

# RCD 스너버 및 준구형파를 이용한 250[W] HPS lamp용 전자식 안정기 개발

(The Development Of the Electronic Ballast for HPS lamp using the RCD Snubber and Quasi-Square Wave)

강도형\* · 박종연

(Do-Hyung Kang · Chong-Yeun Park)

## 요 약

본 논문은 고압 방전램프를 점등시켜 주는 전자식 안정기에 관한 것으로서, Class D LCC 공진 인버터 방식을 이용하여, 램프의 초기 점등, 정상상태를 구동하게 하고, 준구형파로 ZC-ZVS Soft Switching을 구현하여 플-브리지 스위치의 발열을 최소화할 수 있도록 하였다.

또한, RCD 스너버 회로를 적용하여 스위치 발열 감소뿐만 아니라, 고주파 스위칭으로 인한 서지 전압의 감소를 통한 노이즈를 최소화시켜 제어부의 안정되고, 신뢰성 있는 동작을 가능하게 할 수 있도록 하고, 안정기의 전체적인 스위칭 노이즈 발생을 최소화하였다.

## Abstract

In this paper, We have researched about the Electronic Ballast for 250W HPS(High Pressure Sodium) lamp. This Electronic Ballast is capable to operate the Ignition and Steady State Using the Class D LCC resonant tank, and minimizing the full-bridge inverter's Switching Stress by implementation Quasi-square ZC-ZVS Soft Switching Method. And also, We have reduced the heat of MOS-FETs and high frequency switching surge noise using the RCD clamp snubber. Therefore, We are sure that the developed ballast has the properties of the stable & reliable Control and the function of minimizing the total noise of the system.

Key Words : Electronic Ballast, HID lamp, Quasi-square, RCD clamp snubber

## 1. 서 론

기존의 고압 방전램프(High Intensity Discharge Lamp)용 전자식 안정기는 반도체 소자들로 구성되어

있어, 자체 손실이 감소되어 소비전력이 일반 자기식 안정기에 비해 매우 큰 절전 효과를 갖는다. 특히 고주파로 발진하는 인버터(Inverter)회로를 채용하여 깜박거림(Flicker)현상을 방지할 뿐만 아니라, 역률 개

\* 주저자 : 강원대학교 전기공학과 석사과정  
Tel : 033-250-6292, Fax : 033-241-3775  
E-mail : patentkang@hanmail.net  
접수일자 : 2002년 1월 9일

1차심사 : 2002년 1월 14일  
2차심사 : 2002년 2월 5일  
심사완료 : 2002년 3월 9일

선(Power Factor Correction), 광효율 증가, 디밍제어 등등 점차 성능 개선이 이루어 지고 있는 추세로 기존의 자기식 안정기를 대체하여 오고 있다.

그중 가장 많이 사용되고 있는 방식으로는 Class D 공진인버터 방식이 있는데, 별도의 이그나이터가 필요없이 점등이 가능하며, 정상상태시의 램프의 출력을 조절할 수 있는 장점이 있다.[1][2]

그러나, 고출력 방전램프에 적용함에 있어서 스위치 발열이 증가하여, 안정기의 전체효율 및 안정성이 떨어지고, 방열판 및 크기가 증가하는 문제점이 있었다.

이에 본 연구에서는 준구형파 ZV-ZCS(Zero Current · Zero Voltage Switching) 방식을 LCC 공진인버터에 적용하여 풀 브리지 스위치의 스위칭 스트레스를 최소화하고, 또한 RCD Clamp Snubber를 이용하여 고주파 스위칭으로 인한 스위칭 노이즈를 최소화하여 시스템의 신뢰성 및 안정성을 향상시킨 Soft Switching 방식의 전자식 안정기를 개발하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 HPS 램프의 특성

고압 나트륨 램프는 기존의 수은 램프에 비해서 2.4배의 광속을 내며 동일한 수명을 갖는 혁신적인 램프로 인식되어 오고 있다. 또한 우수한 광속유지율, 높은효율, 장수명의 장점을 지닌 램프이다. 또한, 광효율이 가장 좋고 연색성은 나쁘나 빛의 투과성이 우수하여 안개나 스모그현상이 일어나는 장소에 가장 적합한 것으로 알려져 있다.

