

HID 램프용 전자식 안정기의 효율 개선

(Efficiency Improvement of an Electronic Ballast for HID Lamps)

이성희* · 이치환 · 권우현

(Seung-Hee Lee · Chi-Hwan Lee · Woo-Hyen Kwon)

요 약

본 연구에서는 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 구성하고 안정기 효율 개선을 위한 설계법을 제안한다. 제안된 안정기는 PFC 및 half-bridge 공진 인버터로 구성되고 음향공명을 피하기 위해 구동주파수 25-35[kHz]에서 스펙트럼 확산법을 채택하였다. PFC 전단에 L-C 필터를 채택하여 고주파 전류가 입력 전원측으로 방출되는 것을 억제하고 전해 커패시터에서 발생하는 고주파 충전 전류를 인덕터를 사용하여 제한하였다. 공진부의 직류 전압은 인버터 손실을 줄이기 위해 램프정격 전압의 침투치를 고려하여 결정하였다. 램프의 등가 저항과 공진회로의 특성곡선에서 인버터의 전달함수를 정의하고 램프의 전류를 제어하기 위한 제어기를 설계하였다. 실험으로 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 제작하였고, 효율 96[%] 및 EMI 표준 EN50081-1을 만족하며 전도성 노이즈는 최대 57[dBuv]를 나타내었다.

Abstract

A high-efficiency electronic ballast for HID lamps is presented. The ballast consists of a PFC and a resonant inverter. To reduce losses of the ballast, DC link voltage should be determined by taking into account the peak voltage of lamp and the maximum flux density should be kept 0.2[T] on all of inductors. An inductor at bridge diode is employed in order to remove current harmonics from PFC. An inductor is connected in series with an electrolytic capacitor at DC link to reject high-frequency current. The acoustic resonance is eliminated using the spread spectrum technique. The electronic ballast for 250[W] metal-halide discharge lamp is implemented and 96[%] efficiency, no acoustic resonance and low conducted EMI level are accomplished.

Key Words : electronic ballast, MHD lamp, efficiency, resonant inverter, spread spectrum

1. 서 론

* 주저자 : 포항산업과학연구원 기전연구팀 연구원
Tel : 054-279-6724, Fax : 054-279-6599
E-mail : shlee@rist.re.kr
접수일자 : 2002년 1월 3일
1차심사 : 2002년 1월 7일
심사완료 : 2002년 1월 31일

HID(high intensity discharge) 램프의 전자식 안정기는 코일식 안정기에 비해 많은 이점을 가지고 있다. 램프 전력의 제어성, 안정기의 경량화 및 안정기 손실 감소 등의 장점으로 오랫동안, 상업화를 위한 연구가 진행되고 있다. HID 램프 중, HPS(high pressure sodium) 램프와 MHD(metal halide

discharge) 램프가 주로 사용되며 서로 다른 특성으로 인해 안정기는 독립적 구조를 가진다. HPS 램프는 사용시간에 따라 관전압이 많이 상승하며 수명 말기에 점멸 현상을 수반한다. 이러한 점등 특성으로 인해 HPS 램프의 전자식 안정기는 높은 구동 전압이 필요하다. MHD 램프는 안정된 관전압을 보이며 말기에도 점등을 유지하므로 HPS 램프에 비해 단순 구조의 전자식 안정기가 구성된다. 그러나 MHD 램프는 고주파 점등시, 특정 주파수 대역에서 음향공명이 발생하는 문제가 있다. 음향공명을 해결하기 위해 100[kHz] 이상에서 구동하는 방법도 연구되지만 전자파 노이즈 문제를 고려하면 낮은 주파수가 유리하다. 음향공명은 램프의 기계적 구조에 따른 공진으로, 램프마다 고유의 공명 주파수를 가진다. 그러므로 20~60[kHz] 대역에서 음향공명의 제거를 위한 방법이 필요하다. 일반적으로 스펙트럼 확산법이 단순하며 구현에 적합하다. [1,2,3,4]

한편 HID 전자식 안정기의 효율은 그 구성방법에 따라 많은 차이가 있으며 이에 대한 연구는 이루어지지 않고 있다. 형광등은 고주파 점등시, 광효율이 상승하며, 저압 나트륨 램프는 오히려 감소하는 특성을 가진다. 그러나 HID 램프는 고주파 점등에서 저주파 점등과 동일한 광출력을 가진다. 그러므로 HID 전자식 안정기는 안정기 손실을 줄여 전체 광효율을 상승시켜야 한다. 일반적으로 HID 전자식 안정기의 경우, 안정기 효율 90~93[%]이며 코일식 안정기(constant wattage auto-transformer ballast)는 85~90[%] 정도이다.[5]

