

풀브리지 인버터를 사용한 고압 나트륨램프용 타러식 전자식 안정기 설계

(A Design of External-Exciting Electronic Ballast for High Pressure Sodium
Lamp Using Full-Bridge Inverter)

이용후* · 이진우** · 최종문**

(Yong-Hoo Lee · Chin-Woo Yi · Choung-Moon Choi)

요 약

본 논문에서는 풀브리지 인버터를 사용한 100[W] 고압 나트륨램프용 타러식 전자식 안정기를 설계하였다. L-C 병렬 풀브리지 회로에 대한 P-SPICE 시뮬레이션도 수행하였다. 제안된 등가 L-C 병렬공진 탱크 회로에서 인덕터와 커패시터의 값을 이론적으로 계산하였다. 그리고 계산 결과를 검증하기 위하여 설계에 따른 전자식 안정기를 제작하였다. 실측한 안정기의 제반 특성은 시뮬레이션 결과와 대단히 유사하였다.

Abstract

In this paper, the external-exciting electronic ballast for an 100[W] high pressure sodium lamp using full-bridge inverter is designed. The L-C parallel full-bridge inverter circuit for P-SPICE simulation is designed. The values of inductor and capacitor in the proposed equivalent L-C parallel resonant tank circuit are calculated theoretically. Then the ballast for high pressure sodium lamp is implemented using the simulated results. In the experimental results, that is confirmed which the results of implemented ballast are really same with the of simulated one.

1. 서 론

현재 조명에 사용되는 전력에너지를 절감하기 위해서 램프의 봉입물질이나 구조개선을 통한 효율개선, 조명의 적절한 제어를 통한 전력절감, 그리고 등기구의 개선 등 여러 가지 방안이 제안되고 있다. 특히 방전등의 경우에는 등기구의 개선 중 가장 큰 비중을 차지하고 있는 분야가 안정기 분야이다. 기존의

자기식 안정기는 간단하고, 저가격, 신뢰성이 있지만 큰 부피와 무게, 역률과 효율이 낮고 전압전압 강하에 민감하며, 철손과 동손에 의한 손실이 크다는 결점이 있다. 따라서 이러한 결점을 극복하기 위한 전자식 안정기의 도입이 요구되고 있다[1][2].

전자식 안정기는 크게 전압원 방식 및 스위칭소자의 게이트구동방식에 따라 구분할 수 있다. 전압원 방식에 따른 분류에 의하면 직렬공진형 하프브리지(half-bridge)인버터와 풀브리지(full-bridge)인버터로 분류할 수 있으며, 전압원 방식 중 직렬공진형 풀브리지방식은 하프브리지방식에 비해 제어가 용이하며

* 정회원 : 호서대학교 대학원 전기공학과
** 정회원 : 호서대학교 전기정보통신공학부 교수
접수일자 : 2001년 6월 20일

동일한 스위칭소자를 사용하여도 2배의 높은 전압을 견딜 수 있는 이점, 즉 동일한 스위칭 소자를 사용하여 동작전압을 높일 수 있다는 장점이 있다. 스위칭 소자의 게이트구동방식에 따른 분류에 의하면 자력식(self-exciting)과 타력식(external-exciting) 구동방식으로 나눌 수 있다. 스위칭구동방식 중 타력식 인버터는 별도의 제어회로를 구성하여야만 하기 때문에 회로구성이 복잡하며, 게이트를 직접구동하기 때문에 제어회로에 손실이 발생하는 단점이 있지만, 자력식에 비하여 스위칭주파수의 조절로 전력제어가 가능하며 필라멘트 예열이나 조광을 할 수 있다는 장점과 전원전압의 변화에도 불구하고 안정된 출력을 유지하는 기능 등의 특성이 안정적이라는 장점이 있어 고기능 전자식 안정기에 적합하다[3][4][5].