표 1. 250W HPS lamp의 음향공명대역  
Table. 1. Acoustic resonance band of 250W HPS lamp

공명 f(kHz)	기본파	고주파		부고주파		
		2차	3차	1/2	1/4	1/6
길이	9.3	18.6	27.9	4.65	2.325	1.55
반지름	22.7	42.4	68.1	11.3	5.674	3.78
방사성	11	22	35	5.5	2.5	1.83

그리고, 아크튜브에 기동 저항이 없게 되어, 메탈 수은 램프보다 상대적으로 높은 점등전압(1500[V])이 필요하다. 또한 고압 방전등의 방전관 내에서 고주파진동수와 인버터의 구동 주파수가 일치할 때 발생하

는 음향공명현상을 고려해야 하는데, 램프의 길이, 반지름, 방위에 따라서 복잡하게 존재한다. 따라서 고주파 정현파로 구동시킬 시에 발생 가능한 공명주파수 대역을 예측하여 집중시켜야 한다.[3][4]

(a) 길이방향  $f = \frac{C}{2L}$

(b) 반지름 방향  $f = \frac{3.83C}{2\pi R}$

(c) 방사성 방향  $f = \frac{1.84C}{2\pi R}$

이에 본 연구에 적용된 250W HPS Lamp 의 규격, 즉 C=560mm, L= 6cm R=0.5cm에 따라 발생가능한 공명 주파수 대역을 알아보았다.

위의 표1에 따라 음향공명 주파수를 회피할 수 있는 대역은 아래와 같다.

제 1대역 - 25[kHz] < fsw < 34[kHz]

제 2대역 - 45[kHz] < fsw < 68[kHz]

이에 본 연구에서는 음성가청주파수, 무선 리모콘 주파수대역을 피할 수 있는 제 2대역을 선택하였다.

### 2.2 Full Bridge LCC 공진 인버터 해석

그림 1은 Full Bridge LCC공진 인버터를 나타낸 것이며, LCC 공진 탱크회로는 입력 전압  $V_{AB}$ 에 대하여 기본적으로 대역 통과 필터 역할을 하고 있다. 그리고,  $R_{lamp}$ 는 램프를 저항 성분으로 나타낸 것이며, off-state에는 open circuit, Steady-state에서는 short state, aging에 따라서 R의 값이 서서히 증가하는 특성을 보이고 있다.

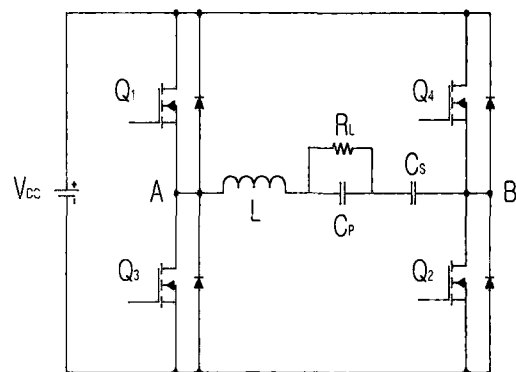


그림 1. LCC 공진인버터 및 출력회로  
Fig. 1. LCC Resonant Inverter Circuit -

LCC 공진 회로를 해석하기 위한 기본적인 방정식이 다음과 같이 보여지고 있다.

$$\text{직렬 공진 주파수 } \omega_s = \sqrt{\frac{\omega_p}{C_s}} \dots\dots\dots(1)$$

$$\text{직렬 특성 임피던스 } Z_r = \sqrt{\frac{Z_k}{C_s}} \dots\dots\dots(2)$$

$$\text{직렬 Quality Factor } Q_s = \frac{1}{Q_p} \sqrt{\frac{C_s}{C_p}} \dots\dots\dots(3)$$

그리고, LCC 탱크회로의 전압이득, 즉 입력 전압 : 램프 출력전압 비 |G|는 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\frac{V_{Lmp2}}{V_{AB}} = \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_s})^2]^2 - 1] [\frac{\omega_s}{\omega_p}]^2 + Q_s^2 [\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega_p}]^2}} \dots\dots\dots(4)$$

위의 방정식에 의하여 램프를 점등시키는 방법을 흔히 "Ignition by resonance"라고 부른다.

그리고, 전압이득은 natural resonant frequency  $\omega_r$ 에 최대값을 갖는다.

