

메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 구현

(Implementation of Electronic Ballast for Metal Halide Discharge Lamp)

김동희 · 박재욱* · 신우철 · 남승식 · 원재선

(Dong-Hee Kim · Jae-Uk Park · Woo-Chol Shin · Seung-Sik Nam · Jae-Sun Won)

요 약

본 논문은 복 공진 인버터를 이용한 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 설계하고 제작하였다. 복 공진 인버터에서 ZVS를 이용함으로써 턴-온·오프 손실을 감소시킬 수 있었고, 회로 해석시 특성평가는 수치해석에 의한 정규화 파라미터를 이용하여 범용성 있게 기술하였다. 실험에 의해 이론해석의 정당성을 입증하였으며, 250[W] MHD 램프용 복 공진 인버터는 안정하게 동작하였다.

Abstract

In this paper, electronic ballast using double resonant inverter for 250[W] MHD lamp is designed and implemented. Electronic ballast reduce a turn-on/off loss by using ZVS(Zero Voltage Switching) technic in the double resonant inverter, and when circuit have an analysis, the characteristic evaluations is described generally by using the normalized parameters used numerical analysis. We conform a rightfulness of theoretical analysis by experimental waveforms, double resonant inverter for 250[W] MHD lamp is operated safely.

Key Words : Double Resonant Inverter, ZVS(Zero Voltage Switching), Normalized Parameters

1. 서 론

최근 세계적 추세로 진행하고 있는 에너지 절약이라는 시대적인 요청으로부터 고효율, 저전력 광원에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 이러한 광원 중에서도 Metal Halide Discharge(MHD) 램프는 수은, 아르곤 가스 외에 금속 할로겐이 봉입되어 광효율을 상승과 높은 연색성, 다양한 색온도, 수명 등이 우

수하며, 할로겐램프가 가지는 낮은 색 온도에 비하여 색 재현도가 좋다는 장점을 가지고 있다. 방전 특성을 이용해서 전기 에너지를 빛에너지로 변환하는 광원은 램프 점등시 나타나는 부성저항특성 때문에 반드시 시동회로가 필요하다. 방전램프의 시동회로인 안정기는 필수적이다. 일반적으로 사용되는 자기식 안정기는 무게, 외형크기, 설치공간, 리액턴스 성분에 의한 역률저하, 코어와 권선에 의한 전자기적인 용력에 의한 가청소음 수반 등에 제약이 따르므로 이러한 문제점을 개선한 전자식 안정기는 반도체 소자를 이용한 고주파 변환 기술인 스위칭 기술인 스위칭 전자 기술을 도입하여 효율향상, 수명연장,

* 주저자 : (주)성안조명 개발실장
Tel : 053-352-1470, Fax : 053-351-3808
E-mail : pjw1472@dreamwiz.com
접수일자 : 2005년 1월 25일
1차심사 : 2005년 1월 31일, 2차심사 : 2005년 2월 28일
심사완료 : 2005년 4월 1일

메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 구현

램프 전력 제어성 용이, 안정기의 외형감소 등의 장점을 가진다[1,2]. MHD 램프는 점등조건에 따라 램프 동작 시 램프내부의 기체압력 변화가 램프로 입력되는 구동전류의 주파수에 의해서 관 내벽에 대한 반사파와 정재파를 형성 할 때 음향공명 현상이 발생하여 방전의 불안정을 초래하거나 램프의 파괴로 이어질 수 있어 이를 방지하기 위한 대책이 필요하다. 음향공명현상을 피하는 방법은 넓은 안정주파수 범위 내에 주파수로 안정기를 구동시키는 방법, 기본과 전류에 고주파 전류를 삽입하는 방법, 주파수를 일정 범위내로 가변하는 100[kHz] 이상에서 구동하는 방법 등이 있다[3,4]. 본 연구는 복공진형 고주파 인버터 회로를 이용한 전자식 안정기를 제안하고 있다. 제안회로에 ZVS기법을 도입하여 스위치의 턴-온·오프 시에 발생하는 스위칭 손실을 저감할 수 있도록 하였으며[5,6], 회로의 기본동작원리 및 회로 해석 시 정규화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 기술하였고, 회로해석에서 얻은 운전특성, 정규화 스위칭 주파수(μ), 정규화 저항(λ) 및 제 파라미터에 따라 특성평가를 하였다. 본 연구에서는 250[W] MHD 램프를 구동하기 위한 복공진형 안정기를 제작하였으며, 타이머 IC와 구동 IC로 구성된 간단한 주파수 제어기와 MOSFET 소자로 인버터 회로를 구현하여, 정현 주파수 변조 방식을 통하여 음향공명을 피하였으며, 램프 시동전압은 램프와 병렬로 연결된 보조 커패시터에 의해 얻어진다[7,8]. 또한, 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 Power-MOSFET를 스위칭 소자로 사용한 실험결과를 통해서 특성해석의 정당성을 검토하였다.