본 논문에서는 제어가 용이하고 하프브리지 방식에 비해 스위칭소자의 내압을 높일 수 있으며, 2배의 출력전압과 4배의 출력전력을 얻을 수 있는 플브리지 방식을 이용하여 전원전압의 변화에도 안정된 출력과 조광제어가 가능한 타력식 고압나트륨 램프용 전자식 안정기를 설계하였다.

역률을 보상하기 위하여 LX1562칩을 사용한 부스트 컨버터 방식의 역률 보상회로를 사용하였다. 그리고 공진 회로에 공급되는 입력전압을 푸리에 급수로 구하고, L-C공진회로의 L, C 값을 분압 법칙을 이용하여 해석적으로 계산하였다. 그리고 실제 회로를 제작하기 전 출력단의 전기적 특성을 알아보기 위해 IR2155와 IR2111칩의 구동신호를 실측하여 각 스위치에 구동신호가 입력되도록 회로를 구성한 후 Pspice 시뮬레이션을 통해 예측해 보았다. 그 후에 IR2155와 IR2111칩을 사용한 플브리지 방식의 고압 나트륨 램프용 타력식 전자식 안정기의 실제 회로를 구성하여 출력단의 전기적 특성을 실험을 통해 측정하였고, 시뮬레이션을 통해 예측된 결과와 비교 검토하였으며, 또한 제작된 안정기에서 조광제어가 가능한 주파수 대역을 실험을 통해 구하였다.

2. 전자식 안정기 설계 및 제작

2.1 플브리지 타력식 전자식 안정기 설계

(1) 시스템 구성

제안된 안정기의 시스템 구성도는 그림 1에서 보여준다. 우선 정류부를 통해 교류를 직류로 바꾸고,

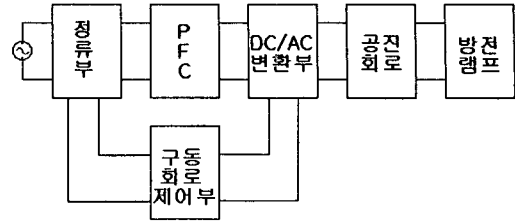


그림 1. 제안된 시스템의 구성도
Fig. 1. Block diagram of the proposed syst..

부스트 방식의 역률 보상 회로를 사용하여 역률을 향상시키도록 한 후, 플브리지 방식의 인버터를 사용하여 공진 회로에 구형파 교류입력을 인가하고 최종적으로 방전램프를 점등하도록 시스템을 구성하였다. 이 때 플브리지 방식의 인버터의 구동은 별도의 구동 회로 제어부를 가지는 타력식방식을 사용하였다.

가. 정류부

정류부에는 서지 보호 회로를 설계하여 입력측으로부터 낙뢰 및 순간 고전압이 인가될 경우 서지 보호부에서 2차측 회로를 보호한다. 또한 EMI 필터를 두어 EMI 및 고조파 성분이 전원측으로부터 인입, 발생되지 않도록 하여, 60[Hz]의 교류 전원을 직류로 변환하도록 하였으며, 평활용 커패시터를 병렬로 삽입하여 리플을 줄이도록 하였다.

나. 역률 보상(Power Factor Correction) 회로

역률 보상하기 위하여 수동 역률 보상회로와 능동 역률 보상회로가 사용되고 있는데, 본 논문에서는 제어 IC를 사용한 능동 역률 보상회로를 사용하였다. 역률 보상 회로는 출력단의 전압을 승압하기 위해 부스트컨버터를 사용하였고, 제어 IC는 LX1562칩을 이용하여 직류 전압 400[V]를 공급하도록 회로를 구성하였다. 부스트 컨버터의 인덕터 값은 28[kHz] 동작주파수에서 일반적인 교류 전원(220[V])을 사용한다고 할 때 다음 식을 사용하여 구할 수 있다[6].

