

# 메탈헬라이드 램프용 고효율 전자식 안정기에 관한 연구

論文

56-12-16

## A Study on High Efficiency Electronic Ballast for Metal Halide Discharge Lamps

金海俊<sup>†</sup> · 元載善<sup>§§</sup> · 朴宰煜<sup>\*</sup> · 徐喆植<sup>\*\*</sup> · 李成熙<sup>\*\*\*</sup> · 沈光列<sup>§</sup> · 金鍾海<sup>§§</sup> · 金東熙<sup>§§§</sup>  
(Hae-Jun Kim · Jae-Sun Won · Jae-Wook Park · Cheol-Sik Seo ·  
Seung-Hee Lee · Kwang-Yeal Sim · Jong-Hae Kim · Dong-Hee Kim)

**Abstract** -A novel design technology for a high frequency electronic ballast for metal-halide discharge lamps is proposed. A PFC technique is adopted to get unit power factor and output frequency alteration technique is adopted to avoid acoustic resonance. For characteristics evaluation, the designed electronic ballast is presented using normalized parameter. To reduce losses of the ballast, ZVS control technique is adopted and the maximum flux density of magnetic core for inductor should be kept lower. The electronic ballast for 250[W] metal-halide discharge lamp is implemented and 96[%] efficiency and low conducted EMI level are accomplished.

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

### 1. 서 론

최근 에너지 절약이라는 시대적인 요청에 따라 HID(high intensity discharge) 램프에 많은 관심과 연구가 이루어지고 있다. HID 램프 중 특히 MHD(metal halide discharge) 램프는 수은, 아르곤 가스 외에 스칸듐(Sc), 토륨(Th), 나트륨(Na), 등의 알칼리 금속 원소를 할로겐 원소와 화합시킨 금속 할로젠이 봉입되어 광 효율을 상승과 높은 연색성, 다양한 색온도, 장수명 등의 장점을 가지고 있다.

MHD 램프를 점등하기 위해서는 램프 점등 시 나타나는 부성저항 특성 때문에 반드시 안정기를 필요로 한다. 일반적으로 사용되는 자기식 안정기는 무게, 외형크기, 설치 공간, 리액턴스 성분에 의한 역률저하, 코어와 권선에 의한 전자기적인 용력에 의한 가정소음 수반 등에 제약이 따르므로 이러한 문제점을 개선한 전자식 안정기는 반도체 소자를 이용한 고주파 변환 기술인 스위칭 전자 기술을 도입하여 효율향상, 수명연장, 램프 전력 제어성 용이, 안정기의 외형감소 등의 장점을 가진다. MHD 램프는 점등조건에 따라 램프동작 시 램프내부의 기체압력 변화가 램프로 입력되는 구동

전류의 주파수에 의해서 관 내벽에 대한 반사파와 정재파를 형성할 때 음향공명현상이 발생하여 방전의 불안정을 초래하거나 램프의 파괴로 이어질 수 있어 이를 방지하기 위한 대책이 필요하다.[1]

음향공명의 해결 방법은 100[kHz] 이상에서 구동하거나, 120[Hz] 구형파에 고주파를 혼합하는 방법 또는 주파수 변조, 위상변조 등을 이용하여 스위칭 패턴을 변화시켜 스펙트럼을 확산시킨다.[1,2,3,5] 그러나 100[kHz] 이상의 구동은 EMI 문제를 일으키며 스위칭 손실 및 자기 코어 손실 등이 커지고, 고주파 혼합 120[Hz] 구형파 구동은 고주파 스위치 2개와 저주파 스위치 2개 등 4개의 전력소자를 요구하며 광변환 효율이 낮은 단점이 있다. 또한 스위칭 패턴 변동을 통한 스펙트럼 확산방법은 구동 주파수를 직접 제어하므로 공진 주파수 변동에 대한 전류제어가 어렵다.[2] 한편 HID 전자식 안정기의 효율은 그 구성방법에 따라 많은 차이가 있으며 이에 대한 연구는 이루어지지 않고 있다. 형광등은 고주파 점등 시, 광효율이 상승하며, 저압 나트륨램프는 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 CWA 자기식 안정기(constant wattage auto-transformer ballast)는 85~90[%] 정도이다.[4]

본 연구에서는 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 구성하고, 타이머 IC와 구동 IC로 구성된 간단한 주파수 제어기로 정현 주파수 변조 방식을 통하여 음향 공명을 피하고, 안정기 효율 개선을 위한 손실 저감 설계법을 제안한다. 특히, 제안회로에 ZVS 기법을 도입하여 스위치의 턴 온·오프 시에 발생하는 스위칭 손실을 저감할 수 있도록 하였고, 회로의 기본동작원리 및 회로 해석 시 무차원화 파라미

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : HSL 일렉트로닉스 전자설계팀  
선임연구원

E-mail : hjuni@slcorp.co.kr

\* 正會員 : (주)누리기술 부사장

\*\* 正會員 : 현재 선문이엔지 이사

\*\*\* 正會員 : 포항산업과학연구원 기전연구팀 연구원

§ 正會員 : 울산과학대학 전기전자통신공학부 부교수

§§ 正會員 : 삼성전기 POWER사업팀 책임연구원

§§§ 正會員 : 영남대 공대 전기공학과 교수

接受日字 : 2007年 9月 17日

最終完了 : 2007年 10月 26日

터를 도입하여 범용성 있게 기술하였으며, 회로해석에서 얻은 운전특성, 무차원화 스위칭 주파수( $\mu$ ), 무차원화 저항( $\lambda$ ) 및 제 파라미터에 따라 특성평가를 수행하였다. 또한, 특성 해석을 바탕으로 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 제작하여 실험을 통해 특성해석의 정당성 및 고주파 전원으로서의 실용적인 측면도 검토하였다.

## 2. 안정기 구성 및 해석

### 2.1 회로구성

그림 1은 직렬 공진형 인버터로 구성된 MHD 램프용 전자식 정기를 보여주고 있다. 그림 1의 인버터는 종래의 반브리지형 직렬 공진 회로에 램프 병렬 커패시터를 부가하여 램프 시동 시 램프 직렬 인덕터와의 공진에 의한 기동전압이 발생하도록 하였고, 주 스위치  $S_1$ ,  $S_2$  양단에 병렬로 ZVS용 커패시터  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 를 연결하여 스위칭 시 소자에 발생하는 턴 온·오프 손실을 줄일 수 있는 회로구성으로 되어있다.