본 연구에서는 250W MHD 램프용 전자식 안정기를 구성하고 안정기 효율 개선을 위한 설계법을 제안한다. 안정기는 PFC 및 half-bridge 공진 인버터로 구성되고 음향공명을 피하기 위해 구동주파수 25~35[kHz]에서 스펙트럼 확산법을 채택하였다. PFC 전단에 L-C 필터를 채택하여 고주파 전류가 입력 전원측으로 방출되는 것을 억제하고 전해 커패시터에서 발생하는 고주파 충전 전류를 인덕터를 사용하여 제한하였다. 공진부의 직류전압은 인버터 손실을 줄이기 위해 램프정격 전압의 첨두치를 고려하여 결정하였다. 램프의 등가 저항과 공진회로의 특성곡선에서 인버터의 전달함수를 정의하고 램프의 전류를 제어하기 위한 제어기를 설계하였다. 실험으로 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 제작하였고,

효율 96[%] 및 EMI 표준 EN50081-1을 만족하며 전도성 노이즈는 최대 57[dBuv]를 나타내었다.

2. 안정기 구성 및 설계

그림 1은 제안된 전자식 안정기의 구성을 보인다. PFC(power factor compensator)와 half-bridge 공진 인버터 및 제어기로 나눌 수 있으며, 메탈 헬라이드 램프의 관전압 135[V]를 고려하여 DC 링크 전압을 380[V]로 설정하였다.

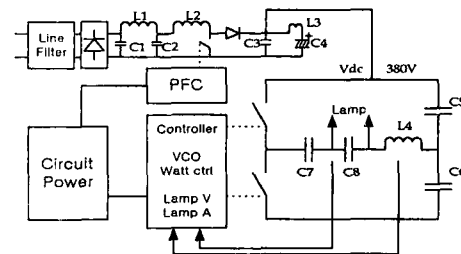


그림 1. HID 램프용 전자식 안정기의 구성
Fig. 1. Configuration of electronic ballast for HID lamps.

2.1 PFC 설계

PFC는 입력전류의 THD(total harmonic distortion) 및 역률 개선에 필요한 부분으로 20[kHz] 이상의 고주파 전류를 발생시킨다. 이러한 고주파 성분은 수 100[kHz] 이하에서 매우 큰 노이즈를 방출하게 된다. 그러므로 인덕터 L1 및 콘덴서 C1로 구성된 필터를 삽입하여 입력계통으로의 영향을 감소시킨다. 그림 2 및 그림 3에서, PFC에 의한 출력 전류 iFRD는 기본파 전류를 제외하면 커패시터 C3으로 주입되는 삼각파의 전류원 I_{C3}로 간주할 수 있고, 커패시터 C1을 포함하는 계통 임피던스 Z_n으로 등가회로가 구성된다.

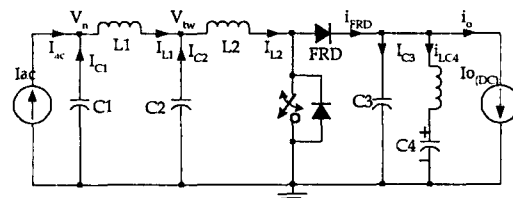


그림 2. 개선된 PFC 회로
Fig. 2. Improved PFC circuit

단위 역율을 가정하면, 삼각파의 최대치는 입력전류의 최대치와 동일한 값을 가지며 PFC 스위칭 주파수 ω_p 에서 콘덴서 C2에 나타나는 최대 실효전압 V_{tw} 는 다음과 같다.

$$V_{tw} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P_{inp}}{V_{ac}} \frac{1}{\omega_p C_2} \quad (1)$$

여기서 P_{inp} 는 입력전력이며 V_{ac} 는 입력전압이다. PFC 입력측에 부가된 라인 필터의 역할은 그림 3과 같은 회로로 등가화 된다. 브리지 다이오드를 포함한 라인의 계통 임피던스 Z_m 은 20[kHz] 부근에서 평균 5[Ω]을 가지며, L1, C2에 의해 라인측에 전달되는 잡음 감쇄는 식 (2)와 같이 주어진다.