$$L = \frac{\eta \frac{V_o - V_b}{V_o} T V_p^2}{4P_o} \quad (1)$$

여기서, $\eta = \text{효율}(0.95)$,
 $V_o = \text{출력 직류 전압}(400[V])$,
 $V_b = \text{피크 교류 전압}(220\sqrt{2}[V])$,
 $T = \text{스위칭시간}(36\mu\text{sec}(28[\text{kHz}])),$
 $P_o = \text{출력 전력}(250[W])$

선택된 값을 식 (1)에 대입하여 풀면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L = \frac{0.95 \times \frac{400 - 220\sqrt{2}}{400} \times 36 \times 10^{-6} \times (220\sqrt{2})^2}{4 \times 250} = 735[\mu H] \quad (2)$$

부스트 컨버터의 제어 방식은 부스트 인덕터의 전류를 검출하여 영 전류 스위칭이 되도록 MOSFET을 제어한다.

다. DC/AC 변환부

DC/AC 변환부는 하프브리지 방식의 인버터에 비해 제어가 용이하고, 2배의 출력전압과 4배의 출력전력을 얻을 수 있는 풀브리지 방식 인버터를 사용하였다. 또한 풀브리지 방식은 하프브리지 방식에 비해 같은 스위칭 소자를 사용하여도 2배의 내압을 견딜 수 있는 이점이 있다. 특히 MOSFET는 내압에 따라 가격 차이가 크므로 큰 전력과 내압이 요구되는 회로에서는 풀브리지 방식이 용이하다고 할 수 있다 [4][5].

라. 구동회로 제어부

구동회로 제어부는 제어 IC를 이용한 타력식 방식을 사용하였다. 타력식은 별도의 제어회로로 인해 회로가 복잡하며, 게이트를 직접구동하기 때문에 제어 회로에 손실이 발생하고 자력식에 비해 가격이 비싼 단점이 있지만, 스위칭 주파수의 조절로 전력제어가 가능하여 필라멘트 예열이나 조광을 할 수 있다는 장점이 있다. 특히 전원전압의 변화에도 안정된 출력을 유지하는 기능 등 특성이 안정적이고 자력식에 비해 신뢰성이 높으므로, 고기능의 신뢰성이 요구되는 안정기에 사용 가능하다. 본 논문에서는 신뢰성이 높은 타력식 방식을 사용하여 조광제어가 가능한 고

압 나트륨 램프용 전자식 안정기를 설계하고자 한다. 따라서 제어용 IC로 IR2155와 IR2111칩을 사용하여 MOSFET에 게이트 신호를 공급하게 하였다. 램프 동작 주파수를 구동회로 제어부에서 조정함으로써 조광제어를 하고자 한다. 램프 동작 주파수는 IR2155 칩의 특성에 의해 다음과 같이 계산되어진다. 여기서 f 는 동작 주 주파수이고, 식의 $150[\Omega]$ 은 IR2155의 내부 저항값으로 상수이다[3].

$$f = \frac{1}{1.4 \times (R_1 + 150\Omega) \times C_3} \quad (3)$$

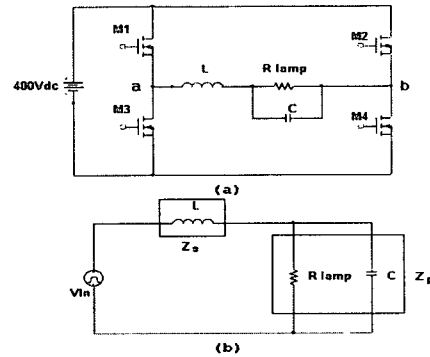


그림 2. (a) LC병렬 풀브리지 인버터 회로도
 (b) 등가회로도
 Fig. 2. (a) LC parallel full-bridge inverter circuit.
 (b) equivalent circuit.

마. 공진회로부

그림 2(a)에서와 같이 본 논문에서 사용한 공진회로는 PLR 인버터 회로로 구성하였다.