2. 전자식 안정기의 회로구성과 해석

2.1 회로구성

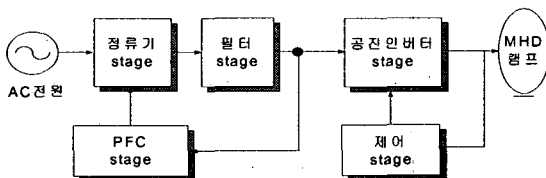


그림 1. 전자식 안정기의 구성도
Fig. 1. Schematic diagrams for electronic ballast

그림 1은 전자식 안정기의 구성도를 보여주고 있으며, 정류단, 필터단, PFC단, 공진 인버터단, 램프 등으로 구성된다. 그림 2는 전원분할용 커패시터를 갖는 ZVS 하프-브리지 고주파 공진 인버터로 구성된 그림 1에서의 공진 인버터 단을 보여주고 있다. 그림 2의 인버터는 종래의 하프-브리지형 직렬 공진 회로에 병렬 공진 회로를 추가하고 주 스위치(S_1 , S_2)양단에 병렬로 ZVS 커패시터(C_{s1} , C_{s2})를 연결하여 스위칭 시 소자에 발생하는 턴-오프 손실을 줄일 수 있는 회로구성으로 되어있다.

제안회로의 특징으로는 복공진형 인버터의 전원 분할용 커패시터를 직렬 공진용 커패시터로 작용하게 함으로써 입력단의 전원 분할용 커패시터의 용량을 최소화하며 전원 분할용 커패시터를 직렬 공진용 커패시터로 작용하게 함으로써 회로소자를 줄일 수 있다는 장점을 가지고 있다. 스위칭 소자(S_1 , S_2)는 SIT, Power-MOSFET, IGBT 등의 고주파 전력용 자기소호형 소자가 사용 가능하고, 역병렬 다이오드(D_1 , D_2)는 회로 운전상태에 따라 나타나는 무효분의 전류를 흘려주기 위한 통로로 사용된다. L_s 및 (C_1 또는 C_2)는 스위칭 소자의 턴-온·오프에 따라서 직렬 공진 회로를 구성하기 위한 공진용 인덕터와 커패시터이다. C_0 는 안정기의 시동전압을 얻는데 사용되며, 직렬 공진 후에 C_0 와 L_0 는 병렬 공진회로를 구성한다[9].

그림 2의 전자식 안정기의 ZVS동작은 유도성 부하로 동작하고 있을 경우에만 턴-오프 손실이 발생하지 않으므로, 부하 공진회로 상태가 유도성 부하 영역으로만 제한되는 단점이 있다. 만약 용량성 부하로 동작할 경우, 영전류 스위칭에 의해 턴-오프 시 스위칭 손실은 제거되나 턴-온 시에는 큰 스위칭 손실이 발생될 뿐만 아니라, 다이오드의 역회복 시간에 따른 전원단락 현상을 초래해 스위칭 소자에 심한 스트레스를 주기 때문에 하드웨어적으로 안정동작을 기대할 수 없다.

2.2 회로해석

그림 2의 회로 동작을 해석하기 위해 다음과 같은 가정을 둔다.

- i) 스위칭 소자는 소자에 흐르는 전류는 양방향으로 하고, 턴-온·오프 시간 지연 및 손실 등은 영으로 한 이상 스위치로 한다.
- ii) 공진회로 소자인 커패시터, 인덕터는 손실이 영인 이상 선형소자로 한다.
- iii) 전압원은 리플성분이 영인 직류전압으로 한다.
- iv) 회로배선과 전압원의 내부 임피던스 등의 저항분은 집중정수회로로 하여 전압원과 직렬로 연결한 상태로 한다.
- v) 회로방정식의 시간 원점은 각 모드의 시점으로 한다.
- vi) 배선의 손실도 영이고, 커패시터와 인덕터는 무손실, 무유도의 이상적인 소자이다.
- vii) 부하는 MHD 램프 등으로 한다.

그림 2의 전자식 안정기는 스위칭 소자(S₁, S₂)와 (D₁, D₂)의 턴-온·오프 동작과 (S₁, S₂) 양단의 ZVS 용 커패시터(C_{s1}, C_{s2})의 충·방전에 의해 6개의 동작 모드 a~f로 분류되나 회로 동작 원리상 4개의 회로 상태로 표현 할 수 있다.