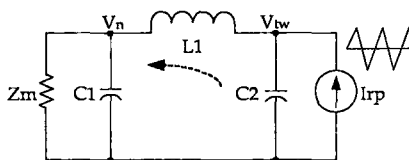


그림 3. PFC 라인 필터
Fig. 3. Line filter for PFC

$$\frac{V_n}{V_{tw}} = \frac{Z_m}{\sqrt{Z_m^2 + (\omega_p L_2)^2}} \quad (2)$$

PFC 출력은 전해 콘덴서 C3 및 C4에 충전되며 동시에 인버터의 콘덴서 C5, C6에 공급된다. 전해 콘덴서에는 인버터 구동에 의한 고주파 전류와 PFC 충전 고주파 전류가 동시에 흐르게 되므로 많은 손실을 수반하며 수명 단축의 원인이 된다. 그러므로 PFC 출력단에 낮은 용량의 무극성 필름 커패시터를

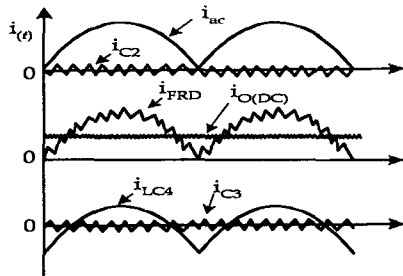


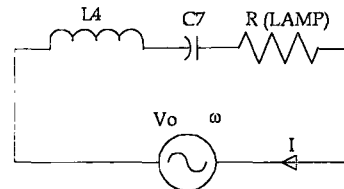
그림 4. 개선된 PFC 출력 필터 전류 파형
Fig. 4. current waveform of improved PFC output filter

연결하고 전해 커패시터 C4와 직렬로 인덕터 L3를 삽입하고, 공진 인버터측 커패시터 C5와 C6의 용량을 크게 하여, 전해 커패시터 C4에 가해지는 급격한 충·방전 전류를 억제한다. 그림 2의 회로에서 각 부분의 전류는 다음과 같이 도식된다.

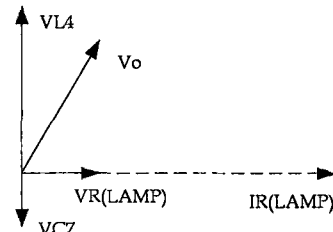
2.2 제어기 설계

고주파로 구동되는 HID 램프는 전압과 전류가 동상으로 나타나는 순수 저항성이며, 반 브리지 인버터의 구형과 출력에서 기본파의 실효치는 아래와 같다.

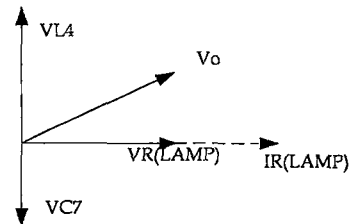
$$V_o = \sqrt{2} \frac{V_{DC}}{\pi} \quad (3)$$



(a) L-C_R series resonant circuit



(b) phase diagram at start



(c) phase diagram at steady state

그림 5. 공진회로 페이저도
Fig. 5. Phasor diagram of resonant circuit.

최초 기동시 시동전압을 얻기 위해, C7》C8의 조건으로 설정하며 L4-C8 공진 주파수 부근에서 시동 전압을 생성한다. 점등 후 반 브리지 인버터의 출력과 공진회로의 인덕터, 커패시터 및 램프에 인가되는

HID 램프용 전자식 안정기의 효율 개선

전압은 그림 5의 페이지도로 나타낼 수 있다.

인버터 동작점 부근의 주파수 변화에 대한 공진 전류의 변동은 선형함수로 모델링 할 수 있다. 전자식 안정기는 공진 주파수 보다 높은 주파수에서 동작되므로 상수 K_{inv} 로 인버터의 특성이 표현된다.

$$\frac{\Delta I}{\Delta \omega} = \frac{I(\omega_1) - I(\omega_2)}{\omega_1 - \omega_2} = -K_{inv} \quad (4)$$

인버터의 구동펄스는 VCO(voltage controlled oscillator)에서 공급되며 입력전압 v 에 대한 램프전류 I 의 전달함수는 다음으로 주어진다.

$$I = (-K_{inv} \cdot K_v) v + I_o = -K_r v + I_o \quad (5)$$

여기서 I_o 는 오프셋 전류 값을 나타낸다. 일반적으로 램프전류는 검출 후 정류하여 직류로 변환하며 시정수 T_f 인 LPF(low pass filter)를 통하여 제어기에 공급된다. 그림 6은 주파수 제어 직렬 공진 인버터의 모델 블록도 이다.

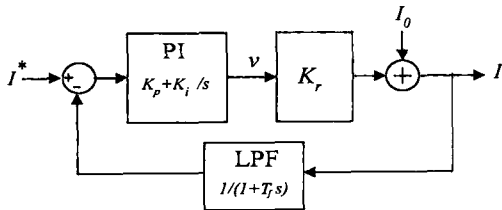


그림 6. 전자식 안정기의 모델 블록도
Fig. 6. The block diagram of model for electronic ballast.