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L \cdot \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}}} \dots\dots\dots(5)$$

또한 Full Bridge 인버터의 전압  $V_{AB}$  대한 공진 인덕터 전류의 위상차는 다음과 같이 구해질 수 있다.

$$\psi_s = \tan^{-1} \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p - Q_s \left( \frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right) + \left( 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_p} Q_p \right)^2 \right)^{1/2} \right) \dots\dots\dots(6)$$

### 2.3 LCC 소자값의 선정

준구형파를 구현하는 최대의 이유는 LCC 공진 탱크회로의 Reactive Power를 Minimizing시켜 Full Bridge 스위칭 소자의 스테레칭을 감소하는 이른바 Soft Switching에 있다.

첫째로, 수명에 따른 램프전압이 변화해도 항상 ZC-ZVS를 만족시켜야 하므로 부하인 HPS 램프의 최초 및 수명말기 상태에서의  $V_{lamp}$ 을 각각  $V_{lamp1}$ ,  $V_{lamp2}$ 로 분리시킨다.

LCC 소자값 선정시 중요한 요소로 인버터  $V_{AB}$ 의 Duty와 정상상태의 직렬공진  $Q_s$  값이다. 우선 램프의 수명에 따른 Duty값을 고려하여 보면 다음과 같은 식이 유도된다.

$$D = \frac{1 - \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left| \frac{(\frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{lamp1}})^2 \times \cos^2 \left[ (1 - (D_{min} + \delta D) \frac{\pi}{2}) - (\frac{C_p}{C_s}) \right]}{\sqrt{(\frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{lamp2}})^2 \times \cos^2 \left[ (1 - (D_{min} + \delta D) \frac{\pi}{2}) - (\frac{C_p}{C_s}) \right]}} \right|}{\dots\dots\dots} \dots\dots\dots(7)$$

다음으로, 정상상태의 램프의 출력과 관련있는  $Q_s$  값을 구해보면 다음과 같다.

$$Q_s = \frac{\sqrt{(\frac{4V_{dc}}{\pi\sqrt{2}V_{lamp2}})^2 \times \cos^2 \left[ (1 - (D_{min} + \delta D) \frac{\pi}{2}) - (\frac{C_p}{C_s}) \right]}}{\sqrt{\frac{C_s}{C_p} - \frac{C_p}{C_s}}} \dots\dots\dots(8)$$

Duty D와  $Q_s$ 는 수식이 대단히 복잡하므로 수치 해석방법으로 해결한다.

### 2.4 준구형파 제어

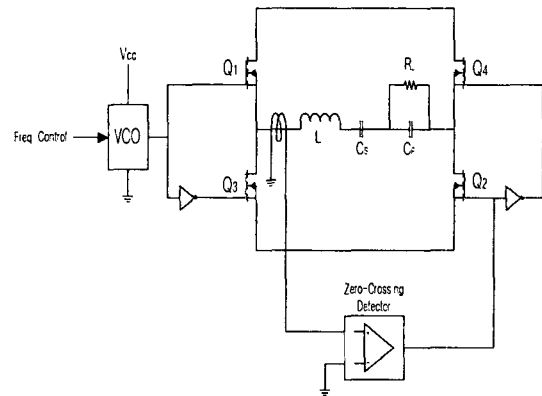


그림 2. Optimum Commutation을 위한 회로도  
Fig. 2. Circuit for the Optimum Commutation

그림 3과 같은 time sequence를 갖는 control 방법은 Quasi-Square Commutation방식이라고 한다.[5][6] 이 방식은 총 5개의 구간으로 나누어 생각할 수 있다.

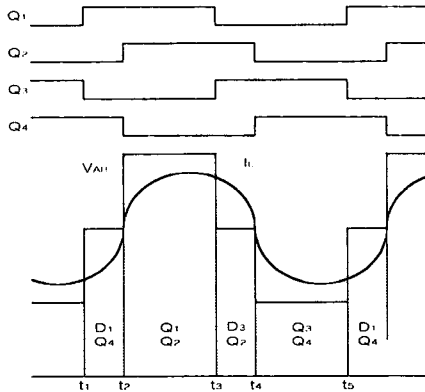


그림 3. Optimum Commutation에서 전압과 전류의 관계  
Fig. 3. Relation of the V-I at the Optimum Commutation