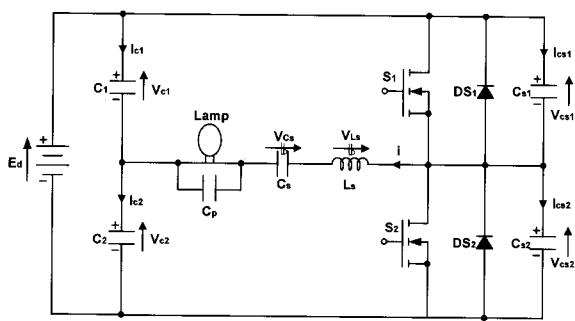


그림 1 MHD 램프용 전자식 안정기의 구성

Fig. 1 Configuration of electronic ballast for MHD lamps.

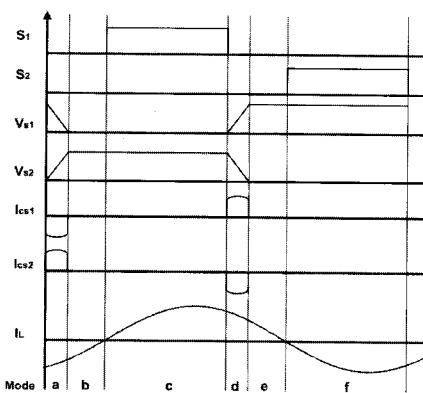


그림 2 각 부의 개략적인 전압 및 전류 파형

Fig. 2 Drive signal and theoretical waveform

그림 2는 각 모드의 회로 동작에 따른 각각의 스위칭 동작모드 a~f에 대하여 스위칭 소자  $S_1$ 과  $S_2$ 에 인가되는 구동신호패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 개략적 전압 및 전류파형을 나타내고 있다. 구동신호 패턴에 대한 제안 회로의 각 동작 모드는 다음과 같다.

<모드a> 스위치  $S_2$ 가 턴·오프 했을 때,  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 가 주어진 테드타임 동안  $V_{cs1}$ 은  $E_d$ 에서 0으로 방전을 하고,  $V_{cs2}$ 는 0에서  $E_d$ 로 충전을 하는 모드이다.

<모드b> 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 가 오프이고, 다이오드  $DS_1$ 가 턴·온 될 때, [ $L_s(+)\rightarrow DS_1\rightarrow E_d\rightarrow C_2\rightarrow C_s\rightarrow L_s(-)$ ]로 되는 공진루프와 [ $L_s(+)\rightarrow DS_1\rightarrow C_1\rightarrow C_s\rightarrow L_s(-)$ ]에 의해 부하에서 전원 측으로 에너지가 회생되는 모드이다.

<모드c> 스위치  $S_1$ 이 턴·온 됨에 따라, [ $E_d\rightarrow S_1\rightarrow L_s\rightarrow C_s\rightarrow C_2$ ]로 되는 공진루프와 [ $C_1(+)\rightarrow S_1\rightarrow L_s\rightarrow C_s\rightarrow C_1(-)$ ]로 되는 공진루프가 구성되며, 전원전압  $E_d$ 에 의해  $S_1$ 을 통해서 공진전류가 부하로 흐르는 모드이다.

<모드d> 스위치  $S_1$ 이 턴·오프 했을 때,  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ 가 주어진 테드타임 동안  $V_{cs1}$ 은 0에서  $E_d$ 로 충전을,  $V_{cs2}$ 는  $E_d$ 에서 0으로 방전을 하는 모드이다.

<모드e> 스위치  $S_1$ 과  $S_2$ 가 오프이고, 다이오드  $DS_2$ 가 턴·온 될 때, [ $L_s(-)\rightarrow C_s\rightarrow C_1\rightarrow E_d\rightarrow DS_2\rightarrow L_s(+)$ ]로 되는 공진루프와 [ $L_s(-)\rightarrow C_s\rightarrow C_2\rightarrow DS_2\rightarrow L_s(+)$ ]에 의해 부하에서 전원 측으로 에너지가 회생되는 모드이다.

<모드f> 스위치  $S_2$ 가 턴·온 됨에 따라, [ $E_d\rightarrow C_1\rightarrow C_s\rightarrow L_s\rightarrow S_2$ ]로 되는 공진루프와 [ $C_2(+)\rightarrow C_s\rightarrow L_s\rightarrow S_2\rightarrow C_2(-)$ ]로 되는 공진루프를 구성하며, 전원전압  $E_d$ 에 의해  $S_2$ 를 통해서 공진전류가 부하로 흐르는 모드이다.

각 모드의 상태방정식은 회로해석의 범용성을 주기위해 표 1에 나타낸 무차원화 파라미터를 도입하여 각 특성 값을 산출하였다.[6] 각 모드별 방정식은 식 (1)과 같으며, 표 2의 무차원화 파라미터를 도입하여 회로방정식을 나타내면 식 (2)~(5)와 같다.

$$\frac{dX^*}{dZ} = \frac{4\pi}{\mu} \cdot A \cdot X^* + B \cdot U \quad (1)$$

여기서,  $X^* = [i_L^*(Z), v_c^*(Z), v_{sl}^*(Z), v_{s2}^*(Z), v_{s3}^*(Z), v_{s4}^*(Z), v_{s5}^*(Z)]^T$ ,  $U=1$ 이다.

<모드 1>

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

$$B = \left[ -\frac{4\pi}{\mu}, 0, 0, 0, 0, 0 \right]^T \quad (2)$$

<모드 2, 3>

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

$$B = \left[ \frac{4\pi}{\mu}, 0, 0, 0, 0, 0 \right]^T \quad (3)$$

&lt;모드 4&gt;

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

$$B = \left[ \frac{4\pi}{\mu}, 0, 0, 0, 0, 0 \right]^T \quad (4)$$

&lt;모드 5, 6&gt;