계수 K_r 은 V/F 변환기(voltage-to-frequency converter)의 입력 v 에 대한 출력전류 변화율을 나타낸다. 전체 시스템의 전달함수는 다음으로 표현되며

$$\frac{I}{I^*}(s) = \frac{K_r(K_p T_f s^2 + (K_i T_f + K_p)s + K_i)}{T_f s^2 + (1 + K_r K_p)s + K_r K_i} \quad (6)$$

시스템의 극점은 다음과 같다.

$$p1, p2 = -\frac{K_r K_p + 1}{2T_f} \pm \sqrt{\left(\frac{K_r K_p + 1}{2T_f}\right)^2 - \frac{K_r K_i}{T_f}} \quad (7)$$

안정한 전류응답을 위해서는 LPF보다 좁은 시스템 대역폭을 가져야 하므로 식(7)에서 $K_p=0$ 으로 두면 시스템 극점의 실수부는 LPF 대역의 1/2이 된다. 이때의 극점과 영점은 다음으로 주어진다.

$$p1, p2 = -\frac{1}{2T_f} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_f}\right)^2 - \frac{K_r K_i}{T_f}} \quad (8)$$

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

시간 응답의 속응성을 위해 약간의 오버슈트를 가지도록 극점을 배치해야 하므로 식(9)에서 적분상수 K_i 를 결정 할 수 있다.

$$K_i > \frac{1}{4T_f K_r}, K_p = 0 \quad (9)$$

MHD 램프의 음향 공명을 방지하기 위한 전류 스펙트럼 분산기능이 보강된 모델의 블록도는 다음 그림과 같다.

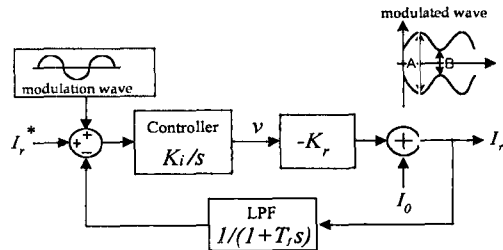


그림 7. AR 제거 전자식 안정기의 모델 블록도
Fig. 7. The block diagram of model for electronic ballast without AR.

2.3 손실 저감 설계

전자식 안정기의 손실은 그림 8과 같이 분포되어 있다.

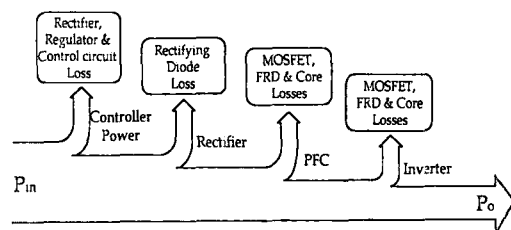


그림 8. 전자식 안정기 손실
Fig. 8. Losses on electronic ballast.

제어회로의 동작 및 정류 다이오드에서 발생하는 손실은 대책이 있을 수 없다. 각종 스위치 소자 및 인덕터의 손실은 정격 및 제어 방법에 의해 저감이 가능하다.

입력의 브리지 다이오드는 약 전압 강하를 가짐으로 해서 손실이 발생하는데, 손실량은 다음 식과 같이 라인 전류의 평균에 비례한 특성을 가진다.

$$W_{BD} = 2 \times V_{BD} \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{AC} \quad [W] \quad (10)$$

이다. 여기서 V_{BD} 는 브리지 다이오드의 강하 전압이다. PFC 회로에서는 인덕터 코어, MOSFET 및 FRD(fast recovery diode) 등에서 전력 손실이 발생한다.

$$W_{PFC} = W_{C1} + W_{C2} + I_{MOSFET}^2 \cdot R_{DS(ON)} + I_{OUT} \cdot V_{FRD} \quad (11)$$

여기서 W_{C1} 및 W_{C2} 는 인덕터 $L1$ 및 인덕터 $L2$ 에서 발생하는 코어 손실을 나타내며, I_{MOSFET} 은 PFC에 사용되는 MOSFET을 통과하는 평균 전류이며, $R_{DS(ON)}$ 은 MOSFET의 온 상태 드레인-소스 저항값이며, I_{OUT} 은 PFC의 출력 전류 평균값이고, V_{FRD} 은 PFC 출력단 다이오드의 강하전압이다.

