

HID 램프용 전자식 안정기의 설계

(Design of Electronic Ballast for HID Lamps)

이치환

(Chi-Hwan Lee)

요 약

일반적으로 전자식 안정기는 고주파 공진 인버터와 출력을 제어하는 전압-주파수 변환기로 구성되며 half-bridge 및 직렬공진회로가 사용된다. 본연구에서는 첫째, PI 제어를 설계하기 위해 V/F 변환기를 포함한 공진 인버터를 모델링하여 전달함수를 구하고 제어기 PI 게인을 결정하였다. 그리고 전류제어를 위한 PI제어기는 적분기 만으로 구성됨을 보인다. 둘째, 자기회환형 제어를 제안한다. 강인하며 단순한 이 제어기는 인버터 선형모델을 이용하여 궤환게인이 결정된다. 실험을 위해 250W 고압 나트륨램프를 제안된 안정기로 점등하였으며 제안된 방법의 타당성을 확인하고 자기식 안정기에 비해 전체 효율 5%향상을 달성하였다.

Abstract

This paper presents a design techniques for an electronic ballast of HID lamps. An electronic ballast for HID lamps usually employs a high-frequency resonant inverter and voltage-to-frequency converter to control the output and a half-bridge and series resonant circuit are chosen for the ballast. First, to design PI controller, the inverter with V/F converter is modeled with a transfer function and the controller PI gains are determined. This paper shows that an integral controller is only needed to control the current. Second, a self-feedback controller is proposed. This structure, simple and robust, is analyzed and a feedback gain is determined by using the inverter model. Experimental system is built with a commercial 250W high pressure sodium lamp and the results show a validity of the proposed ballast and the total efficiency is increased by 5%.

1. 서 론

고압방전등은 고효율의 광원으로 특별한 실내와 공장 등의 조명에 널리 사용되며 기존의 자기식 안정기에 비해 고주파 점등시 안정기의 무게, 부피 및 손실 감소 등의 장점으로 인해 많은 연구가 진행되고 있다.[1] HID(high intensity discharge lamp) 램프는 수

은등, 메탈할라이드등 및 나트륨 램프로 구분되며 방전개시 조건이 매우 많은 차이점을 가진다. 메탈할라이드는 보조전극이 있는 경우 약 600[V] 방전전압이 필요하며 보조전극이 없는 경우는 나트륨과 비슷한 수kV를 요구한다[2]. HID 램프는 고주파로 점등하면 순수 저항부하와 동일한 특성을 보이지만 100[kHz]이하의 영역에서 불규칙하게 특정 주파수 대역에서 음향공진이 발생하는 문제가 있다. 음향공진을 해결하기 위해 100[kHz] 이상에서 구동하는 방법도 연구되지만 EMI 문제를 고려하면 낮은 주파수가 유리하다. 대체

정 회 원 : 위덕대학교 전자공학과 조교수, 공박
접수일자 : 1999년 8월 13일

적으로 25 - 35[kHz] 대역에서 음향공진이 발생하지 않는다고 보고되어있다[3,4]. 일반적으로 전자식 안정기는 직렬 공진회로로 구성되며 출력은 공진주파수의 제어에 이루어지나 주파수 변화에 따른 출력특성은 비선형적으로 나타나며 제어기 설계에 필요한 전달함수를 얻기가 어렵다[5,6].