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

$$B = \left[ \frac{4\pi}{\mu}, 0, 0, 0, 0, 0 \right]^T \quad (5)$$

표 1 무차원화 파라미터

Table 1 Normalized parameter

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	$E_s = E_d$	$v^* = v(t)/E_s$
Time	$T_s = 1/f_s$	$z = t/T_s = f_s t$
Current	$I_s = E_s/Z_s$	$i^*(z) = i(t)/I_s$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$	$\mu = f_s/f_r$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_s/C_s}$	$\lambda = R/Z_s$
Power	$P_s = E_s \times I_s$	$P^*(z) = P(t)/P_s$
Remark)	$f_r$ : Resonant Frequency of Inverter $f_s$ : Operating Frequency of Inverter $T_s$ : Operating Period of Inverter $C_d = C_1 = C_2$ , $C_z = C_{s1} = C_{s2}$ , $\alpha = C_s/C_p$ , $\beta = L_s/L_p$ , $\delta = C_p/C_z$	

## 2.2 특성 평가

그림 3은  $\mu$ ,  $\lambda$ 를 파라미터로 하였을 경우, 무차원화 입력 임피던스  $Z_i/Z_s$  크기의 변화를 도식적으로 나타내고 있다. 그림을 통해  $\mu$ 가 1.0부근에서  $Z_i/Z_s$ 의 크기가 최소로 나타나고  $\mu$ 가 1.0을 벗어나면  $Z_i/Z_s$ 의 크기가 증가하고 있음을 알 수 있다. 또한, 임의의  $\mu$ 에서  $\lambda$ 가 증가함에 따라서  $Z_i/Z_s$ 가 증가함을 알 수 있다.

그림 4(a)는  $\lambda=0.05$ ,  $\beta=30$ 으로 고정하고  $\mu$ ,  $\alpha$ 를 파라미터로 하였을 경우, 그림 4(b)는  $\mu=1.05$ ,  $\beta=30$ 으로 고정하고  $\lambda$ ,  $\alpha$ 를 파라미터로 하였을 경우, 직류 링크 커패시터 전압  $V_{s\_rip}$ 의 리플 특성을 나타내고 있다. 그림에서 임의의  $\mu$ 와  $\lambda$ 에 대해서  $\alpha$ 가 작을 경우, 전원에서 보았을 때,  $C_d(C_1=C_2)$ 는 직류 링크 커패시터의 역할보다는 부하 임피던스에 영향

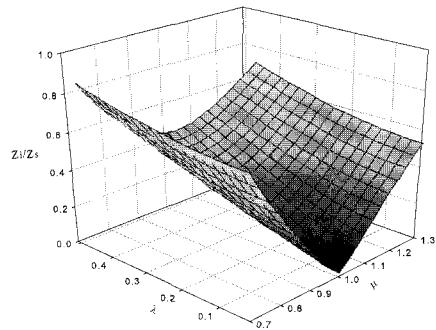
그림 3 무차원화 입력 임피던스( $Z/Z_s$ )의 크기 특성

Fig. 3 Magnitude characteristics of normalized input impedance

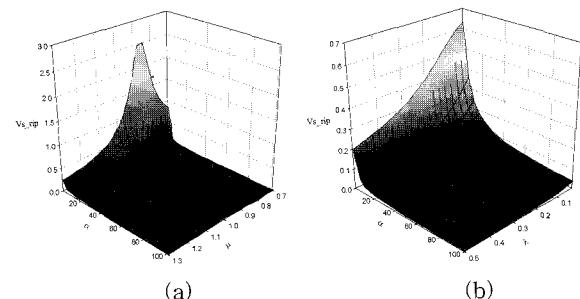


그림 4 입력 커패시터 전압의 리플특성

Fig. 4 Ripple characteristics of input capacitor voltage

을 미치는 공진용 커패시터로 보이다가,  $\alpha$ 가 커짐에 따라 직류 링크 커패시터의 전압 기울기가 완만해져 교류성분 보다는 직류성분이 많이 포함되게 된다. 또한, 임의의  $\alpha$ 에 대해서  $\mu$ 가 증가함에 따라  $\lambda$ 가 증가함에 따라 리플율이 감소하고 있음을 알 수 있다. 따라서  $\alpha$ 가 30 이상이 되었을 경우, 리플율이 0.1[%]이하로 되므로  $C_d$ 는  $E_d/2$ 의 직류 전압을 가지는 전원 분할용 커패시터로 볼 수 있다. 실제 인버터를 설계 할 경우, 그림 4(a)(b)의 특성도를 기초로 한다면, 공진용 커패시터의 크기와 직류링크 커패시터의 크기의 비  $\alpha$ 를 최소화함으로 소형, 경량화, 저 코스트화가 가능하다.

그림 5는  $\alpha=30$ ,  $\beta=30$ 로 고정하고,  $\mu$ ,  $\lambda$ 를 파라미터로 하였을 경우, 출력 전력 특성  $P_o$ 를 나타내고 있다. 그림에서 임의의  $\mu$ 에 대해서,  $\lambda$ 가 커질수록 출력이 거의 나타나지 않는데 이는 부하의 임피던스가 증가하여 재동계수가 증가하기 때문이다. 또한 임의의  $\lambda$ 에 대해서,  $\mu$ 가 1.0으로 운전할 때 전력변환率이 가장 효율 좋게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 그러나 ZVS 동작이 가능한 부하 운전 상태는 유도성 부하 상태이기 때문에 실제 인버터를 운전시킬 경우, 부하 파라미터  $\lambda$ 의 변화에 대해 유도성 부하상태 범위 내에서 구동 주파수  $\mu$ 를 증감시킴으로서 출력 전력의 제어 및 스위칭 시에 발생하는 텐-온/오프 손실을 최소화 할 수 있다.

그림 6(a)는  $\alpha=30$ ,  $\beta=30$ 으로 고정하고  $\mu$ ,  $\lambda$ 를 파라미터로 하였을 경우, 그림 6(b)는  $\lambda=0.05$ ,  $\alpha=30$ 으로 고정하고  $\mu$ ,  $\beta$ 를 파라미터로 하였을 경우, ZVS용 커패시터 충·방전 시간  $Zd$ 의 특성을 도식적으로 나타내고 있다. 그림 6(a)와 (b)에서 임의의  $\lambda$ 에 대해서,  $\mu$ 가 증가함에 따라  $Zd$ 가 커진다는