PFC 회로 및 공진 인버터에 사용되는 인덕터 $L1$, $L2$, $L4$ 에서 발생하는 코어 발생 손실은 식(12)와 같으며, 그림 9는 이를 설명한다.[6]

$$W_C = k f^{1.31} B_m^{2.49} \quad [W] \quad (12)$$

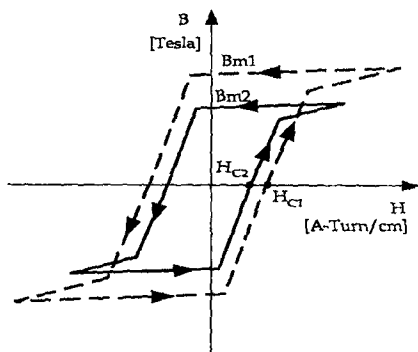


그림 9. 최대 자속밀도에 따른 B-H 특성 곡선
Fig. 9. B-H characteristic curves by maximum flux density

여기서 k 는 코어 중량 및 재질에 관계되는 상수이고, f 는 구동 주파수이며, B_m 은 인덕터 코어의 최대 자속 밀도이다. 그림 9에서, 최대 자속밀도가 높을수록 보자력(coercive force)이 높아 스위칭 손실이 높아진다. 식(12)는 실험적으로 구해진 식인데, 코어손실을 줄이기 위해서는 자속밀도를 낮게 유지해야 됨을 알 수 있다.

인버터 회로에서는 MOSFET과 공진용 인버터 코어에서 손실이 발생한다. 공진형 인버터의 MOSFET에서는 영전압 스위칭 동작에 의해 스위칭 손실은 거의 없고, 온 저항($R_{DS(ON)}$)과 역방향 다이오드 강하 전압(V_{SD})에 의해서만 전력 손실이 발생된다. 전력 손실량은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$W_{INV} = W_{C1} + I_{Lamp}^2 \cdot D \cdot R_{DS(ON)} + I_{Lamp} \cdot (1-D) \cdot V_{SD} \quad [W] \quad (13)$$

여기서 W_{C1} 는 공진 인덕터 $L4$ 의 코어손실이고, D 는 한 MOSFET을 통과하는 전체 전류에서 정방향 전류가 차지하는 비율이다. 일반적으로 공진형 인버터의 운용 주파수는 부하전류 제어를 위해 회로의 고유 공진주파수 ω_0 보다 높다. 입력 직류 전압이 높을수록 운용주파수가 고유 공진 주파수에서 멀어지는데, 동일 공진 회로에서 운용 주파수가 높을수록 역방향 다이오드를 통과하는 전류의 비중은 높아진다.

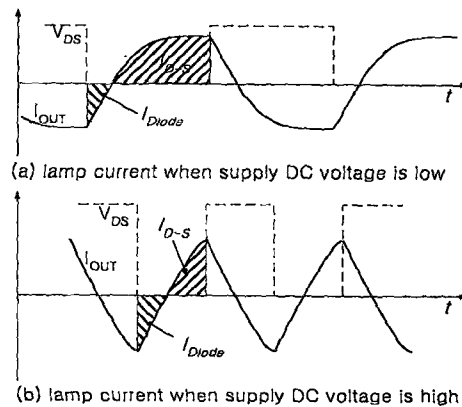


그림 10. 입력 직류 전압 및 운용 주파수에 따른 전류 특성
Fig. 10. Current characteristics by input dc voltage and frequency

MOSFET의 구조상 역방향으로 형성되는 다이오드의 강하전압은 1.4[V]~1.8[V]로 비교적 높은 전압을 가지고 있는데, 다이오드 통과 전류의 비중이 높을수록 MOSFET의 도통 손실은 급격히 높아진다. 그러므로 공진형 인버터의 전력손실을 낮추기 위해서는 공급 직류 전압을 낮추고 구동 주파수를 낮게 설정하여야 한다. 그림 10은 공급 직류전압이 낮은 경우와 높은 경우의 부하 전류 파형 및 역방향 다이오드를 통과하는 전류의 양을 나타낸다. MOSFET의 특성상은 저항이 낮을수록 역방향 다이오드 강하 전압이 높아지는 특성을 가지는데, 선택되는 MOSFET의 특성에 의해서도 손실이 변화된다.

인덕터 코어 손실 및 공진형 인버터의 도통 손실에서 공통으로 구동 주파수가 낮을수록 작아지는데, 수 백 Hz 이하의 낮은 주파수에서는 전자식 안정기 회로에 사용되는 인덕터 및 커패시터의 용량이 높아져 부피, 중량, 가격 등에 불리하고, 수 백 Hz에서 10 [kHz] 대역의 주파수는 가청 음향 노이즈 발생 가능성이 높으므로 20[kHz] 이상의 주파수에서 구동 가능한 가장 낮은 주파수를 선정하여야 한다. 본 논문에서는 가청 음향 노이즈를 피하고, 전류 스펙트럼 분산을 위한 구동 주파수 유동을 고려하여 30[kHz]의 주파수를 선택하였고, 공급 직류 전압은 PFC 성능을 고려하여 380VDC로 설정하였다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

그림 1과 같이 구성된 250[W] 메탈 헬라이드용 전자식 안정기는 KA7524를 이용한 PFC 및 인버터에 MOSFET IRFP460 3개를 사용하고, EMI 방출을 줄이기 위해 PFC에 사용하는 FRD는 역회복시간(tr : reverse recovery time)이 50ns인 다이오드를 채택하였다. 인덕터 L1은 PQ3230, L2은 PQ3535, L4는 PQ3535를 사용하고 최대 자속밀도를 0.2T로 선택되었다.