본 연구에서는 HID 램프를 구동하기 위한 고주파 공진형 안정기의 설계방법을 제시하였다. HID 램프용 안정기는 고압 펄스발생기, 주파수제어 직렬공진 인버터 및 전류제어기로 구성된다[7]. 250[W] HID를 기준으로 Half-bridge 직렬 공진회로를 채택하고 음향공진을 피하기 위해 구동주파수 대역을 25-35[Khz] 사이에서 결정하였다. HID 램프의 등가 저항과 공진회로의 특성곡선에서 인버터의 전달함수를 정의하고 램프의 전류를 제어하기 위한 제어기를 설계한다. 먼저 정상상태 오차가 0인 비례적분형(PI) 제어기를 적용하여 설계하였고 여기에서 적분기만으로 적절한 제어가 구성됨을 보인다. 공진회로를 유도성으로 동작시키므로 주파수 증가에 따른 출력전류의 감소 특성을 이용한 자기제한형 제어기를 제안한다. 자기제한형 제어기는 PI 제어기에 비해 약간의 전류오차는 있으나 HID 램프용 전자식 안정기에 적합함을 보인다. 실험으로 250[W] 고압나트륨 램프 전자식 안정기를 제작하여 구동하였고, 제안된 제어기의 타당성을 확인하고 철심안정기 비해 5[%] 이상 효율상승을 달성하였다.

2. 공진형 안정기

직렬공진회로를 이용한 안정기는 그림1과 같이 구성된다. 캐패시터 C_z는 영전압스위칭(ZVS)을 위한 것이며, 공진은 L_r, C_r로 이루어진다. HID 램프가 소등되었거나 점등개시전의 상태에서 ZVS를 보장하기 위한 보조 인덕터 L_{aux}가 연결된다. 캐패시터 C_z의 충전은 Q1과 Q2의 스위칭 사이에 주어지는 dead-time T_{dt}내에 이루어져야 하며, HID 램프가 소등인 경우는 보조인덕터 L_{aux}로 연결된다. 보조인덕터 L_{aux}의 전류 피크치는 스위칭 주파수 f_s로 결정되므로 L_{aux}의 값은 다음 조건으로부터 결정할 수 있다.[6]

$$L_{aux} \leq \frac{T_{dt} - 2f_s T_{dt}^2}{8f_s C_z} \quad (1)$$

고주파로 구동되는 HID 램프는 전압과 전류가 동상으로 나타나는 순수 저항성을 갖는다. 그러므로 HID 램프의 특성변화는 직렬공진회로 부하저항의 변화로 취급되고 방전개시 직후의 최소저항 R_{min}과 정상상태 저항 R_{max}사이의 값을 가진다.

$$R = [R_{min} \quad R_{max}] \quad (2)$$

그림 2에 일반적 HID 램프의 점등특성을 나타내었다. 초기 전압은 매우 낮으며 초기전류는 warm-up 시간을 줄이기 위해 정격전류의 약 130[%]를 공급한다.

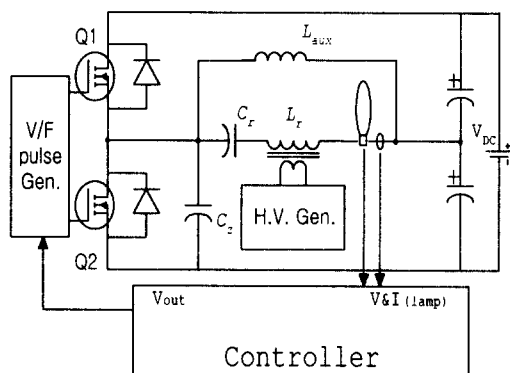


그림 1. HID 램프용 전자식 안정기의 구성
Fig. 1. Configuration of electronic ballast for HID lamps.

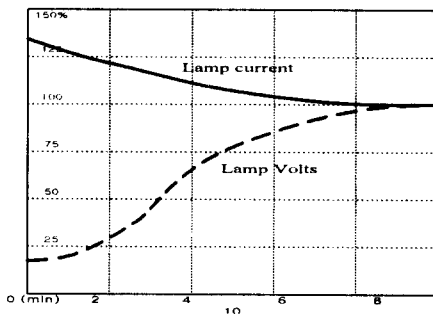


그림 2. HID 램프의 대표적 시동특성
Fig. 2. Typical starting characteristics of HID lamps.