- (i)  $t_1 \leq t \leq t_2$  :  $I_L < 0$ 에서  $I_L$ 이 '0'이 되는 과정으로  $D_1$ 이 on되는 기간이 발생한다. 그리고 이 구간을 "clamped interval"이라고 한다.
- (ii)  $t = t_2$  : 이 구간에는  $I_L = 0$  이고  $Q_1$ 은 on 상태이고  $Q_2$ 가 turn-on한다.  $Q_4$ 는 이때 turn-off하여 ZCS를 이룬다.
- (iii)  $t = t_3$  :  $Q_1$ 은 강제적으로 turn-off되어 loss가 발생하고 ZCS를 이루지 못한다. 다이오드  $D_3$ 가 on 상태가 된다.
- (iv)  $t = t_4$  :  $I_L$ 이 '0'이다.  $Q_2$ 가 off하므로 ZCS를 이루고  $Q_3$ 는 turn-on하여 ZVS를 이룬다.  $Q_4$ 는 강제적으로 on이되고 ZVS를 이루지 못한다. 따라서  $Q_4$ 에는 loss가 발생한다.
- (v)  $t = t_5$  :  $Q_3$ 가 off가 되지만 ZCS를 이루지 못하여 loss가 발생한다.

2.5 전류검출용 Zero-Crossing Detector

그림 4에서 보듯이 회로의 구성은 VCO(Voltage Controlled Oscillator)를 통하여 구동주파수를 제어하고 CT(Current-Transformer)를 이용하여 zero-crossing detection을 하여 전류가 '0'인 점에서  $Q_4$ ,  $Q_2$ 를 스위칭하도록 하였다.

그리고, zero-crossing detector는 비교기 LM311로 구성되어 실현하였고, 구동IC는 IR2111를 사용하

였다.

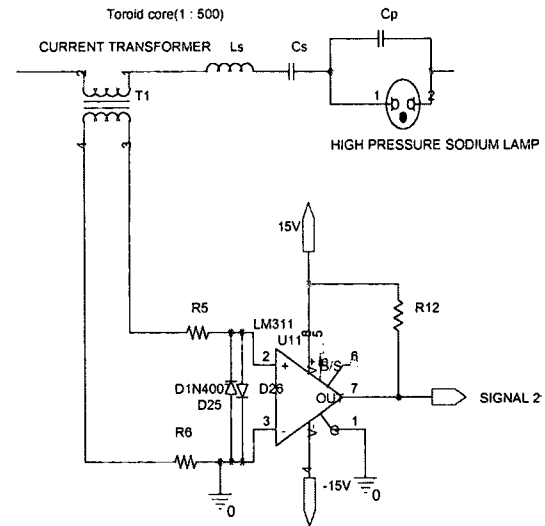


그림 4. Zero Crossing Detection Circuit  
Fig. 4. Zero Crossing Detection Circuit

2.6. 소프트 스타팅 방법

램프에 인가되는 전압이득이 초기점등에서 정상상태로 변화하는 비율(Ratio)는 직렬병렬 커패시터 ( $C_s/C_p$ ) Ratio에 의하여  $G_v$ (전압이득)이 결정된다. 램프의 초기상태 즉, off-State에서  $Q_s$ 는 매우 낮기 때문에  $W = W_p$ 로 볼 수 있다. 이때, 램프 양단에 인가되는 전압은 다음과 같다.

$$V_{lamp} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cdot \frac{C_s}{C_p} \dots\dots\dots(9)$$

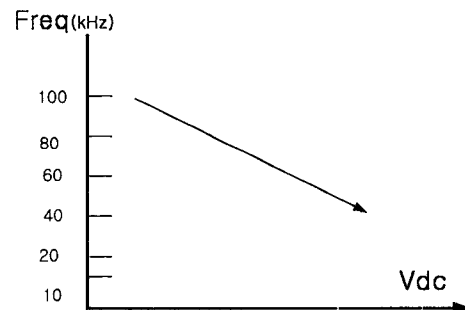


그림 5 VCO의 특성곡선  
Fig. 5 Characteristic curve of the VCO

초기 점등시에는 램프양단에 예기치 못한 과전압, 과전류가 흐를 수 있기 때문에 램프의 수명에 문제가 있을 수 있고, 특히 전자식 안정기의 스위치에 과도한 공진 전류가 흐를 수 있게 되어 자칫하면 스위치 파손의 원인이 될 수 있다. 따라서,  $W_r$ (Natural Resonant Frequency)인 주파수 대역보다 높은 곳에서 출발하여 서서히 주파수를 낮추면서 램프를 점등시켜 안정기 및 램프에 보호하는 기능이 필요하다. 이에 본 연구에 적용된 소프트 스타팅 방법을 그림 5와 같은 VCO의 특성을 이용하여 램프 및 안정기의 안정성을 확보하였다.

