의 동작상태를 나타내고 있다.

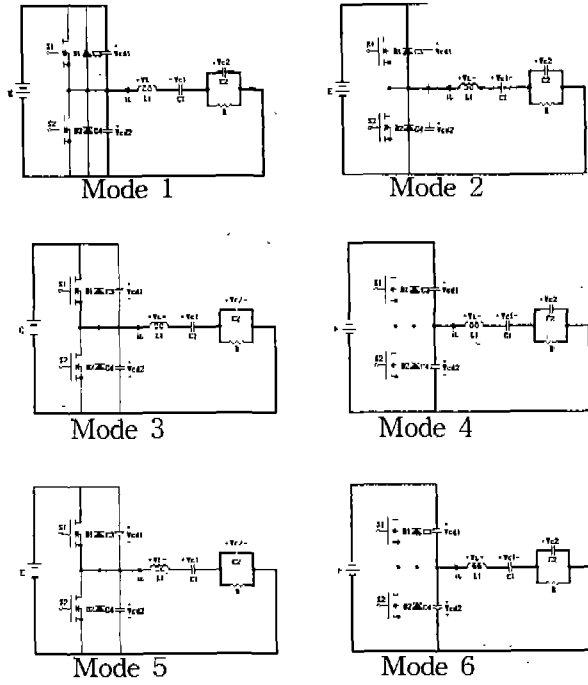


Fig. 3. Equivalent Circuit for Operating Mode

Table 1 Operating Mode

MODE	S1	D1	S2	D2	Remark
1					C3 : Discharging C4 : Charging
2		ON			
3	ON				
4					C3 : Charging C4 : Discharging
5				ON	
6			ON		

그림1의 회로는 스위칭 주파수 (f_{sw})가 공진주파수 (f_r)보다 큰 경우, 즉 유도성 부하상태에서만 동작이 가능하다. 저항성 부하상태나 용량성 부하상태에서의 경우, ZVS용 커패시터에 의한 스위치 소자의 단락현상을 초래하여 안정적인 동작을 기대할수 없고, 스위칭소자에 큰 스트레스를 줌으로 동작을 제한하여야 한다

각 모드별 회로상태방정식에 회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표2에서 나타낸 정규화 제어변수를 도입하였다.

Table 2 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	$T_o = 1/f_{su}$	$Z = t/T_o$
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_{su} : Operating Frequency of Inverter

T_o : Operating Period of Inverter

$C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, $\alpha = \frac{C_3}{C_2}$, $\beta = \frac{C_1}{C_2}$

$L_s = L$

각 모드의 상태방정식에서 A,B,C,D,E,F는 다음과 같다.

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

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

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

$$D = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{4\pi}{\mu}]^T, \quad E = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

$$F = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

각 동작모드에 따른 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\text{Mode 1 : } \frac{dX^*}{dz^*} = A \cdot X^* + D \cdot U^* \quad Y = F \cdot X \quad (1)$$

$$\text{Mode 2 : } \frac{dX^*}{dz^*} = B \cdot X^* + D \cdot U^* \quad Y = F \cdot X \quad (2)$$

$$\text{Mode 3 : } \frac{dX^*}{dz^*} = B \cdot X^* + D \cdot U^* \quad Y = F \cdot X \quad (3)$$

$$\text{Mode 4 : } \frac{dX^*}{dz^*} = A \cdot X^* + D \cdot U^* \quad Y = F \cdot X \quad (4)$$

$$\text{Mode 5 : } \frac{dX^*}{dz^*} = C \cdot X^* + E \cdot U^* \quad Y = F \cdot X \quad (5)$$

$$\text{Mode 6 : } \frac{dX^*}{dz^*} = C \cdot X^* + E \cdot U^* \quad Y = F \cdot X \quad (6)$$

여기서, $X = [V_{C1}^*, V_{C2}^*, V_{C3}^*, V_{C4}^*, I_L^*]^T$, $U^* = 1$ 이다.

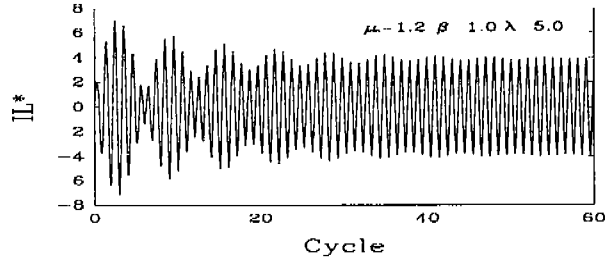
3. 특성 및 실험

본 논문에서 사용한 회로정수는 이론해석을 근거한 설계치를 사용하였으며, 표3에서 그 회로정수를 보여 주고 있다.