그림 11은 안정기의 인버터 구성에 사용되는 MOSFET의 전압 및 전류를 Pspice 시뮬레이션을 통해 획득된 파형이고, 그림 12는 제작된 안정기의 MOSFET에서 측정된 결과이다. 시뮬레이션 및 실험 결과에서 영전류 스위칭 및 영전압 스위칭이 이루어지는 것을 확인할 수 있다. 단 시뮬레이션 파형에서 턴-오프시 꼬리전류(tail current)가 약간 존재하는데,

이는 모델링의 문제로 발생하는 문제이며, 실제 MOSFET에서는 MOSFET의 게이트에 역전압을 인가함으로써 꼬리 전류(tail current)가 거의 없다. 그리고, 역방향 다이오드 도통 전류와 MOSFET의 드레인 전류의 비율이 현저히 차이가 나는데, 이는 MOSFET에서 발생하는 전력손실을 줄이기 위해 공급 직류 전압을 낮추고 구동주파수를 고유 공진 주파수에 접근하도록 낮춘 결과이다.

그림 13은 스펙트럼 확산법에 의한 전자식 안정기의 램프 전류 및 전류 스펙트럼을 시뮬레이션을 통해 획득한 파형이고, 그림 14는 동작 안정기에서 측정된 램프 전류 및 전류 스펙트럼 파형이다. 약 0.2의 진폭 변조 지수를 가지는 램프 전류는 약간의 객동 성분을 가지며, 이때의 스펙트럼은 대역폭 12.5[kHz]를 만든다.

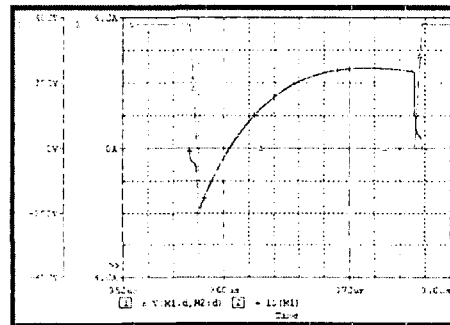


그림 11. FET 입구 전류 및 양단 전압 시뮬레이션 파형
Fig. 11. Simulation result of FET current and voltage

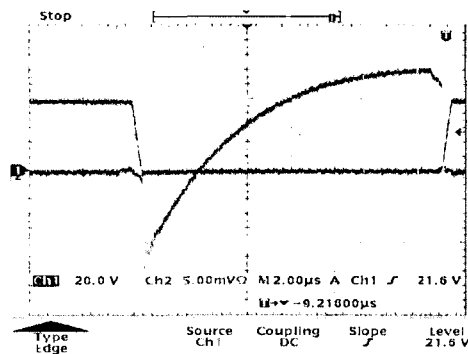
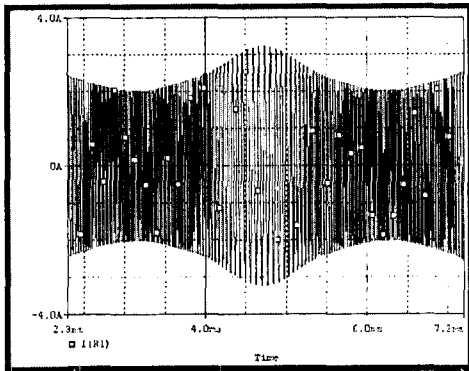
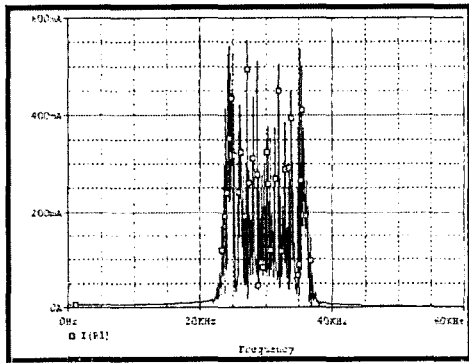


그림 12. FET 입구 전류 및 양단 전압 측정 파형
Fig. 12. Measured result of FET voltage and current. (voltage :200V/div, current :1A/div)