PLR 인버터는 L과 C의 저역 통과 필터에 의해 상당히 높은 고조파 감쇠율을 보장한다. 또한 큰 전압이득은 ω_o 부근에서 얻을 수 있고, 공진첨에도 Q 는 $Q = \frac{R}{\omega_o L}$ 로서 램프 저항 R에 비례한다. 이것은 램프 시동(큰 저항)시에 필요한 높은 전압(1~2[kV])과 램프가 점등(적은 저항)되었을 때 시동전압에 비해 매우 낮은 전압(100[V])을 얻을 수 있다는 것을 의미한다. 결과적으로 비교적 낮은 직류 전압이 공급되어도 램프 시동 전압을 얻기 위한 변압기가 필요 없다는 장점이 있다[4][7].

(2) LC병렬 공진 인버터 회로 설계

그림 2(b)는 L, C 값을 계산하기 위하여 플로브리지 방식의 LC병렬 공진 인버터 회로를 등가화한 것이다. 단상 플로브리지 방식의 LC병렬 공진 인버터는 각 전력 스위칭을 제어하여 공진회로에 구형파 형태로 공급한다. 점등되기 전의 램프 저항 R_{Lamp} 는 매우 커서 개방회로로 모델화하고, 점등 후에는 R_{Lamp} 가 매우 작아지므로 정상상태에서 LC 직렬 공진 인버터의 동작은 그림 2(a)의 a, b 양단에 구형파 전압이 인가되는 선형회로로 등가화 할 수 있다. 먼저 공진회로의 L, C값을 계산하기 위해서 공진회로에 입력되는 전압을 구하기로 한다. LC공진회로에 입력되는 구형파는 L과 C의 저역 통과 필터에 의해 고조파성분이 자연적으로 필터링 되므로 공진회로의 입력 파형은 사인파 형태가 된다. 공진회로에 공급되는 구형파는 푸리에 분석에 의해 다음 식으로 얻을 수 있다.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_0 t \quad (4)$$

식 (4)에서 공진회로에 입력되는 구형파 입력이 기함수이므로 $a_0 = 0, a_n = 0$ 이고 b_n 은 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega_0 t \, dt \\ &= \frac{2}{T} \int_0^{\pi/2} 2A \sin n\omega_0 t \, dt \\ &= \frac{4A}{n\omega_0 T} [-\cos \omega_0 t]_0^{\pi/2} \\ &= \frac{2A}{n\pi} (1 - \cos n\pi) \end{aligned} \quad (5)$$

$$(\because \omega_0 = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f, A = V_{DC})$$

그러므로

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \dots \right) + \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1)\omega_0 t + \dots \quad (6)$$

이다. 구형파 입력 $f(t)$ 는 LC병렬 공진 회로에 의해 필터링되어 대부분의 고조파 성분이 제거되므로, 기본파 성분만이 공진회로에 입력되는 것으로 해석하

면, 공진회로에 입력되는 전압은 다음과 같이 쓸 수 있다[4][5][7][8].

$$v_o \approx \frac{4V_{DC}}{\pi} \sin \omega_0 t \quad (7)$$

우선 L, C 값을 산출하기 위하여 효율과 동작 주파수를 선정한다. 효율은 고효율 안정기로 설계가 되도록 0.92이상을 선택하고 동작 주파수는 가칭주파수인 20[kHz]이상에서 음향공진(금속가스를 봉입한 발광관 내에 음파가 부합된 고주파전력이 공급되어 아크방전이 일어날 때 발광관의 구조에 따라 정해지는 고유한 기계적 진동주파수와 공진관계에 있을 때 발생하는 진동상태)을 피하기 위해 25~35[kHz]대역에서 선택한다. 그리고 정상상태시 램프전압 V_{Lamp} 를 100[V]로 가정하고 다음의 식들을 이용하여 L, C 값을 산출한다. 램프는 NH100[W]를 사용하였다[9][10].