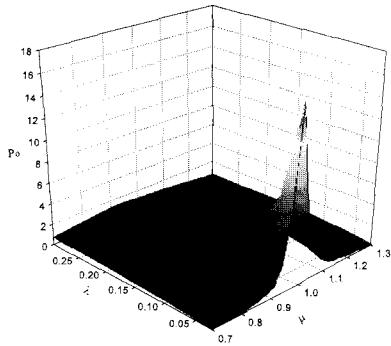


그림 5 출력 전력 특성

Fig. 5 Characteristics of output power

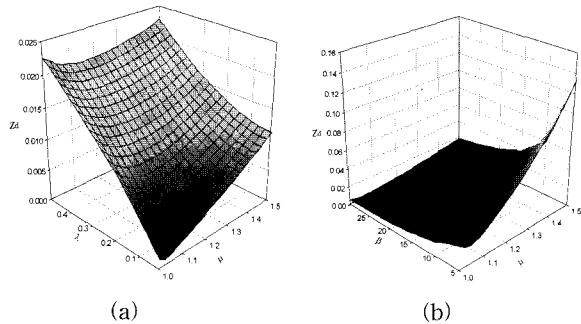


그림 6 ZVS용 커패시터 충전 시간 특성

Fig. 6 Characteristics of charging for ZVS capacitor

것을 알 수 있는데, 이는 유도성 부하상태로 감에 따라 ZVS용 커패시터의 충·방전 기울기가 완만해져서 부하 측으로 흐르는 공진 전류의 크기가 작아지기 때문이다. 또한,  $\beta$ 가 커질수록  $Z_d$ 의 값이 감소한다는 것을 알 수 있는데, 이는  $\beta$ 가 커짐에 따라 ZVS용 커패시터의 용량이 작아져 충·방전하여야 할 시간이 짧아졌기 때문이다. ZVS용 커패시터의 충·방전으로 인하여 스위치 터너온·오프 시 스위치 양단에 발생하는 큰  $dv/dt$ 를 경감시켜 줌으로서 스위칭 소자의 스트레스 및 고주파 링깅으로 인한 스위칭 노이즈를 줄일 수 있음을 알 수 있다. 그러나 ZVS용 커패시터의 용량을 크게 하면 충·방전 시간이 길어져 ZVS용 커패시터와 회로의 공진회로가 공진을 일으켜 오히려 스위치 양단전압에 악영향을 끼칠 수 있다. 그러므로 ZVS용 커패시터의 용량을 선정하는데 상당한 주의를 기울여야 한다.

### 3. 회로 설계

#### 3.1 PFC 컨버터

대부분의 전자식 안정기는 상용의 교류전원으로부터 전력을 공급받아야 하므로 안정기의 인버터부에 직류를 공급하기 위해서는 필수적으로 컨버터부를 구성하고 있다. 본 연구에서는 그림 7과 같이 컨버터부에 부스트형의 능동 역률개선회로를 적용하였다. 이것은 수동필터의 평활콘덴서 대신에 비절연 형태의 승압형 컨버터를 부가하여 입력전압보다 출력전압을 높게 하는 DC-DC 컨버터의 일종이다.

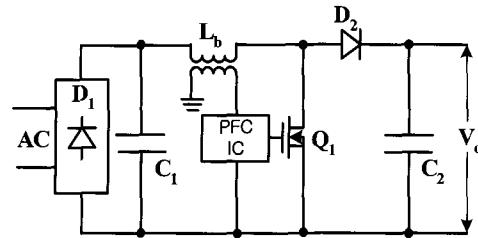


그림 7 PFC 승압형 컨버터

Fig. 7 PFC Boost Convertor

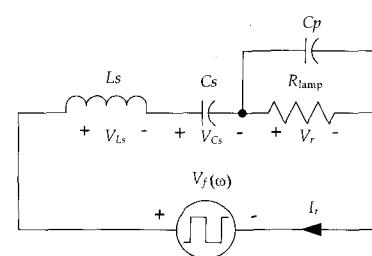
브리지 다이오드  $D_1$ 에서 전파 정류된 맥류파형을 수십 [kHz] 이상의 주파수로 전 주기에 걸쳐 인덕터 전류를 검출하여 영(0) 전류가 되는 지점에서  $Q_1$ 을 온하고 전류가 입력전압에 비례하는 최대값에 이를 때 오프 하는 방식으로 스위칭 한다. 이렇게 하면 입력전류파형은 순사인파 모양이 되어 전압과 동상이 되므로 역률이 거의 1에 가깝다. 또한  $Q_1$ 을 스위치로 사용할 때  $Q_1$  자체의 전력손실이 이상적으로 0이 되어 회로 전체 효율을 높인다.

#### 3.2 초기시동회로

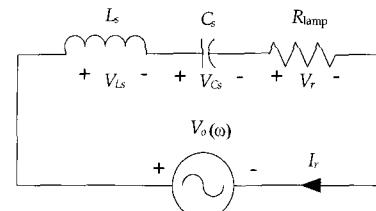
초기시동전압은 그림 1의 커패시터  $C_p$ 를 이용하여 직렬 공진 주파수  $1/(2\pi\sqrt{L_s C_p})$  구동에서 얻어지는 약 1.2[kV]의 전압으로 시작된다. 기본 공진 주파수는  $C_s$ 와  $L_s$ 에 의해 결정된다. 커패시터  $C_p$ 는  $C_s$ 에 비해 매우 작은 용량이며, 고주파로 구동되는 MHD 램프는 전압과 전류가 동상으로 나타나는 순수 저항성이며, 반 브리지 인버터의 구형파 출력에서 기본파의 실효치는 식 (6)과 같다.

$$V_o = \sqrt{2} \frac{V_{DC}}{\pi} \quad (6)$$

점등 초기와 점등 후의 등가회로를 그림 8과 같이 표현할 수 있고, 출력과 공진회로의 인덕터, 커패시터 및 램프에 인가되는 전압은 그림 9의 페이저도로 나타낼 수 있다.