고주파 점등으로 발생되는 HID 램프의 음향공진은 스위칭 주파수 100[kHz]까지 불규칙적으로 분포되어

나타난다. 음향공진이 발생하는 주파수는 방전등의 구조에 따라 다르게되지만 25[kHz] - 35[kHz] 사이에서 안전영역이 존재하는 것으로 보고되어 있다[4]. 이 영역에서 동작하기 위해서는 공진회로의 Q를 크게 설정하여 스위칭 동작주파수를 협대역으로 해야 한다. 그림 3은 직렬공진회로의 부하저항에 대한 출력전류 특성을 보인다.

출력 전류는 인가되는 구형파 전압 $V_{DC}/2$ 의 푸리에 전개로부터 기본파 만을 고려하면 다음으로 표현된다[5].

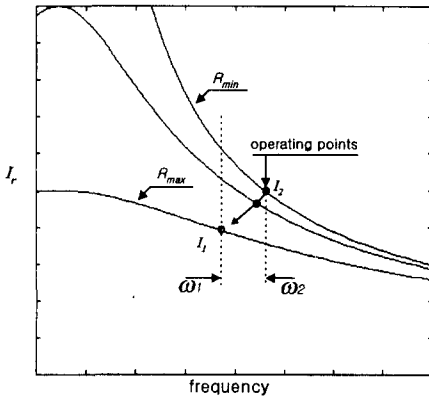


그림 3. 직렬 공진 인버터의 특성곡선
Fig. 3. Characteristic curves of a series resonant inverter.

$$I_r = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi Z_0 \sqrt{(R/Z_0)^2 + (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)^2}} \quad (3)$$

여기서 $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 이다. 초기 점등시 램프는 Rmin상태이며 1.3배 정격전류 I_n 가 공급되어야 하므로 초기 구동 주파수 ω_2 에서의 램프 전류는 다음으로 된다.

$$I_2 = 1.3I_n = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi Z_0 \sqrt{(R_{min}/Z_0)^2 + (\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2)^2}} \quad (4)$$

정상상태 등가 램프저항은 Rmax이며 이때의 램프 전류는 정격전류 I_n 이다.

$$I_1 = I_n = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi Z_0 \sqrt{(R_{max}/Z_0)^2 + (\omega_1/\omega_0 - \omega_0/\omega_1)^2}} \quad (5)$$

주어진 조건값 $V_{DC}, Z_0, R_{max}, I_n$ 와 식(5)에서 ω_1/ω_0 비를 식(7)로 구할 수 있고 ω_1 은 정상상태 구동주파수로 설정되므로 ω_0 도 구하여진다.

$$Q_1 = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi Z_0 I_n}\right)^2 - \left(\frac{R_{max}}{Z_0}\right)^2} \quad (6)$$

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{Q_1 + \sqrt{Q_1^2 + 4}}{2} \quad (7)$$

점등초기 상태에서 전류는 $1.3I_n$ 이므로 식(8)을 이용하여 식(10)에서 ω_2 를 얻는다.

$$1.3I_n = \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi Z_0 \sqrt{(R_{min}/Z_0)^2 + (\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2)^2}} \approx \frac{\sqrt{2} V_{DC}}{\pi Z_0 (\omega_2/\omega_0 - \omega_0/\omega_2)}, \quad R_{min} \ll Z_0 \quad (8)$$

$$Q_2 = \frac{\sqrt{2} V_{DC} \omega_0}{1.3 \pi Z_0 I_n}, \quad \omega_2 > \omega_1 \quad (9)$$

$$\omega_2 = \frac{Q_2 + \sqrt{Q_2^2 + 4 \omega_0^2}}{2} \quad (10)$$

얻어진 ω_2 의 범위가 안전영역(25-35kHz)을 벗어나는 경우, Z_0 를 크게 설정하고 식(3)에서부터 다시 계산한다.