본 논문에서는 목표값이 다음과 같이 되도록 선정하여 계산하였다.

$$\eta = 0.94, V_{Lamp} = 100[V], f = 28[kHz], V_{ab} = 400[V]$$

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (8)$$

$$R_{Lamp} = \frac{V_{Lamp}^2}{P_{out}} = \frac{100^2}{94} = 106.38[\Omega] \quad (9)$$

그림 2(b)회로에서 램프 양단에 걸리는 전압 V_{Lamp} 는 분압법칙을 이용하여 계산할 수 있다. 여기서 공진회로에 입력되는 구형파(V_{ab}) 기본성분의 실효치 V_{in} 은 피크치의 $\frac{4}{\sqrt{2\pi}}$ 이다.

따라서 다음과 같은 식으로 쓸 수 있다.

$$V_{Lamp} = \left| \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} \right| V_{in} \quad (10)$$

여기서, Z_s 는 인덕터 L의 임피던스 ($Z_s = j\omega L$), Z_p 는 R_{Lamp} 와 병렬 커패시터 C의 합성임피던스 ($Z_p = \frac{R}{1 + jR\omega C}$), V_{in} 은 인가된 구형파 전압의 실효치 ($V_{in} = V_{ab} \times \frac{4}{\sqrt{2\pi}}$)이다.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (11)$$

식 (10)과 식 (11)을 연립하여 풀면,

$$L = \frac{4RV_{ab}}{\omega V_{Lamp} \pi \sqrt{2}} = 2.18[mH] \quad (12)$$

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = 14.8[nF] \quad (13)$$

과 같이 L, C 값을 산출할 수 있다.

그러나 14.8[nF]의 값을 가지는 커패시터는 시중에서 구할 수 없으므로 시중에서 판매되는 커패시터 중 가장 근사한 값을 가지는 15[nF]를 사용하여 시뮬레이션과 실험을 하였다. 결국 시뮬레이션과 실험에는 인덕터와 커패시터를 각각 2.12[mH]와 15[nF]를 사용, 측정하여 오차의 가능성이 있다.

2.2 Pspice를 이용한 시뮬레이션

본 절에서는 앞 절에서 계산된 L, C 값을 가지고 Pspice을 사용하여 그림 3과 같이 회로를 구성한 후 시뮬레이션 하였다.

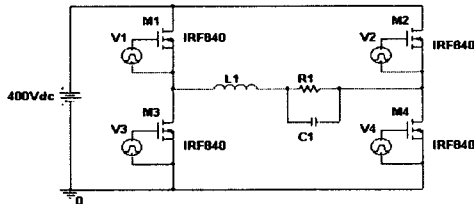


그림 3. Pspice 시뮬레이션 회로
Fig. 3. Pspice simulation circuit.

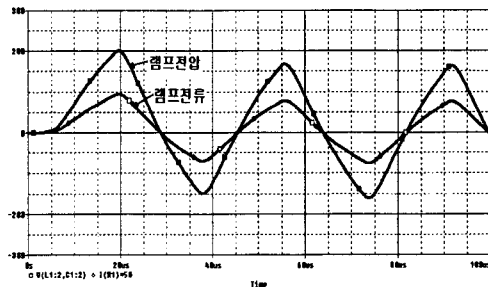


그림 4. 램프 출력단의 전압, 전류 파형
Fig. 4. Output voltage and current waveforms of the HPS lamp.

실제회로에서는 DC입력단에 역률 보상 회로를 사용하여 DC400[V]를 인가되도록 설계하였기 때문에 회로 상에서 입력부는 DC400[V]전원으로 처리하였다. 그리고 Pspice 에는 타러식 구동회로 제어 IC가 없으므로 실제 IR2155 와 IR 2111의 제어신호를 실측한 신호와 동일한 게이트 신호를 각 스위칭소자의 게이트단에 입력해 주었다.