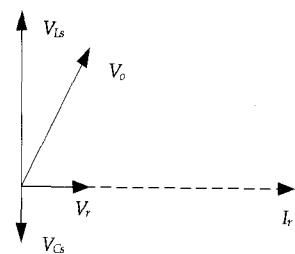
(a) Equivalent circuit in start-up period



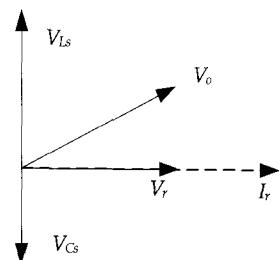
(b) Equivalent circuit in steady state

그림 8 공진회로 등가회로

Fig. 8 Equivalent circuit of resonant circuit



(a) phase diagram at start



(b) phase diagram at steady state

그림 9 공진회로 페이저도

Fig. 9 Phasor diagram of resonant circuit

### 3.3 인버터 구동회로

일반적인 고주파 구동 전자식 안정기에 의한 MHD 램프는 음향 공명으로 인해 아크의 움직임을 가지며 심한 경우 방전관에서 공명음이 판측된다. 본 연구에서 음향 공명 현상을 제거하기 위해 주파수 대역을 변조하기 위한 인버터 구동회로를 그림 10과 같이 구현하였다. 그림 10에서 주파수 변조를 위한 타이머회로는 안정기에 입력되는 220[V]를 전파 정류한 전압  $V_{cc}$ 는  $R_2$ 와  $R_5$ 에 의해 분압되어 타이머 IC의 전원전압으로 사용되고,  $R_4$ 와  $C_5$ 에 의한 시정수 값에 의해 충전되는 동안 타이머 IC 6번 단자의 문턱 전압에 이르게 되면 출력전압은 High 상태가 된다. 따라서  $Q_3$ 은 도통되고  $C_2$ 와  $C_3$ 은 병렬 합성 값이 되어 용량이 증가함으로 드라이브 IC에서 출력되는 주파수는 작게 된다. 그리고  $C_5$ 에 충전되는 전압이 타이머 IC 6번 단자의 문턱 전압에 이르게 되면 출력전압은 Low 상태가 되므로  $Q_3$ 은 차단되고,  $C_1$ 과  $C_2$ 만에 의한 회로가 되어 드라이브 IC의 출력주파수는 커지게 된다.

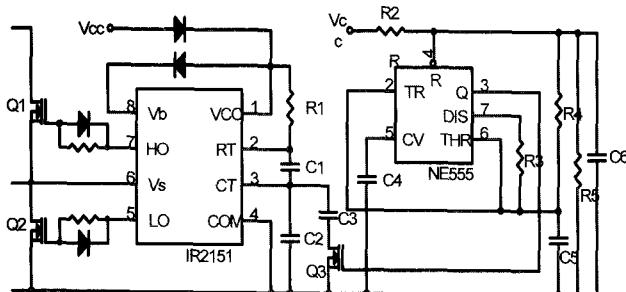


그림 10 인버터 구동회로

Fig. 10 Inverter driving circuit

이와 같이 드라이브 IC의 구동주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 는 식 (7) 및 식 (8)과 같이  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ 의 회로구성에 의해 결정되고  $Q_3$ 의 구동주파수  $f_3$ 은 식 (9)와 같이  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_5$ 의 값에 의해서 결정된다.

$$f_1 = \frac{1}{1.4 \times (R_1 + 75\Omega) \times \frac{C_1(C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3}} \quad (7)$$

$$f_2 = \frac{1}{1.4 \times (R_1 + 75\Omega) \times \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \quad (8)$$

$$f_3 = \frac{1.46}{(R_3 + 2R_4) \times C_5} \quad (9)$$

음향공명이 일어나는데 걸리는 시간은 일반적으로  $10^{-2} \sim 1$ 초이다.[8] 따라서 식 (8)에 의해 타이머 IC의 주파수를 조정하여 램프에서 공명이 일어나기 전에 주파수의 크기를 교대로 바꾸어 주도록 설계하여야 한다.[9]

### 3.4 손실 저감 설계

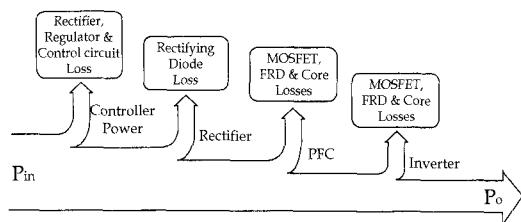


그림 11 전자식 안정기 손실

Fig. 11 Losses on electronic ballast.

그림 11은 전자식 안정기의 손실 분포를 보여준다. 제어 회로의 동작 및 정류 다이오드에서 발생하는 손실을 줄일 수 있는 방법은 없지만, 각종 스위치 소자 및 인덕터의 손실은 경격 및 제어 방법에 의해 저감이 가능하다.

입력측 정류 다이오드는 약 전압 강하을 가짐으로 해서 손실이 발생하는데, 손실량은 식 (10)과 같이 라인전류의 평균에 비례한 특성을 가진다.

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

여기서  $V_{RD}$ 는 정류 다이오드의 강하 전압이다.

PFC 회로에서는 인덕터 코어, MOSFET 및 FRD(fast recovery diode) 등에서 전력 손실이 발생한다. 식 (11)은 PFC 회로에서의 손실을 나타낸다.

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

여기서  $W_{CI}$ 은 부스터 인덕터 L1에서 발생되는 코어 손실을 나타내며,  $I_{MOSFET}$ 은 PFC에 사용되는 MOSFET을 통과하는 평균 전류이며,  $R_{DS(ON)}$ 은 MOSFET의 온 상태 드레인-소스 저항 값이며,  $I_{OUT}$ 은 PFC의 출력 전류 평균값이고,  $V_{FRD}$ 은 PFC 출력단 다이오드의 강하전압이다.

부스터 인덕터 L1과 공진인덕터 Ls에서 발생되는 코어 발생 손실은 식(12)와 같으며, 그림 12는 이를 설명한다.[10]

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

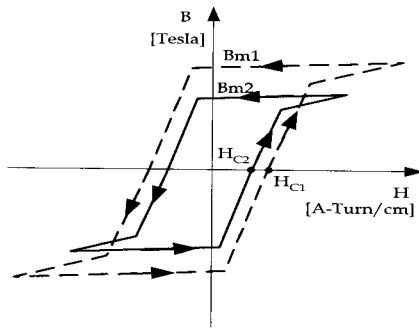


그림 12 최대 자속밀도에 따른 B-H 특성 곡선  
Fig. 12 B-H characteristic curves by maximum flux density

여기서  $k$ 는 코어 중량 및 재질에 관계되는 상수이고,  $f$ 는 구동 주파수이며,  $B_m$ 은 인덕터 코어의 최대 자속 밀도이다.

그림 12에서, 최대 자속밀도가 높을수록 보자력(coercive force)이 높아 스위칭 손실이 커짐을 알 수 있다. 따라서 코어손실을 줄이기 위해서는 자속밀도를 낮게 유지해야 한다.