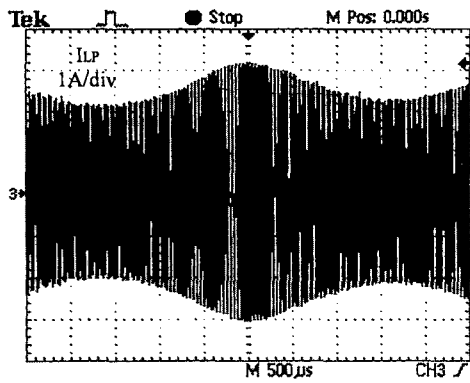


(a) lamp current

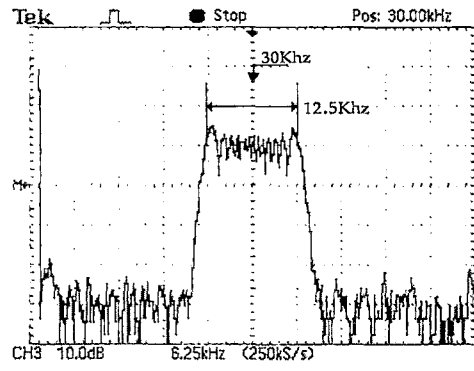


(b) spectrum of the current

그림. 13. 시뮬레이션된 스펙트럼 확산 전류 파형 및 전류 스펙트럼
Fig. 13. Simulated current waveform and spectrum of the current.



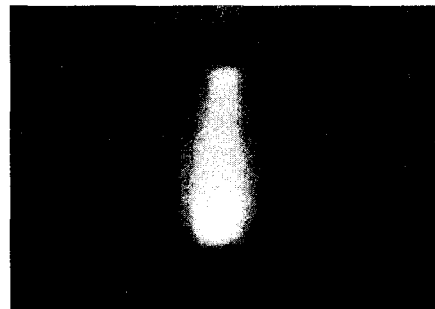
(a) lamp current



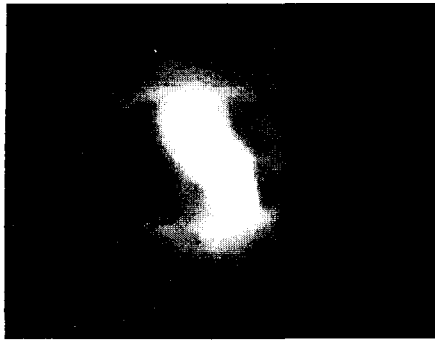
(b) spectrum of the current

그림. 14. 측정된 스펙트럼 확산 램프 전류 파형 및 전류 스펙트럼
Fig. 14. Measured waveform and spectrum of spectrum of the current.

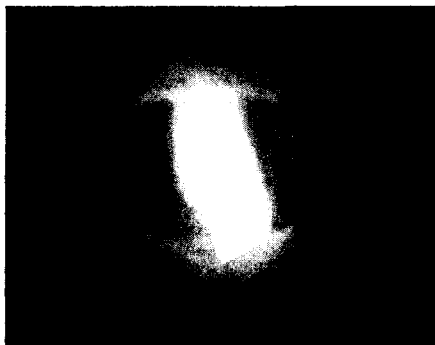
그림 15의 사진들은 안정기에 따른 램프의 불꽃들을 나타내는데, 스펙트럼 확산에 의해 안정된 불꽃의 모양은 그림 15(c)이다. 스펙트럼 확산이 없으면 음향공명이 발생하며 그림 15(b)와 같이 불꽃 모양을 형성하고 불안정하며 한쪽 부분(사진에서는 아래 부분)이 흔들리게 나타났다. 그림 15(a)는 자기식 안정기에 의해 점등된 불꽃이다. 그림 15(a)와 그림 15(c)를 비교해보면 전자식 안정기의 불꽃이 약간 기울어진 형태로 안정되어 나타난다. 스펙트럼 확산범위를 더 키우면 그림 15(c)가 그림 15(a)처럼 나타나는데, 이렇게 되면 변조 지수가 커지고 침투 전류가 너무 높아지는 문제가 있고, 변화 구동 주파수 대역에서 낮은 쪽 구동 주파수가 음향 노이즈에 접근하거나, 공진 회로의 고유 공진 주파수 ω_0 보다 낮아져 전류제어가 실패할 수도 있다.



(a) magnetic ballast



(b) electronic ballast(unstable)



(c) electronic ballast(stable)

그림 15. 안정기에 따른 불꽃모양
Fig. 15. Frame shape by ballasts

그림 16은 제작된 안정기에서 입력 라인측으로 방출되는 전도성 EMI의 level을 나타내었다. 모든 주파수 구간에서 EN50081-1 표준을 만족하며 최대 57[dBuv]를 표시한다.