그림 4는 최종적으로 램프 양단의 전압과 전류 파형을 보여주고 있다. 램프전압은 피크값 160[V]를 가지는데, 이것은 L과 C에 의해 공진회로의 구형과 입력파형이 필터링되었기 때문이다. 전류는 병렬로 연결된 C의 임피던스가 378.94[Ω]이므로 램프 임피던스 106.38[Ω]의 3배가되므로 전류 분배법칙에 의해 램프에 흐르는 전류는 피크값 75[V]가 되는 것을 시뮬레이션을 통해 알 수 있다.

2.3 제작한 전자식 안정기의 특성

그림 5는 실제 제작된 안정기의 간략한 회로도를 보여준다. 그림에서 C1과 L은 EMI 필터이고 C2는 전압 평활용 커패시터이다. PFC는 제어IC를 사용한 부스트 방식을 사용하였다. PFC에서 나오는 15[V]는 구동회로 제어부의 제어 IC 구동 전압이다. 구동회로 제어부의 제어 IC는 IR2155와 IR2111를 사용하였으며, 풀브릿지 인버터의 스위칭소자는 IRF840을 사용하였다.

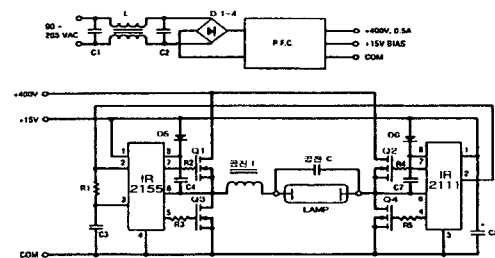


그림 5. 제작된 안정기의 간략한 회로도
Fig. 5. Simplified circuit of experimental ballast

실제 회로를 구성하여 측정한 공진회로에 입력되는 구형과 파형으로 250[V/div]에서 측정하였을 때 전압 피크값이 386.7[V]로 시뮬레이션과 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 하지만 동작전압에서 약간의 차이가 있는 것을 알 수 있는데, 이것은 시뮬레이션에

플로브리지 인버터를 사용한 고압 나트륨램프용 타력식 전자식 안정기 설계

는 이상적인 DC 400[V] 입력하지만, 실제 회로에서의 DC입력은 역률 보상 회로를 통해 400[V]보다 작은 386.7[V]가 공급되기 때문이다. 공진회로 입력 동작주파수는 28[kHz]임을 확인하였다.

그림 6은 L = 2.12[mH], C = 15[nF]으로 실제 회로를 설계하였을 때의 램프 출력단 전압, 전류 파형을 보여주고 있다. 그림 6에서 보여지는 전압 피크값은 158[V]로 시뮬레이션의 160[V]와 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 이것을 통해 전압의 실효값은 103.4[V], 전류의 실효값은 0.92[A] 정도 흐르는 것을 알 수 있다. 이것으로 램프출력을 구하면 95.1[W]가 된다는 것을 알 수 있다.

그림 7과 그림 8은 주파수 변화에 따른 램프의 상대조도 변화와 램프의 전압 및 전류의 변화를 보여준다. 전류는 MOSFET의 ON주기 시간 t에 의해 결

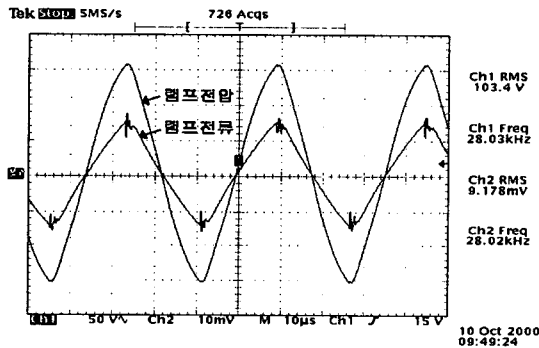


그림 6. HPS 램프 출력단 전압 (50 (V) /div), 전류 (1 (A) /div) 파형
Fig. 6. Output voltage (50 (V) /div) and current (1 (A) /div) waveforms for HPS lamp output.