3. 적분형 제어기

동작점 부근의 주파수 변화에 대한 부하전류의 변동은 그림 4a)와 같이 모델링 된다. HID 램프 안정기는 공진점 ω_0 와 멀리 떨어진 높은 주파수에서 동작되므로 상수 (-KINV)로 인버터의 특성을 표현할 수 있다.

$$\frac{\Delta I}{\Delta \omega} = \frac{I_r(\omega_1) - I_r(\omega_2)}{\omega_1 - \omega_2} = -K_{INV} \quad (11)$$

인버터의 구동펄스는 V/F 변환기에서 공급되며 입력전압 v 에 대한 인버터 출력전류 I_r 의 전달함수는 다음으로 주어진다.

$$I_r = (-K_{INV} \cdot K_v) v + I_o = -K_r v + I_o \quad (12)$$

여기서 I_o 는 off-set값을 나타낸다. 일반적으로 램프전류는 검출 후 정류하여 직류로 변환되며 LPF (low pass filter)를 통하여 제어기에 공급된다. 그림 4b)는 주파수 제어되는 직렬공진 인버터의 블록도이다. 램프전류는 그림 2의 점등특성과 같이 유지하기 위해 램프 양단전압으로부터 전류를 결정한다. 공진 인버터의 출력 전류제어기는 정상상태 오차를 제거하기 위해 PI 제어기를 적용하였다. LPF를 고려한 전체 시스템의 전달함수는 다음으로 표현된다.

$$\frac{I_r}{I_r^*}(s) = \frac{K_r(K_p T_f s^2 + (K_i T_f + K_p)s + K_i)}{T_f s^2 + (1 + K_r K_p)s + K_r K_i} \quad (13)$$

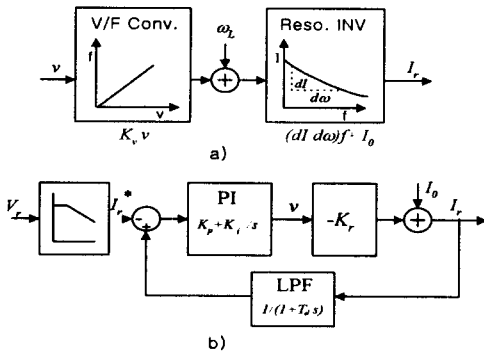


그림 4. 공진형 안정기의 모델
a) 주파수 제어 공진 안정기의 모델
b) 안정기의 전체 블록도

Fig. 4. The model of resonant ballast
a) model of frequency-controlled ballast
b) block diagram of the ballast.

그리고 시스템의 극점은 다음과 같다.

$$p1, p2 = -\frac{K_r K_p + 1}{2T_f} \pm \sqrt{\left(\frac{K_r K_p + 1}{2T_f}\right)^2 - \frac{K_r K_i}{T_f}} \quad (14)$$

안정한 시스템의 동작을 확보하기 위해서는 LPF보다 좁은 시스템 대역폭을 가져야 하므로 식(4)에서

$K_p=0$ 으로 두면 시스템 극점의 실수부는 LPF 대역의 $1/2$ 이 된다. 이때의 극점과 영점은 다음으로 주어진다.

$$p1, p2 = -\frac{1}{2T_f} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_f}\right)^2 - \frac{K_r K_i}{T_f}} \quad (15)$$

$$z1 = -\frac{1}{T_f}$$

시간응답의 속응성을 위해 약간의 오버슈트를 가지도록 극점을 배치해야 하므로 식(15)에서부터 적분상수 K_i 를 결정할 수 있다. 결국 HFD 램프 전자식 안정기의 전류제어기는 적분기만으로 구성된다.

$$K_i > \frac{1}{4T_f K_r}, K_p = 0 \quad (16)$$

4. 자기궤환형 제어기

공진회로의 유도성 영역에서 동작하면 주파수 증가에 대하여 출력전류가 감소하는 특성을 가진다. 그러므로 출력의 궤환으로 램프전류의 안정화를 달성할 수 있다. 출력전류는 공진회로의 특성곡선에 기초하므로 외부요인에 의한 변동을 막기 위하여 공진회로 상수 L_r, C_r, VDC 는 일정하게 유지된다고 가정한다.