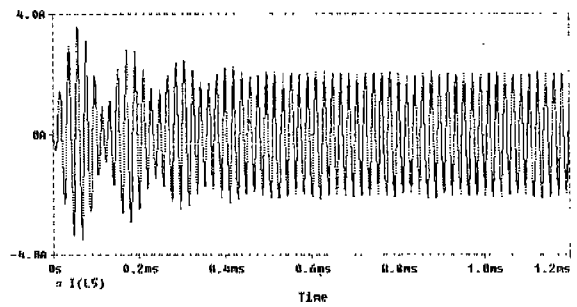
Table 3 Circuit Parameters

전원전압	50 [V]
스위칭소자 정 격	MOSFET : $V_{DSS} = 500$ [V] [IRFP460] $R_{DS(ON)} = 0.27$ [Ω] $I_D = 20$ [A]
공진용 리액터	165 [μH]
공진용 커패시터	150 [nF]
ZVS용 커패시터	3 [nF]
부하저항	500 [Ω]
공진주파수	45 [kHz]

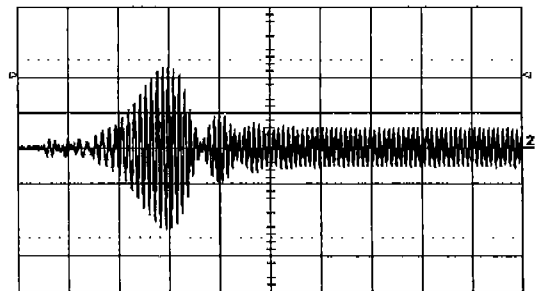
그림4(a)(b)(c)는 부하 기동과도 전류특성을 나타내고 있다. 그림4(a)는 $\mu=1.2$ 일때의 이론해석 전류파형이고, 그림4(b)는 $\mu=1.2$ 를 실제 주파수로 환산했을때의 주파수, 즉 54kHz일때의 Pspice 전류파형이며, 그림4(c)는 54kHz일 때의 실험 전류파형이다. 실험전류파형의 돌입전류가 이론해석치보다 크게 나타나지만 유형이 거의 일치함을 볼수 있다.



(a)



(b)

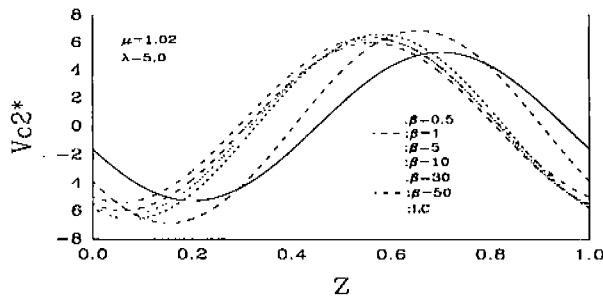


Current : 4A/div

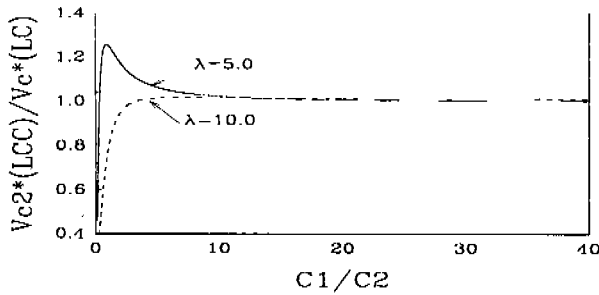
(c)

Fig. 6. Transient Characteristic of Output Current(IL)

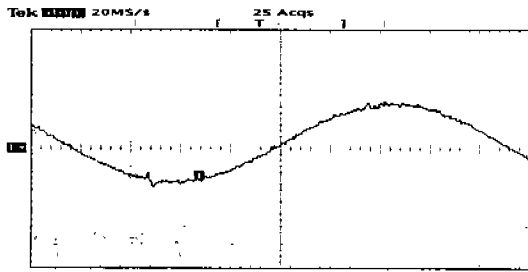
그림7는 출력전압 특성을 나타내고 있다. 그림5(a)는 커패시터C1과 C2의 비(β)에 따른 정상상태 출력전압의 변화를 나타내고 있다. 그림(b)는 LC형 인버터 출력전압을 기준으로 했을때의 LCC형 인버터 출력전압의 비를 나타내고 있다. 그림(c)는 LC형 인버터의 출력전압의 실험파형이며, 그림(d)는 LCC형 인버터의 출력전압의 실험파형이다. 그림5에서 보면, C1의 용량이 C2의 용량보다 약 30배상이 되면 출력특성이 LC형 인버터와 거의 일치함을 알수 있다. 또한 LC형 인버터 출력전압은 입력전압의 1/2의 DC 성분은 항상 내포하지만, 본 제안회로의 출력전압은 순수한 정현파 성분만을 가짐을 알수 있다.