또한, VCO는  $V_{dc}$  입력전압의 변화에 따라서 출력주파수가 선형적으로 변하는 특성을 갖고 있다. Full-Bridge  $V_{dc}$  입력의 전류량을 받아서 VCO의 입력에 전압에 인가되어 Soft Starting 및 Power Control 및 Dimming 기능을 구현할 수 있도록 하였다.

2.7 RCD Clamp Snubber 회로

본 연구에서 준구형파를 구현하기 위하여 필연적으로 전류센싱 신호를 정확히 센싱하여야만 하는데 First Arm(Q1, Q3)에 발생되는 스위칭 노이즈(Switching Turn off 時)가 인버터의  $V_{dc}=400V$  증가, 부하전류 증가에 따라서 심각하게 증가하게 되어 Zero-Crossing Detector 신호파형에 노이즈가 발생하게 되어, 결과적으로 전류센싱신호에 문제가 있었다.

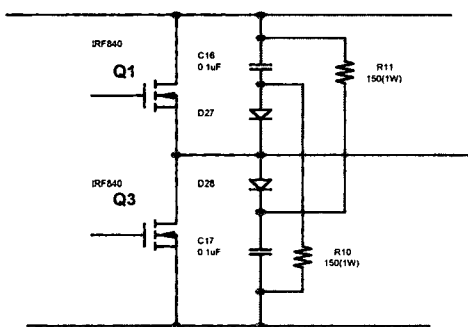


그림 6. RCD Clamp Snubber Circuit  
Fig. 6. RCD Clamp Snubber Circuit

이에 그림 6과 같은, RCD Clamp 스너버 회로를 본 전자식 안정기에 추가하여 Q1, Q3의 Turn-off 時 발생된 서지 전압을 최소화할 뿐만 아니라

Switching Stress를 최소화 하였다.

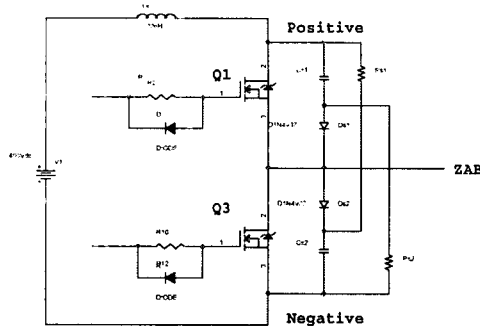


그림 7. Switching Turn off mode  
Fig. 7. Switching Turn off mode

2.7.1 Switching Turn off mode

(i) Q1이 턴온 되면,  $C_{s2}$ 에  $V_{dc} = 400V$ 가 Fully 충전된다. Q1이 턴오프되면, Q1의  $V_{ds}$ 는 갑자기 증가하면서,  $400V$ 가 되는데, DC-loop에 기생하는  $L_s$ 성분으로 인하여,  $V_{dc} 400V$  보다 더 큰 서지전압이 발생한다.

(ii) 이때, 서지전압이 발생하는 순간에,  $D_{s1}, D_{s2}$ 는 Forward bias 되어서, 스너버가 동작한다.  $L_s$ 에 있는 에너지는 식 (10) 스너버의 Capacitor에 흡수, 즉 충전된다.

$$V_{DC} - V_{DS}(t) = -\frac{1}{C} \int i(t) dt \dots \dots \dots (10)$$

이에 따라,  $V_{DS}(t)$ 는 다음과 같다.

$$V_{DS}(t) = V_{DC} - L \frac{di}{dt}(t) \dots \dots \dots (11)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (V_{DC} - V_{DS}(t)) \dots \dots \dots (12)$$

위의 (11)식과 (12)식을 정리하면

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} \left( -\frac{1}{C} \int i(t) dt \right) = -\frac{1}{L_s C} \int i(t) dt \dots \dots \dots (13)$$

위의 식(13)에 따라서 MOS-FET  $V_{DS}$  는 다음과 같다.