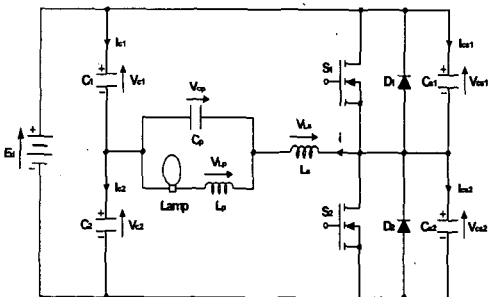


그림 2. ZVS 고주파 공진 인버터로 구성된 전자식 안정기
Fig. 2. Electronics ballast constructed high frequency resonant inverter using ZVS

표 1은 전자식 안정기의 동작모드를 스위칭 소자 (S₁, S₂)와 다이오드(D₁, D₂)의 턴-온·오프 동작과 스위치 양단의 ZVS용 무손실 턴-오프 스너버 커패시터(C_{s1}, C_{s2})의 충·방전에 따라 각 모드별 a~f로 구분하여 보여주고 있다. 여기서, 0 = OFF, 1 = ON 이다.

각 모드에 대한 회로 상태방정식과 출력방정식을

벡터-행렬 형태로 표현하면 식 (1), (2)와 같다. 회로 해석의 범용성을 부여하기 위해 표 2에 나타난 정규화 제어 변수를 도입하여 각각의 회로상태 방정식을 나타내면, 다음과 같은 상태 방정식으로 표현할 수 있다. 정규화량은 “*”로 표시하였다.

$$\frac{dX^*}{dt} = A \cdot X^* + B \cdot U \tag{1}$$

$$Y = C \cdot X \tag{2}$$

여기서, $X^* = [i_{sw}^*(z), i_L^*(z), V_{cb}^*(z), V_{c1}^*(z), V_{c2}^*(z), V_{cs1}^*(z), V_{cs2}^*(z)]$, $U = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, 각 모드별 A, B, C는 식은 아래와 같으며, $k1 = \frac{4\pi}{\mu^* \beta}$, $k2 = \frac{4\pi}{\mu}$ 이다.

표 1. 동작모드
Table 1. Operation mode

Mode	S ₁	S ₂	D ₁	D ₂	Remark
a	0	0	0	0	Ccs1 : 방전기간 Ccs2 : 충전기간
b	0	0	1	0	
c	1	0	0	0	
d	0	0	0	0	Ccs1 : 충전기간 Ccs2 : 방전기간
e	0	0	0	1	
f	0	1	0	0	

<모드 a>

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k1 & k1 & 0 & 0 & -k1 \\ 0 & -k2 * \lambda & k2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{4} & -\frac{k2}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2}{8\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{8\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2 * \delta}{8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2 * \delta}{8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [-k1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

<모드 b, c>

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k1 & 0 & -k1 & 0 & 0 \\ 0 & -k2*\lambda & k2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{4} & -\frac{k2}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2}{8\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{8\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [k1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

<모드 d>

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k1 & 0 & -k1 & -k1 & 0 \\ 0 & -k2*\lambda & k2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{4} & -\frac{k2}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2}{8\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{8\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2*\delta}{8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2*\delta}{8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = [k1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

<모드 e, f>

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -k1 & k1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -k2*\lambda & k2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{4} & -\frac{k2}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2}{8\lambda} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2}{8\lambda} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k2*\delta}{8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k2*\delta}{8} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

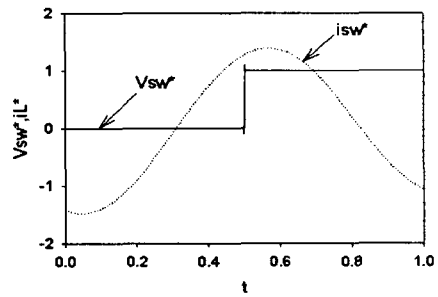
$$B = [-k1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

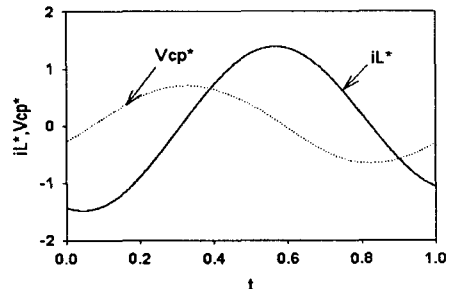
표 2. 정규화 파라미터

Table 2. Normalized parameters

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	$E_b = E_d$	$v^*(z) = v(t)/E_d$
Current	$I_b = E_d/Z_b$	$i^*(z) = i(t)/I_b$
Time	$T_{sw} = 1/f_{sw}$	$z = t/T_{sw}$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_b C_b}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_b = 2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda = R/Z_b$
Power	$P_b = E_b \cdot I_b$	$P^*(z) = P(t)/P_b$
Remarks		
f_{sw} : Operating Frequency of Inverter		
T_{sw} : Operating Period of Inverter		
$L_b=L_p, C_b=C_p, C_s=C_1=C_2, C_z=C_{s1}=C_{s2},$		
$\alpha=C_s/C_p, \beta=L_s/L_p, \delta=C_p/C_z,$		