인버터 회로에서는 MOSFET과 공진용 인버터 코어에서 손실이 발생한다. 공진형 인버터의 MOSFET에서는 ZVS 동작에 의해 스위칭 손실은 거의 없고, 온 저항( $R_{DS(ON)}$ )과 역방향 다이오드 강하 전압( $V_{SD}$ )에 의해서만 전력 손실이 발생된다. 인버터 회로에서의 전력 손실량은 식 (13)과 같이 표현된다.

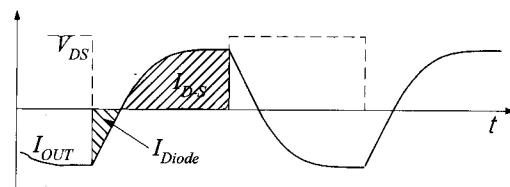
$$W_{INV} = W_{C2} + I_{Lamp}^2 \cdot D \cdot R_{DS(ON)} + I_{Lamp} \cdot (1-D) \cdot V_{SD} [W] \quad (13)$$

여기서  $W_{C2}$ 는 공진 인덕터  $L_S$ 의 코어손실이고,  $D$ 는 MOSFET을 통과하는 전체 전류에서 정방향 전류가 차지하는 비율이다. 일반적으로 공진형 인버터의 운용 주파수는 부하전류 제어를 위해 회로의 고유 공진주파수  $\omega_0$ 보다 높다. 입력 직류 전압이 높을수록 운용주파수가 고유 공진 주파수에서 멀어지는데, 동일 공진 회로에서 운용 주파수가 높을수록 역방향 다이오드를 통과하는 전류의 비중은 높아진다.

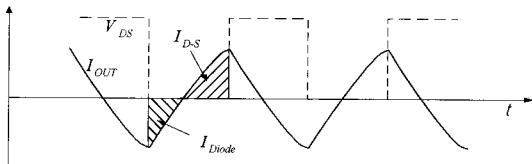
MOSFET의 구조상 역방향으로 형성되는 다이오드의 강하전압은 1.4~1.8[V]로 비교적 높은 전압을 가지고 있는데, 다이오드 통과 전류의 비중이 높을수록 MOSFET의 도통 손실은 급격히 높아진다. 그러므로 공진형 인버터의 전력 손실을 낮추기 위해서는 공급 직류 전압을 낮추고 구동 주파수를 낮게 설정하여야 한다.

그림 13은 공급 직류전압이 낮은 경우와 높은 경우의 부하 전류 파형 및 역방향 다이오드를 통과하는 전류의 양을 나타낸다. MOSFET의 특성상 온 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[Hz]에서 10[kHz]대역의 주파수는 가청 음향 노이즈 발생 가능성이 높다. 또한 한국공업표준규격(KS)에 33~39[kHz] 대역은 리모트 컨트롤을 위한 대역으로 분류되어 전자식 안정기의 주파수 사용을 자제하도록 하고 있다. 따라서 전자식 안정기의 구동주파수는 40[kHz]이상에서 구동 가능한 가장 낮은 주파수를 선정하여야 한다. 본 논문은 이를 고



(a) Lamp current when supply DC voltage is low



(b) Lamp current when supply DC voltage is high

그림 13 입력 직류 전압 및 운용 주파수에 따른 전류 특성  
Fig. 13 Current characteristics by input dc voltage and frequency

여하여 40~45[kHz]의 주파수를 선택하여 주파수 가변을 행하였고, 공급 직류 전압은 PFC 성능을 고려하여 380[V<sub>DC</sub>]로 설정하였다.

#### 4. 시뮬레이션 및 실험

##### 4.1 시뮬레이션

전자식 안정기는 자기식 안정기와는 달리 많은 부품으로 구성된다. 크게 입력 정류 부분, PFC 부분, 인버터 부분 및 제어기 부분으로 구성된다. 입력 정류 부분 및 PFC 부분은 램프 접등에 크게 영향을 미치지 않고 일반적인 회로로 성능이 보장되는 부분이므로 인버터 부분을 위주로 시뮬레이션을 수행하였고, 접등 초기 상태는 무시하고 램프가 안정화된 정상 상태 위주로 시뮬레이션을 수행하였으며, 시뮬레이션 툴은 Pspice를 사용하였다. 시뮬레이션용 인버터에 사용된 소자는 IRFP460을, MHD 램프는 73[Ω] 순 저항으로 설정하고, 각 소자의 값들은 앞 절에서 이루어진 특성평가를 통한 파라미터 설계 값을 기초로 하여, ZVS용 커패시터는 1[nF], 공진용 직렬 커패시터 Cs는 0.1[μF], 공진용 직렬 인덕터 Ls는 200[μH], 램프 병렬 커패시터 Cp는 2[nF]로 설정하였고, 입력 DC 전압은 380[V], 구동주파수는 효율을 고려하여 40~45[kHz]로 설정하였다.

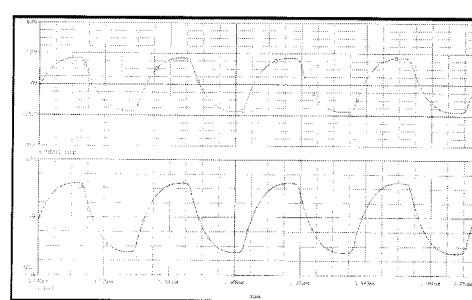


그림 14 확대된 램프 입력 파형 시뮬레이션 결과

Fig. 14 Magnified lamp voltage and current waveform from simulation (upper: voltage, lower: current)

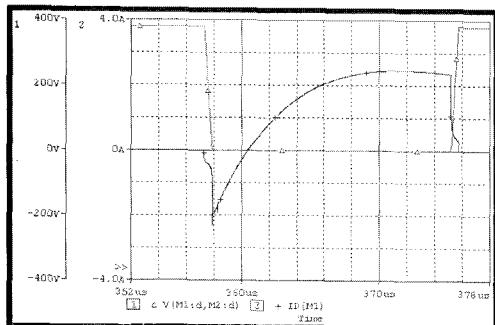


그림 15 MOSFET 전압 및 전류 시뮬레이션 결과

Fig. 15 MOSFET voltage and current waveform from simulation

그림 14는 시뮬레이션을 통해 획득된 순시 램프 전압 및 램프 전류의 확대 파형이다. 전압 및 전류가 정현파를 이루지 못하는데, 이는 공진주파수보다 높은 주파수로 구동되기 때문이다. 고유 공진주파수에서 멀어질수록 삼각파에 가까운 파형을 가지며 고유 공진주파수에 가까울수록 정현파에 가까운 파형을 가진다.