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{I_o}{L_s C} \sin \left( \frac{t}{\sqrt{L_s C}} \right) \dots \dots \dots (14)$$

$$V_{DS} = V_{DC} + I_o \sqrt{\frac{L_s}{C}} \sin\left(\sqrt{\frac{t}{L_s C}}\right) \dots\dots\dots(15)$$

RCD Snubber Capacitor는 식 (15)에 의하여

$$C_{SN} = \frac{L_s I_o^2}{[(V_{DC})_{max} - V_{DC}]^2} \dots\dots\dots(16)$$

또한  $R_{SN}$ 에서 발생하는 손실을 고려해 보면 다음과 같다.

$$(P_{SN})_{OFF} = \frac{1}{2} \times C_{sn} (V_{pk}^2 - V_{cc}^2) \cdot f_{sw} \dots\dots\dots(17)$$

### 2.7.2 Switching Turn on mode

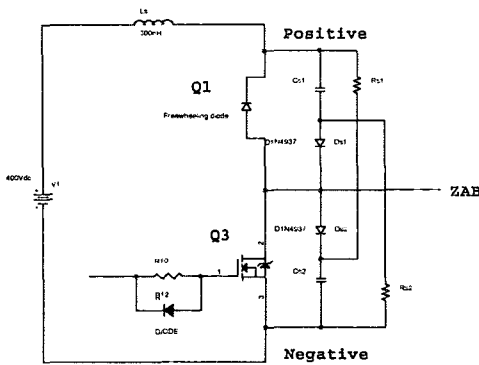


그림 8. Switching Turn on mode  
Fig. 8. Switching Turn on mode

그림 8은 Turn on 時의 동작원리를 나타내고 있다.

Q1이 turn off 되고, Q3가 turn on 되면, Cs2에 인가된, 서지흡수 충전전압은 Rs1을 통하여 방전되고, 부하전류, Freewheeling Diode(순방향 바이어스) 되어 전류를 방출 시킨다.

결과적으로 방전되는 Isn이 FWD diode I 충전전류를 감소시킴에 따라, 특성이 좋아지는 경향이 있다.

$R_{SB}$ 의 방전 전류는

$$I_{SN}(t) = \frac{[V_{DC} - V_{ab}]}{R_{SN}} \dots\dots\dots(18)$$

과 같다. 여기서 FET High 와 Low Side 양단의 전압을 Vab라고 하면

$$V_{ab} = V_{DC} - L \frac{di}{dt} \dots\dots\dots(19)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{0.9 I_o}{tr} \dots\dots\dots(20)$$

on 時 전류 상승비 tr : rising time

$$I_{SN}(t) = \frac{L_s 0.9 I_o}{R_{SN} tr} = \frac{0.9 I_o}{tr R_{SN}} \dots\dots\dots(21)$$

과 같다.

따라서, Trun-on 時 스너버 저항의 손실을 측정해 보면

$$P_{R(on)} = \left[ \frac{L_s I_o}{T_r R_{SN}} \right]^2 \cdot R_{SN} \cdot T \cdot f_{sw} \dots\dots\dots(22)$$

### 2.7.3 RCD Clamp Snubber의 손실 특성

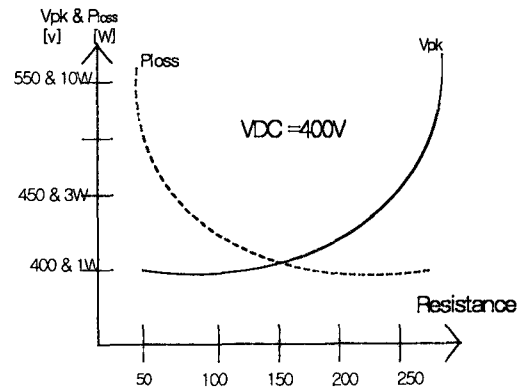


그림 9.  $R_{SN}$ 에 따른 손실 특성곡선 ( $C_{sn} = 0.1\mu F$ )  
Fig. 9. Loss Curve by  $R_{SN}$  ( $C_{sn} = 0.1\mu F$ )

위의 그림 9에 따라서, 스너버 저항이 작을수록 Vpeak 서지 전압은 감소하지만 손실이 증가하는 특성을 나타내고 있다. 본 연구에서는 Optimal 값으로  $R_{SN}=150\Omega$ ,  $C_{SN}=0.1\mu F$ 으로 선정하였다.

### 2.8 실험결과

본 연구에 적용된 HPS(High Pressure Sodium) 램프는 250W HPS 램프이며, 정상상태 時의 정격은  $V_{lamp} = 90$ ,  $I_{lamp} = 2.8A$  의 값을 나타내고 있다.