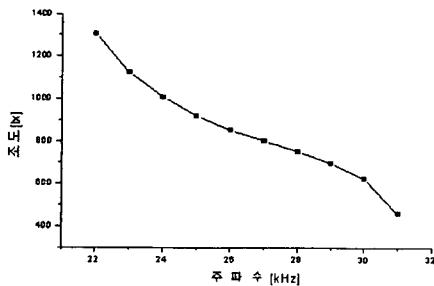


그림 7. 주파수 변화에 따른 조도 변화
Fig. 7. The change of illumination correspond to frequency variation.

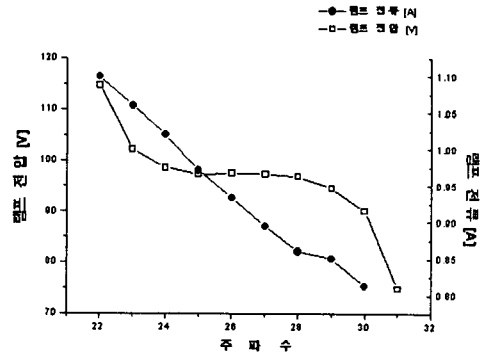


그림 8. 주파수 변화에 따른 램프의 전압, 전류
Fig. 8. The output voltage and current for HPS lamp correspond to frequency variation.

정되어지므로 주파수가 변화함에 따라 직선적으로 변화하는 것을 보여주고 있다. 그림 7과 그림 8을 통해 이 안정기를 통한 조광제어는 23~30[kHz]사이에서 가능함을 알 수 있다. 그 이유는 램프 전압이 22[kHz]에서는 사변체 도표의 Vmax를 벗어나고, 31[kHz]에서는 Vmin을 벗어나 HPS 램프 고유의 특성으로 인해 램프가 불안정하게 되기 때문이다.

표 1. 실험결과
Table 1. Experimental results.

입력전압[V]	221.5	동작주파수[kHz]	28.01
입력전류[A]	0.47	램프출력전압[V]	103.4
역률	0.993	램프출력전류[A]	0.92
유효전력[W]	103.3	램프출력전력[W]	95.1
DC입력[V]	388.8	안정기 효율	0.921

표 1은 실험 결과를 정리한 것이다. 표 1을 보면 역률은 0.993으로 0.99이상을 만족하고 있음을 알 수 있고, 처음 설계한 안정기 효율 94[%]에는 미치지 못하지만, 기존의 자기식 안정기의 효율 88[%]에 비해 4[%]정도 높은 효율을 얻을 수 있는 안정기가 구현되었음을 알 수 있다[9].

3. 결론

본 논문에서는 제어IC들을 이용하여 플로브리지 방식의 고압 나트륨 램프용 타력식 전자식 안정기를 설계하고 구현하였다. 동작주파수는 가청주파수인

20[kHz]이상에서 음향공진을 피할 수 있다고 알려진 25~35[kHz] 사이에서 선택하였으며 이것으로 계산을 통하여 공진회로의 L, C값을 구하였다. 그리고 이 값을 적용한 시뮬레이션 결과와 실제 제작한 안정기의 결과가 거의 일치하는 것을 확인할 수 있었다. 이것을 통해 실제 안정기의 출력을 시뮬레이션을 통하여 정확하게는 아니지만 어느 정도 미리 파악할 수 있을 수 있음을 알 수 있었다. 시뮬레이션을 통한 정확한 해석을 위해서는 램프의 특성에 대한 좀 더 많은 연구가 필요하겠다. 본 연구결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

1. 비록 설계한 효율인 94[%]만큼은 얻지 못하였지만, 기존의 자기식안정기의 효율인 88[%]보다 4[%]정도 높은 92[%]의 효율을 얻을 수 있는 안정기를 구현 할 수 있었다.