그림 15는 안정기의 인버터 구성에 사용되는 MOSFET의 전압 및 전류를 시뮬레이션을 통해 획득한 파형이다. MOSFET의 역방향 다이오드를 통과하는 전류량을 줄이기 위해 고유 공진주파수로 접근시킨 결과이다. 결과 파형의 유효 전압은 약 135[V] 정도이고 유효 전류는 약 1.85[A]이며 73[Ω]의 임피던스를 가지는 MHD 램프에 약 250[W]의 전력을 공급한다. 시뮬레이션 결과에서 ZVS가 이루어지는 것을 확인할 수 있다.

#### 4.2 실험

동작 특성 실험을 위한 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기는 그림 1과 같은 구성을 가지고 그림 16과 같은 형상으로 구현되었다. 사용된 PFC IC는 ON-Semi사의 MC34262이며, 인버터에 MOSFET IRFP460 3개를 사용하고, EMI 방출을 줄이기 위해 PFC에 사용하는 FRD는 역회복시간(trr : reverse recovery time)이 50[ns]인 다이오드를 채택하였다. 부스터 인덕터 L1은 PQ3230, 공진형 인덕터 Ls는 PQ3535를 사용하고 최대 자속밀도를 0.2[T]로 선택되었다. 구현된 전자식 안정기는 안정적인 점등, 아크의 안정성 및 우수한 효율 등의 특성을 나타내었다.

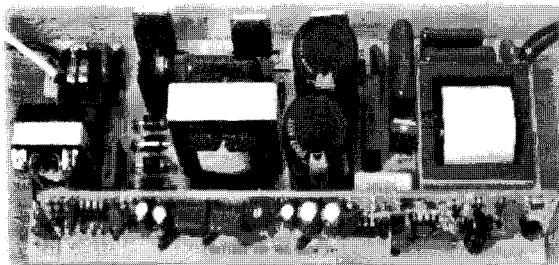


그림 16 구현된 MHD 램프용 전자식 안정기

Fig. 16 Implemented electronic ballast for MHD lamp

그림 17은 턴·온 시의 스위치 전압과 전류 파형을 나타내고 있다. 이결과는 그림 15에 보인 시뮬레이션 결과와 거의 일치하는 파형을 가지며 실제로 ZVS가 확보되며, 역방향 다이오드 도통 전류와 MOSFET의 드레인 전류의 비율이 현저히 차이를 가짐을 확인 할 수 있다.

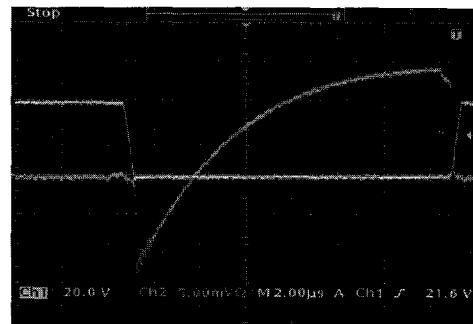


그림 17 스위치 전압 및 전류 파형

Fig. 17 waveform of switch voltage and current  
(VERT: 100[V/div], 1[A/div], HORZ: 2[μs/div])

그림 18과 19는 램프가 안정된 상태의 안정기 출력 전압 및 전류 파형을 보이고 있는데 그림 18의 경우는 약 40[kHz]에서 동작하고 있으며, 그림 19는 약 45[kHz]에서 동작하고 있음을 볼 수 있다. 그림을 통해 정상적으로 주파수 변조가 되고 있음을 보여 주고 있으며, 출력전력의 변화도 거의 없음을 알 수 있다.

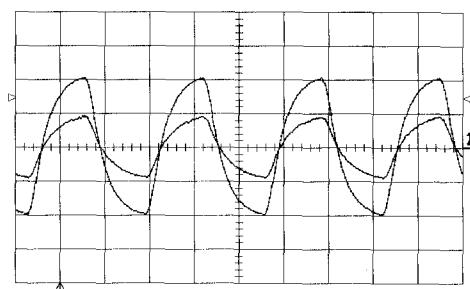


그림 18 40[kHz]에서의 출력 전압 및 전류 파형

Fig. 18 Output voltage and current waveform at 40[kHz]  
(VERT:100[V/div], 2[A/div], HORZ:10[us/div])

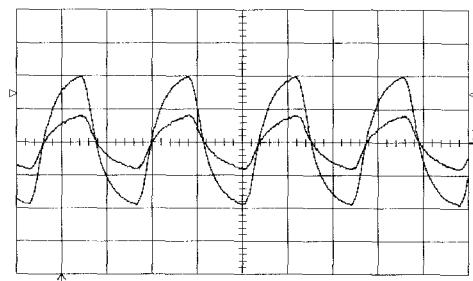


그림 19 45[kHz]에서의 출력 전압 및 전류 파형

Fig. 19 Output voltage and current waveform at 45[kHz]  
(VERT:100[V/div], 2[A/div], HORZ:5[us/div])

그림 20은 제작된 안정기에서 입력 라인 측으로 방출되는 잡음 단자 전압의 level을 나타내었다. 모든 주파수 구간에서 EN50081-1 표준을 만족하며 최대 56[dBuV]를 표시한다.

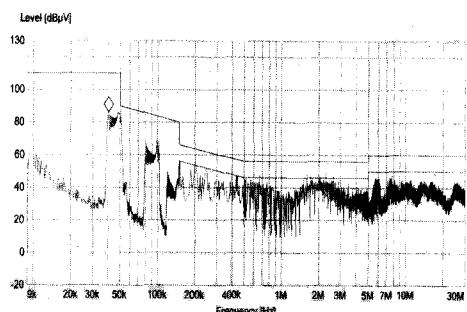


그림 20 전도성 EMI 레벨 측정 결과

Fig. 20 Measured results of conducted EMI level

표 2 구현 전자식 안정기의 동작 특성 측정결과

Table 2 Measured results of evaluated electronic ballast

측정항목	측정결과	측정항목	측정결과
입력전압	220[V]	역율	0.996
입력전류	1.18[A]	A <sub>THD</sub>	7[%]
입력전력	260[W]	C.F	1.5
2차전압	138[V]	입력임피던스	182[Ω]
2차전류	1.81[A]	안정기효율	96.14[%]

표 2은 실험을 위해 구현된 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기의 동작 특성 측정 결과를 나타내었다. 250[W] 램프 전력에 260[W] 전력 소모를 나타내어 자기식 안정기에 비하여 훨씬 낮은 10[W] 안정기 손실을 가졌다. PM3000A로 측정한 결과를 표 2에서와 같이 정리를 하였으며, 역률이 0.996, 전류고조파 함유율이 7[%], 안정기의 효율이 96.14[%]로 고효율 안정기로 동작함을 알 수 있다.