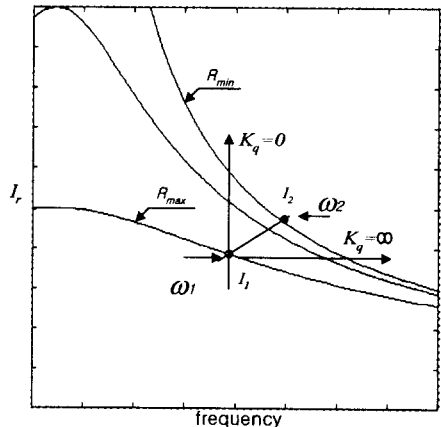


그림 5. 자기궤환형 제어기를 위한 특성곡선
Fig. 5. Characteristic curves for the self-feedback controller.

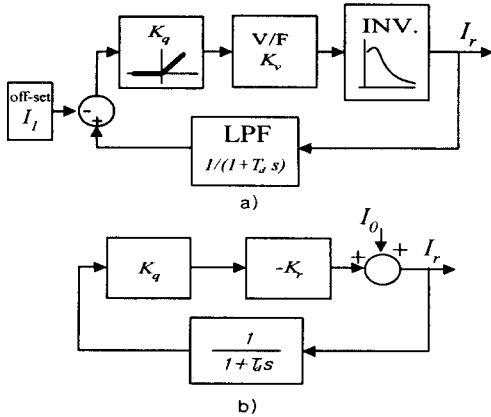


그림 6. 안정기를 위한 자기궤환 시스템
 a) 블록도 b) 자기궤환 시스템 모델
 Fig. 6. Self-feedback system for the ballast
 a) block diagram
 b) model of self-feedback system.

그림 5에서, 초기전류 I_2 는 주파수 ω_2 에서, 정상 상태 전류 I_1 은 주파수 ω_1 에서 동작되어야 한다. V/F 변환기는 주파수 $[\omega_1, \omega_2]$ 로 제한되어 있으며 그림 6과 같은 구조의 제어를 가정하면, 최초에는 (전류 0) ω_1 에서 출발하여 부하저항 R_{min} 의 교점을 향하여 이동된다. 이때 제어 이득 $K_q=0$ 이면 주파수는 ω_1 을 유지하는 수직방향으로 동작점이 이동되며 $K_q=\infty$ 경우는 수평으로 이동되어 항상 일정 전류를 공급하게 된다. 그러므로 초기 1.3In을 만족하는 K_q 기울기를 그림 5에서부터 결정 할 수 있다.

$$\omega = \omega_1 + (I_r - I_1)K_v K_q \quad (17)$$

$$\omega_2 = (1.3I_n - I_n)K_v K_q + \omega_1 \quad (18)$$

$$K_q = \frac{\omega_2 - \omega_1}{0.3I_n K_v} \quad (19)$$

부하저항 R의 변동에 따른 출력전류 I_r 을 구하기 위하여 그림 6a)의 공진 인버터부를 식(12)로 대체하면 블록도는 그림 6b)와 같게된다. 그림 5에서 부하저항 R의 변화는 그림 6b)의 I_0 변화로 변환될 수 있으므로 I_0 의 step입력에 대한 출력전류 $I_r(s), I_r(t)$ 는 다음으로 구해진다.