(a)

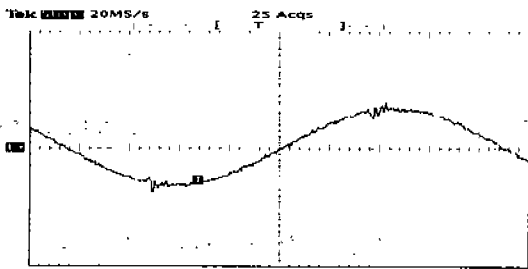


(b)



Voltage : 200V/div

(c)

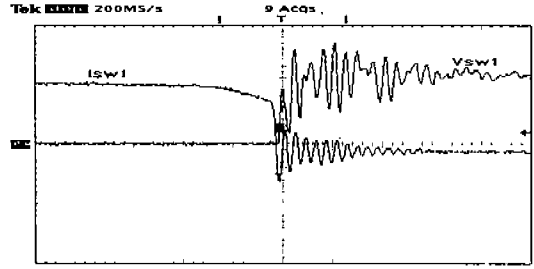


Voltage : 200V/div

(d)

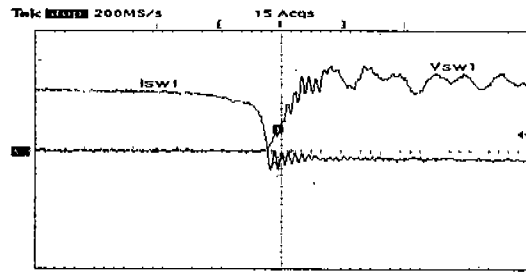
Fig. 5. Characteristic of Output Voltag(V_{c2})

그림6은 스위치의 턴-오프시 스위칭소자(S1) 양단의 전압과 전류파형을 나타내고 있다. 6(b)는 스위칭소자 양단에 ZVS용 커패시터를 부착한 경우로 ZVS용 커패시터를 부착하지 않은 그림6(a)의 경우보다 스위칭 손실 및 스위칭 소자에 대한 스트레스가 줄어들었음을 볼 수 있다.



Current : 5A/div Voltage : 20V/div

(a)



Current : 5A/div Voltage : 20V/div

(b)

Fig. 6. Characteristic Output Voltage and Current for Switching Device (S1)

그림7은 커패시터 용량분할비(β)를 일정하게 두고 무차원화 부하저항(λ)와 무차원화 주파수(μ)를 변화시켰을 때의 전력출력 특성을 나타내고 있다. 회로 공진주파수 부근에서 회로를 동작시킴으로 출력의 고밀도·고효율화를 이룩할 수있으며, 주파수를 변화시킴으로 출력을 제어할수 있음을 알수 있다.

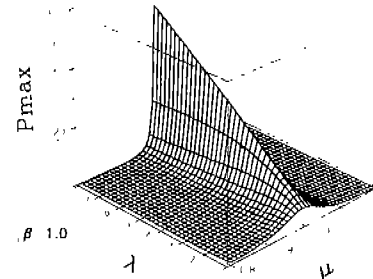


Fig. 7. Characteristics of λ and μ

4. 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 부차함으로 스위칭 소자에서의 손실과 스트레스를 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한, 공진용 커패시터를 분할함으로 특정 부하상태 ($\lambda=6$ 이하)에서는 LC형 공진 인버터 전압출력보다 큰 출력을 얻을 수 있으며, LC형 인버터의 출력전압은 입력전압의 1/2의 DC성분을 포함하고 있지만, LCC형으로 취함으로써 순수한 정현파 출력전압을 얻을 수 있었다.

이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 이론해석을 통해서 얻은 특성값을 기초로 하여 회로를 설계하고, Power-MOSFET를 스위칭 소자로 하여 회로를 구성하여 얻은 실험결과와 이론해석의 결과를 비교·검토하여 실험파형과 이론파형이 거의 일치함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] E.X. Yang, F.C. 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.

[2] T. F. Wu, "Single-State Dimmable Electronic Ballast with Unity Power Factor", IAS'96, Vol 4, pp. 2141-2148, 1996.

[3] A. Takeuchi, "Zero-Voltage-Switching Controlled High Power-Factor Converter", PESC'96, Vol.1, pp. 1859-1864, 1996.

[4] J. M. Alonso, "A Novel Low-Loss Clamped Mode LCC Resonant Inverter", PESC95, Vol. 2, pp. 736-742, 1996.

[5] Alexandru Ivascu, "Class E Half-Wave Low di/dt Rectifier Operating at Frequency Around Resonance", PESC95, Vol. 2, pp. 743-749, 1995.

[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] F. M. Magalhaes, F. T. dickens, G. R. Westerman and N. G. Ziesse, "Zero-Voltage switched re-

sonant half-bridge high-voltage DC-DC Converter", *HFPC Proc.* pp. 332~343, 1988.

[8] K. H. Liu, R. Orugauti, F. C. Lee, "Resonant switches-topologies and characteristics", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 106~116, 1985

[9] D. M. Divan, "Inverter Topologies and Control Techniques for sinusoidal Output Power Supplies", *IEEE APEC*, pp. 81~87, 1991.

[10] S. Yuvarayan, "Waveform Generator-Based Sine PWM Scheme for Resonant DC Link Inverter", *IEEE APEC*, Vol.1. pp. 247~252, 1994.

[11] Yimin Jiang, "Soft-Switching of IGBTs with the Help of MOSFET's in Bridge-Type Converter", *IEEE PESC*, pp. 151~157, 1993.

[12] M. K. Kazimierczuk, W. Szaraniec, "Class-D Zero-Voltage-Switching Inverter and DC/DC Converters", *IEE Proc.-B*, Vol. 139, No. 4, pp. 387~394, July, 1992.

[13] F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", *IEEE Proc.* Vol. 28, No. 2, pp. 255~261, June, 1988