## 5. 결 론

본 논문은 직렬 공진회로를 이용한 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 구성하고, 타이머 IC와 구동 IC로 구성된 간단한 주파수 제어기로 정현 주파수 변조 방식을 통하여 음향 공명을 피하고, 안정기 효율 개선을 위한 손실 저감 설계법을 제안하였다. 특히, ZVS기법을 도입하여 스위치의 턴 온·오프 시에 발생하는 스위칭 손실을 저감할 수 있음을 확인하였으며, 안정기의 동작특성 및 특성평가를 무차원화 파라미터를 도입하여 표현하였다.

특성평가를 바탕으로 제작된 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기는 안정적인 점등과 함께 우수한 특성을 가짐이 실험으로 확인되었다. 실험 결과, 손실 10[W]로 효율 96[%]를 이루었고, 역률 0.99, A<sub>THD</sub> 6[%], CF 1.5, 잡음단자 전압 최고치는 56[dBuV]로 EN50081-1 표준을 만족시켰다. 기존 자기식 안정기에 비해 소모 전력을 15[W] 절감 할 수 있었으며, 입력 전류의 고조파 함유율은 1/5이하로 줄였다. 또한 타이머 IC와 구동 IC로 구성된 간단한 주파수 제어기에 의한, 정현 주파수 변조 방식을 통하여 음향 공명현상의 영향은 제거하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] Jo Olsen and Warren P. Moskowitz, "Time resolved measurements of HID lamp acoustic frequency spectra", IEEE IAS annual meeting, pp.2111-2116, 1998.
- [2] 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.
- [3] J.Zhou, L.Ma and Z.Qian, "A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps", APEC'99, pp.480-485, 1999.
- [4] S.H. Lee and C.H. Lee, "Resonant-type electronic ballast for metal halide lamps", PCIM2001, pp.62-69.
- [5] 이성희, 이치환, 권우현, "HID 램프용 공진형 전자식 안정기", 전기학회논문지 50B권 10호, pp530-535, 2001.
- [6] 원재선, 박재욱, 남승식, 이봉섭, 석줄기, 김동희, "고역률 쇼퍼-인버터 일체형 고주파 발생회로의 특성해석에 관한 연구", 대한전기학회 논문지 제53B권 10호, pp 610-617, Oct, 2004.
- [7] 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.
- [8] S.Wada, A.Okada,, S.Morii, "A study on the HID Lamps with Reduced Acoustic", winter 1987 JOURNAL of the illumination Engineering Society. pp. 162~175.
- [9] 박재욱, 남승식, 원재선, 신우철, 김동희, 안항목, "메탈 헬라이드 램프용 전자식 안정기", 한국조명전기설비학회 학술대회 논문집, pp. 385-390, Nov. 2004.
- [10] "Transformer and Inductor Design Handbook, 2nd edition", Colonel Wm. T. McLyman, Marcel Dekker, Inc., ISBN 0-8247-7828-6.

## 저 자 소 개



김 해 준 (金 海 俊)

1973년 3월 20일생. 1998년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 2001년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재, HSL 일렉트로닉스 전자설계팀 전자 설계팀 연구원(甲).

Tel : 053-850-8721

Fax : 053-850-8778

E-mail : hjuni@slcorp.co.kr

**원 재 선 (元 載 善)**

1973년 2월 20일생. 1995년 강원대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001년~2004년 영남대학교 공업기술연구소 연구원. 2004년~2006년 HSL 일렉트로닉스 전자설계팀 선임연구원. 2006년~현재 삼성전기 Power사업팀 선행기술T/F 책임연구원.  
Tel : 031-210-6446  
Fax : 031-300-7900  
E-mail : jsuni@ymail.ac.kr

**심 광 열 (沈光烈)**

1961년 5월 27일생. 1983년 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1985~1991년 현대중공업(주)기전연구소 선임연구원. 현재, 울산과학대학 전기전자통신공학부 부교수.  
Tel : 052-279-3148  
Fax : 052-279-3149  
E-mail : kysim@mail.ulsan-c.ac.kr

**박 재 읍 (朴宰煜)**

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 (주) 누리기술 부사장. 울산과학대학 전기전자학부 겸임교수.  
Tel : 053-801-4085  
Fax : 053-801-4080  
E-mail : dr\_park@nuritec.co.kr

**김 종 해 (金鍾海)**

1968년 3월 11일 생. 1999년 영남대학교 전기공학과 졸업(공학 박사). 2005년 일본 나고야대학 전기공학과 졸업(공학 박사). 1996년~2000년 영남대학교 공업기술연구소 연구원. 2002년~2003년 호리정보과학진흥재단 연구원. 2003년~2005년 일본 나고야대학 COE 연구원. 2005~현재 삼성전기 Power사업팀 책임연구원.  
Tel : 031-218-2785  
Fax : 031-300-7900  
E-mail : kjhassk@hanmail.net

**서 철 식 (徐喆植)**

1968년 4월 19일생. 1993년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2001년~2004년 구미1대학 컴퓨터전자정보계열 전임강사. 2007년~현재 선문이엔지 이사.  
Tel : 053-810-2488  
Fax : 053-810-4767  
E-mail : csseo7000@daum.net

**김 동 희 (金東熙)**

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 졸업(석사). 1987년 국립 Kobe대학 졸업(공박). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자 연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 현재, 영남대 공대 전기공학과 교수.  
Tel : 053-810-2488  
Fax : 053-813-8230  
E-mail : dohkim@yu.ac.kr

**이 성 희 (李成熙)**

1967년 9월 7일생. 1993년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1995년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 2002년 동대학원 전자공학과 졸업(박사). 1994~현재 포항산업과학연구원 책임연구원. 1999년~현재 위덕대학교 전자공학부 겸임교수.  
Tel : 054-279-6724  
Fax : 054-279-6888  
E-mail : shlee@rist.re.kr