고주파 동작에서 LCC 탱크회로의 주요 소자값을 설계해 보면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

- ▶  $P_{lamp} = 250 W$
- ▶  $V_{lamp} = 90 V$  ,  $I_{lamp} = 2.8 A$  ,
- ▶  $R_{lamp} = 34 \Omega$
- ▶  $V_{dc} = 400V$  ,  $C_s / C_p = 3$

▶ Ignition Ratio

$$V_{lamp} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \cdot \frac{C_s}{C_p} = 1500 V_{peak}$$

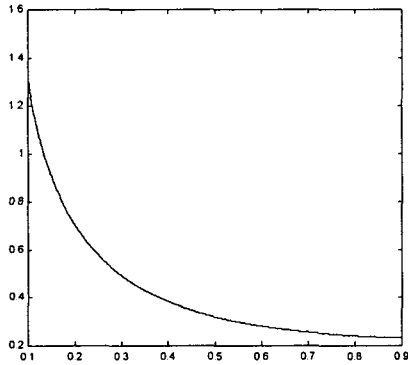


그림 10. 정상상태에서의 Duty값  
Fig. 10. Duty Value at Steady State

위의 그림 10은 식 (7)에 의한 정상상태시의 Duty의 변화곡선을 나타내고 있다. 이에 따른 Duty를 구해보면  $f_{sw} = 60\text{kHz}$ 에서  $Duty=0.45$ 이며 식 (8)에 의하여  $Q_s$ 와  $Q_p$ 는 구해질 수 있다.

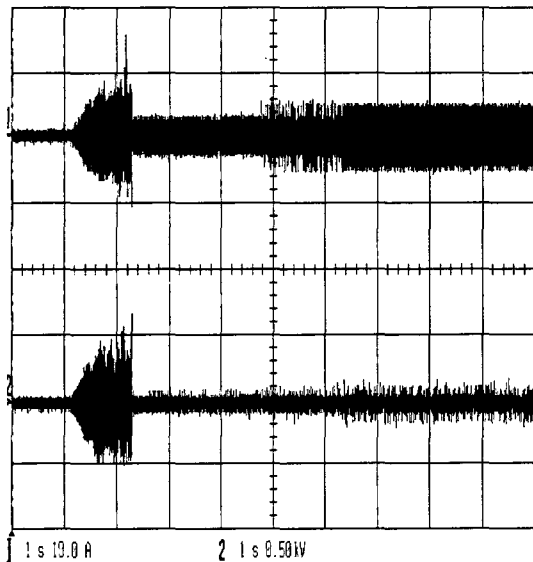


그림 11. 초기 점등시 램프양단 전압 전류  
Fig. 11. Lamp Voltage and Current at the Ignition State

이에 따라 LCC 공진 탱크회로의 주요 소자값을 구해보면 다음과 같이 얻을 수 있다.

동작 주파수  $f_{sw} = 60\text{kHz}$ 에서

▶ 직렬 공진주파수  $\rightarrow f_s = 34\text{kHz}$

▶ Natural resonant frequency  $f_r = 68\text{kHz}$

▶ Ignition frequency  $f_i = 90\text{kHz}$

▶ 직렬특성임피던스  $Z_s = Q_s \cdot R = 76$

▶ 병렬특성임피던스  $Z_p = R/Q_p = 131$

따라서 인덕터  $L_s = 360\mu\text{H}$ ,  $C_s = 0.06\mu\text{F}$ ,  $C_p = 0.02\mu\text{F}$ 으로 구해진다.

위의 그림 11은 초기 점등시 램프양단 전압 전류 파형을 나타낸 것이다. 초기 점등 전압 약  $V_{ignition} = 800\text{V}_{peak}$ 이며,  $I_{ignition} = 8\text{A}_{peak}$ 이다.

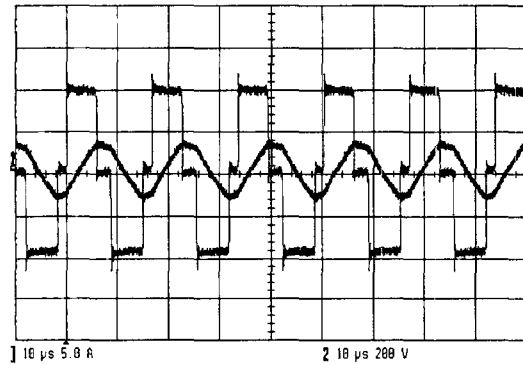


그림 12. 준구형파  $V_{AB}$  전압 및 부하전류  
Fig. 12. Quasi-Square Voltage and load Current

위의 그림 12는 정상상태시 인버터  $V_{AB}$  전압 및 부하전류를 나타낸 것으로서,  $V_{DC} = 400\text{V}$ 에서 부하전류를 정확히 Zero-Crossing Detector. 함으로써 그림 3.과 같은 Optimum Commutation할 수 있는 것을 실험적으로 확인할 수 있다.