2. LC 병렬 공진회로에서 고조파 성분이 L과 C에 의해 필터링되는 것을 시뮬레이션과 실험으로 확인할 수 있었다. 하지만 실험결과 시뮬레이션보다 실제 제작된 안정기에서 보다 많은 고조파 성분이 포함되어 있는 것으로 보아 시뮬레이션에서보다 실제 제작된 안정기에서 손실이 더 많이 발생한다는 것을 알 수 있었다.

3. 제어 IC의 주파수 조절을 통한 조광제어는 23~30[kHz]사이에서 가능함을 실험을 통해 알 수 있었다. 예상했던 것보다는 제어범위가 좁았지만, 이것을 통해 도로 상태나 등기구 외부 조도 변화에 따라 안정기 출력을 변화시킴으로써 에너지 절감 효과를 얻을 수 있다는 가능성을 확인할 수 있었다.

앞으로 계속 연구해야할 과제가 산재해 있지만 일단은 고효율용 안정기에 대한 설계, 그리고 외부 조도 변화에 따라 안정기 출력을 변화시킬 수 있는 제어 회로에 대한 연구가 필요하겠다.

참 고 문 헌

- (1) Richard Redl, Jon D. Paul, "A New High-frequency and High-Efficiency Electronic Ballast for HID Lamps : Topology, Analysis, Design, and Experimental Results", IEEE, p. 486, 1999.
- (2) 최명호, 임성훈, 오성근, 한병성, "전자식 안정기의 출력 반도체 온도에 따른 주파수 가변회로 설계", 대한전기

- 학회 논문집, p. 2780, 1999.7.
- (3) 박종연, 정동열, 조계현, "Lamp용 안정기의 종류 및 특징", 조명·전기설비학회논문지, VOL. 13, NO. 1, pp. 47-63, 1999.
- (4) D. Tadesse, F.P. Dawson, S.B. Dewan, "A Comparison of Power Circuit Topologies and Control Techniques for a High Frequency Ballast", IEEE Production & Application of Light Committee, pp. 2341-2347, 1993.
- (5) 노의철, 정규범, 최남선, "전력전자공학", 문운당, pp. 367-375, 1997.
- (6) Production Data Sheet, "Second-Generation Power Factor Controller", Linfinity Microelectronics, p.18, 1966.
- (7) R.M. Nelms, T.D. Jones, Melvin C. Cosby, Jr, "A Comparison of Resonant Inverter Topologies for HPS Lamp Ballasts", IEEE Production & Application of Light Committee, pp. 2317-2322, 1993.
- (8) 박승배, "회로이론", 문운당, pp. 304-309, 1991.
- (9) 연구보고서, "효율적 조명기술 개발 연구(II)", 한국동력자원연구소, pp. 57-76, 1989.
- (10) 이치환, "HID 램프용 전자식 안정기의 설계", 조명·전기설비학회논문지, 제13권, 제4호, pp. 14-19, 1999.

◇ 저자소개 ◇

이용후 (李鎔厚)

1973년 3월1일생. 1999년 호서대 공대 전기공학과 졸. 2001년 호서대 대학원 졸(석사). 현재 더본일렉트론(주) 연구원.

이진우 (李鎭雨)

1961년 2월4일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸. 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸(석사). 1990년 서울대 대학원 전기공학과 졸(박사). 세명백트론(주) 연구실장. 현재 호서대 전기정보통신공학부 부교수. 당학회 편수이사.

최종문 (崔鍾汶)

1950년 2월2일생. 1974년 연세대 이공대 전기공학과 졸. 1974년 연세대 대학원 전기공학과 졸(석사). 1983년 연세대 대학원 전기공학과 졸(박사). 현재 호서대 전기정보통신공학부 교수.