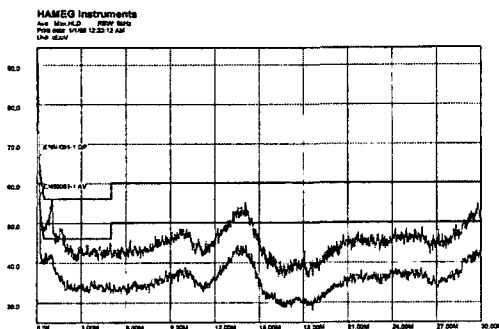


그림 16. 전도성 EMI level
Fig. 16. Conducted EMI level.

표 1은 코일식 안정기와 전자식 안정기의 전기적

특성을 측정한 것이다. 자기식 안정기는 입력전류 THD가 83[%]로 매우 큰 값으로 측정되었다. 250[W] 출력에서 275[W] 입력을 요구하며 안정기 손실은 25[W]이다. 이에 비해 제작된 전자식 안정기는 250[W] 출력에 260[W] 입력으로 10[W] 안정기 손실과 입력전류의 THD가 매우 개선되었다. 코일식에 보다 15[W] 전력절감 효과가 있었다. 실험 대상 자기식 안정기는 220[V] 입력 전압에서 정격 출력을 가지지 못하여, 입력 전압을 223[V]로 공급하였다.

표 1. 전자식 안정기와 자기식 안정기의 비교
Table 1. Comparison table of magnetic and electronic ballast

	전자식 안정기	자기식 안정기	단위
입력전압	220	223	V
입력전류	1.27	1.6	A
입력전력	260	275	W
출력전력	250	250	W
역률	93	76	%
전류 THD	16	83	%
안정기손실	10	25	W
효율	96	91	%
EMI level	57(max)		dBuV
출력주파수	30K±7K		Hz

4. 결론

HID 전자식 안정기 설계에서 안정기 손실을 최소로 하기 위한 회로 구성과 음향공명 현상을 제거한 250[W] 메탈 헬라이드 전자식 안정기를 제작하였다. PFC 회로에서, PFC 스위칭 전류에 의한 입력측 노이즈 감쇄를 위한 L_C 노이즈 필터 부착과 전해 콘덴서의 고주파 전류 충방전에 의한 수명 감소를 방지하기 위한 인덕터를 삽입하였다. 인버터 회로에서 스위칭 손실을 낮추기 위해, 기본적으로 공진회로 구성에 의한 영전류 온, 영전압 오프가 이루어지도록 하였고, 램프 전압을 고려한 직류단 전압 설정 및 구동 주파수 선정을 통하여 공진 인버터의 스위치 도통 손실을 감소시켰다. 또한 각종 인덕터의 코어 손실을 최소화 시키기 위해 최대 자속 밀도를 낮추어 설계되었다. 스펙트럼 확산법으로 음향공명을 제거시켰다.

제작된 250[W] 메탈 할라이드 전자식 안정기는 안정기 효율 96[%]를 달성하였고 낮은 전도성 EMI level을 줄였다. 기존 자기식 안정기에 비해 소모 전력을 15[W] 절감 할 수 있었으며, 입력 전류의 고조파 함유율을 5배 이상 줄였다.

References

- [1] 이치환, "HID 램프용 전자식 안정기의 설계", 조명전기설비학회논문지 제13권, 제4호, pp.14-20, 1999.
- [2] 이성희, 이치환, 권우현, "HID 램프용 공진형 전자식 안정기", 전기학회논문지 50B권 10호, pp530-535, 2001.
- [3] Richard Redl and Jon D. Paul, "A new high-frequency and high-efficiency electronic ballast for HID lamps: topology, analysis, design, and experimental results", APEC '99, pp.1174-1178, 1999.
- [4] L. Laskai, P. Enjeti and I. J. Pitel, "White-noise modulation of high frequency high intensity discharge lamp ballasts", IAS'94 meeting Reports, pp.1953-1961, 1994.
- [5] S.H. Lee and C.H. Lee, "Resonant-type electronic ballast

- for metal halide lamps", PCIM2001, pp.62-69.
- [6] "Transformer and Inductor Design Handbook, 2nd edition", Colonel Wm. T. Molyman, Marcel Dekker, Inc., ISBN 0-8247-7828-6.

◇ 저자소개 ◇

이 성 희 (李成熙)

1967년 9월 9일생. 1993년 경북대 전자공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1994년~현재 동 포함산업과학연구원 선임연구원.

이 치 환 (李治煥)

1961년 8월 6일생. 1984년 영남대 전기공학화 졸업. 1994년 경북대 대학원 전자공과 졸업(공학박). 1991년~1998년 영남이공대학 전기과 부교수, 1998년~현재 위덕대 전자공학과 조교수.

권 우 현 (權宇鉉)

1953년 6월 22일생. 1977년 서강대학교전자공학과 졸업. 1993년 한국과학기술원 대학원 전기공학과 졸업(공학박), 1979년~현재 경북대학교 전자공학과 교수.