$$I_r(s) = \frac{s + \frac{1}{T_d}}{s + \frac{1 + K_q K_r}{T_d}} \cdot \frac{1}{s} = \frac{s + a}{s + b} \cdot \frac{1}{s} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} I_r(t) &= \frac{a}{b} u(t) - \frac{a-b}{b} e^{-bt} \\ &\approx \frac{1}{1 + K_q K_r} u(t) - e^{-bt} \\ &\approx \frac{1}{1 + K_q K_r} u(t) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $a=1/T_d$ 이며 $b=(1+K_q K_r)/T_d$ 이다. 식 (21)로 부터 부하변동에 따른 출력전류 I_r 의 변동폭이 제어상수 K_q 의 값으로 제어됨을 알 수 있다. 또한 지수항의 시정수는 LPF의 T_d 보다 $1+K_q K_r$ 만큼 빠르게 되므로 출력응답 특성에서 무시된다. 적분형 제어기의 경우, 램프의 전압으로부터 전류목표치를 결정하는 제어가 필요하며 응답속도를 개선하기 위해 시스템 극점을 약간의 오버슈트가 있도록 배치해야 한다. 그러나 자기궤환형 제어기는 적분형에 비해 구조가 단순하며 부하변동에 대해 빠른 응답특성이 얻어진다.

5. 실험

HID 램프 고주파 안정기는 MOSFET IRFP450과 OP amp를 이용하여 구성하였고 250[W] 고압 나트륨 램프를 점등하였다. 회로에 사용된 소자는 L_r 400[uH], C_r 0.13[uF], C_z 1.8[nF], L_{aux} 2[mH]이며 구동주파수는 25[kHz]에서 28[kHz]까지 이동하였다. 그림 7은 완성된 HID 램프 안정기를 보이며 그림 8은 적분형 제어가 적용된 전자식 안정기에서 제어기 전류지령에 스텝명령을 가할 때 얻어지는 출력전류의 시간응답을 나타낸 것이다. 시스템의 극점이 허근이 되도록 K_i 를 선택하였고 전류응답파형에서 오버슈트와 진동이 존재하고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 자기궤환형 제어가 적용된 경우의 전류응답으로 초기 20[Ω]의 부하 저항에서 0[Ω]으로 변경시 과도상황을 보인다. 과도상태에서 전류의 응답에 맥동이 발생됨은 부하 양단 단락스위치의 chattering에 기인하며 20[Ω] 부하시 전류보다 미소한 증가만이 나타났다. 실험용 HID 램프 전자식 안정기에서 측정된 효율을 기존 코일식 안정기와 비교하여 표 1에 표시한다. 고주파 점등시 고압나트륨 램프의 발광 효율은 개선되지 않았으나 안정기 자체의

손실을 줄일 수 있었고 자기식 안정기에 비해 5% 이상의 효율향상을 달성하였다. 대용량 전력소자와 인덕터 설계시 자속밀도를 낮추면 효율이 더욱 향상될 것으로 기대된다.

표 1. 250W 고압 나트륨 램프에서 제안된 안정기와 자기식 안정기의 효율비교
Table 1. Comparison the efficiencies between the magnetic and the proposed ballast for 250W high pressure sodium lamp.

구 분	Proposed Ballast	Magnetic Ballast
Efficiency	93%	88%
Lamp Power	250W	250W
Input Power 60Hz	270W 230V 1.2A	285W 230V 1.5A
Power Factor	0.97	0.86

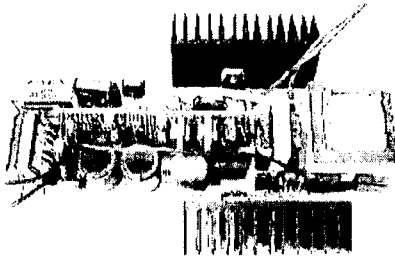


그림 7. 250W 고압 나트륨 램프를 위한 안정기
Fig. 7. The prototype electronic ballast for 250W high pressure sodium lamp.

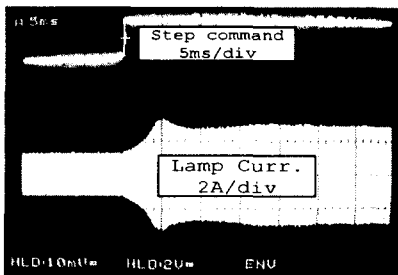


그림 8. 적분형 제어기에서 램프전류의 스텝응답특성
Fig. 8. Step response of the lamp current with the integral controller.