또한, RCD Clamp Snubber를 적용하여 고주파 스위칭에서도 서지전압이 감소됨을 알 수 있다.

그림 13은 정상상태에서의 램프 양단 전압 전류를 나타낸 것이다.  $V_{lamp} = 85\text{V}$ ,  $I_{lamp} = 2.8\text{A}$ 이고, 정상상태 시 램프의 출력은  $240\text{W}$ 인 것을 알 수 있다.

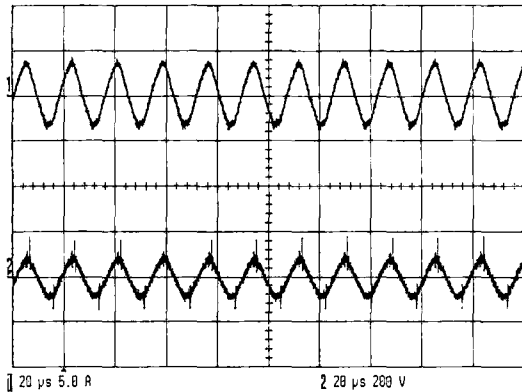


그림 13. 정상 상태에서의 램프 양단 전압 전류  
Fig. 13. Lamp Voltage and Current Waveform at Steady State

### 3. 결 론

본 연구에 따라서, LCC 공진탱크회로의 Reactive Power를 최소화시킴으로써 ZC-ZVS Soft Switching 구현이 가능함에 따라서 Full-Bridge단 스위치의 손실(발열 40° 미만)을 최소화 시킬 수 있었다.

또한 RCD Clamp Subber를 적용하여 Vdc 400[V]에서 안정된 동작을 보장할 뿐만 아니라 MOS-FET Surge 전압을 최소화 시킴에 따라서 본 연구에 적용된 안정기 스위칭 노이즈를 저감시키고, 따라서 제어기의 안정된 동작을 확보할 수 있는 장점이 나타났다.

### REFERENCES

[1] IEEE Trans on I. Col 1, No4, pp418-425 Aug, 1994 "A Resonant Inverter for Electronic Ballast application", M.C.Cosby,Jr and R.M.Nelms  
 [2] 조명 · 전기설비학회지 Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers 1999, 11 v.13, n.4, pp.14-20 1225-1135 "HID 램프용 전자식 안정기의 설계 Design of Electronic Ballast for HID Lamps", 이지환, 위덕대학교  
 [3] PHILIPS TECHNICAL LIBRARY "Discharge lamp" dr chr. meyer, ir. Nierhius  
 [4] S.wada, A. Okada, S.Morii, "Study of HID lamps with Reduced Acoustic Resonances", Jillum pp162-175, 1987  
 [5] Branäs, Azcondo, Bracho "Contribution to the Design and

Control of LCsCp Resonant Inverter to Drive High-Power HPS lamp" IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.47, No.4, Pgs : 796 ~ 808 August 2000  
 [6] Alonso, Blanco, Calleja, E.Lopez and Rico "Steady -State analysis of a clamped-mode LCC resonant inverter for HID lamp supply", European Power Electronics Conference(IPE) proc.pp.27584-2759 Sevilla, Spain September 1995.

### ◇ 저자소개 ◇

#### 강도형 (姜度馨)

1977년 1월 21일생. 2000년 강원대학교 전기공학과 졸업. 현재 강원대 대학원 전기공학과 (석사과정).

#### 박종연 (朴鍾演)

1951년 2월 23일생. 1973년 고려대학교 전자공학과 졸업, 1980년 경북대 대학원 졸업(석사) 1984년 경북대 대학원 졸업(박사). 1973-1977년 KIST 연구원. 1977~1984년 울산 공대 조교수, 부교수. 1984~현재 강원대 교수.

#### <후기>

본 연구는 강원대학교 BK21 사업단의 지원으로 수행되었습니다.