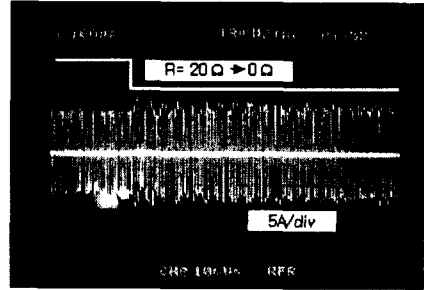


그림 9. 자기궤환형 제어기에서 부하변동에 대한 전류파형
Fig. 9. Current waveform of self-feedback ballast with load variation.

6. 결 론

HID 램프를 위한 전자식 안정기 및 전류제어기를 설계하였다. 기존 공진형 안정기의 제어기는 비선형 공진곡선과 부하특성을 고려하여 반복법에 의하여 설계되었고 출력응답 특성은 시뮬레이션에 의존하여 검토되었다. 본 연구는 직렬 공진회로와 주파수 제어 인버터의 특성곡선에서 선형전달함수를 구하고 램프전류를 제어하는 선형제어기를 설계하였다. 첫째, 정상 상태 오차를 0으로 하는 PI제어기를 적용하여 전체 시스템의 전달함수를 구하고 응답의 안정성과 속응성을 보장하는 PI 제어이득을 결정하였으며 이것으로 부터 적분형제어기를 얻었다. 둘째, 공진곡선의 유도성 부분에서, 즉 주파수 증가에 따라 전류가 감소하는 특성이 주어지므로, 램프전류치를 비례이득으로 궤환하여 제어하는 자기궤환형 제어기를 설계하였다. 자기궤환형 제어기는 적분형에 비해 단순구조로 구현이 쉽고 안정된 응답을 보장하였으며 안정기 동작에 적합한 궤환이득을 특성곡선으로부터 산출하였다.

제안된 제어기들을 적용하여 250[W] 나트륨 램프 전자식 안정기를 설계, 제작하였고, 시동특성은 자기식 안정기와 동일하게 되도록 설정하였다. 실험결과로부터 제안된 전자식 안정기의 견실성을 확인하고 자기식 안정기에 비해 5[%] 이상 개선된 효율을 획득하였다.

참 고 문 헌

[1] Performance of electronic ballasts and other new lighting equipment, ETRI EM-4510, project 2285-4, final report, March 1986.

- [2] L.C. Pitchford, I. Peres, K.B. Liland and J.P.Boeuf, The breakdown and glow phases during the initiation of discharges for lamps, *J. Appl. Phys.* 82(1), pp.112-119, July 1997.
- [3] Shmuel Ben-Yaakov and Michael Gulko, Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium(HPS) lamps, *IEEE Tran. on IE* Vol. 44, No. 4, pp.486-491, Aug. 1997.
- [4] Richard Redl and Jon D. Paul, "A new high-frequency and high-efficiency electronic ballast for HD lamps: topology, analysis, design, and experimental results", *APEC '99*, pp.1174-1178, 1999.
- [5] V. Vorperian, Approximate small-signal analysis of the series and the parallel resonant converters, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. PE-4, No. 1, pp. 15-24, Jan. 1989.

- [6] Marian K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski, Resonant power converters, John Wiley & Sons, Inc., Chap. 6, 1995.
- [7] C.H. Lee and S.H. Lee, "Control of resonant electronic ballast for HPS lamps", *PCDM'99 europe*, Power conversion, pp.441-445, 1999.

◇ 저자소개 ◇

이 치 환 (李治煥)

1961년 8월 6일생. 1984년 영남대 공대 전자공학과 졸업. 1994년 경북대 대학원 전자공학과 졸업(박사). 현재 위덕대 전자공학과 조교수.