(a) 스위치 전압(V_{sw}^*) 및 전류(i_{sw}^*) 파형



(b) 보상용 커패시터 전압(V_{cp}^*) 및 부하 전류(i_L^*) 파형

그림 3. 스위치와 보상 커패시터의 이론파형

Fig. 3. Theoretical waveforms for switch and compensation capacitor

그림 3은 $\alpha=0.33, \beta=3.44, \delta=40, \mu=1.02$ 일 때 수치 해석을 이용해 얻은 이론파형이며, 그림 (a)는 스위치 전압(V_{sw}^*)과 스위치 전류(i_{sw}^*)의 이론파형을 보여주고 있으며, 전압의 위상이 전류의 위상보다 앞서는 유도성 부하로 운전되고 있으므로 이 운전상태에서는 스위칭 전류가 적어 스위치 온·오프 시 손

실을 저감시킬 수 있다. 그림 (b)는 보상용 커패시터 전압(V_{cp}^*)과 부하전류(i_L^*)의 파형을 보여 주고 있다.

3. 특성평가

그림 4는 $\alpha=0.33$, $\beta=3.44$, $\lambda=0.07$ 로 고정하고, μ 와 δ 를 파라미터로 하였을 경우, ZVS용 커패시터의 충·방전 시간(Z_d)특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, δ 가 커질수록 Z_d 의 값이 감소한다는 것을 알 수 있다. 이는 δ 가 커짐에 따라 ZVS용 무손실 커패시터가 작아져 충·방전 시간이 짧아졌기 때문이다. 또한, 정규화 주파수 μ 가 유도성 부하 상태로 감에 따라 Z_d 의 값이 점점 커지는 것을 알 수 있다.

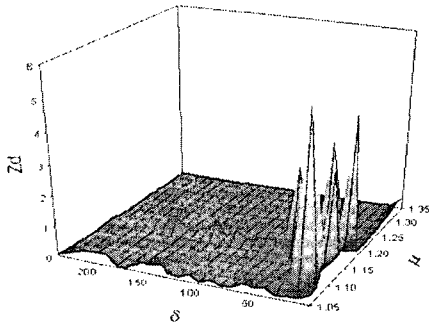


그림 4. Z_d 특성
Fig. 4. Characteristics of Z_d

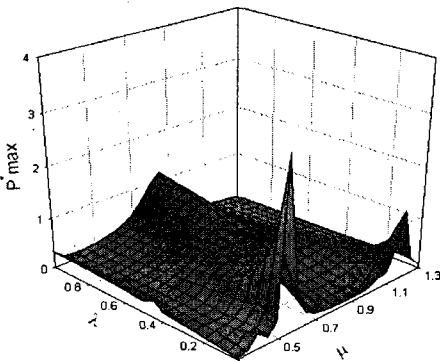


그림 5. 출력 전력 특성
Fig. 5. Characteristics of output power

그림 5는 μ 와 λ 에 따른 출력 전력 특성(P_{max}^*)을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, P_{max}^* 가 μ 가 0.55

및 1.2부근은 최대가 되나 0.85부근은 최소가 된다는 것을 알 수 있다. μ 가 0.55 및 1.2부근의 특성치는 직렬 공진에 의한 최대 출력특성이며, 부하에는 유효전력 성분은 감소하고 무효전력 성분이 증가하기 때문에 고효율 출력전력을 얻을 수 없다. μ 가 0.85 부근에서는 출력 전력 특성의 크기가 최소가 되지만, 부하에는 무효전력 성분이 아닌 유효성분만을 포함하고 있기 때문에 고효율의 출력 전력을 얻을 수 있다.

그림 6은 $\alpha=0.33$, $\beta=3.44$, $\delta=40$ 로 고정하고, μ 와 λ 에 따른 스위치 전류의 최대치 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, μ 가 0.55 및 1.2 부근은 직렬 공진용 커패시터(C_s)와 인덕터(L_s)에 의한 최대 공진점으로 나타나고 있는데 이는 전원에서 전체 임피던스를 보았을 때, 스위치 전류는 저항성 부하 상태이다. 그러나 저항성 부하상태에서 스위치 전류가 증가한다는 의미는 병렬 커패시터 양단의 부하에 주입되는 부하전류가 유효성분은 감소하고 무효성분이 증가하기 때문에 부하임피던스가 감소하여 스위치 전류가 상승한다고 사료된다. 또한 μ 가 0.55 및 1.2부근을 제외한 임의의 μ 에 대하여 λ 가 증가함에 따라 스위치 전류가 조금씩 증가하고 있다. 이는 λ 가 증가하면 병렬 커패시터 양단(V_{cp}^*)에 부하 제동계수가 증가함으로써 부하 임피던스가 감소하게 되어 스위치 전류는 증가하게 된다.

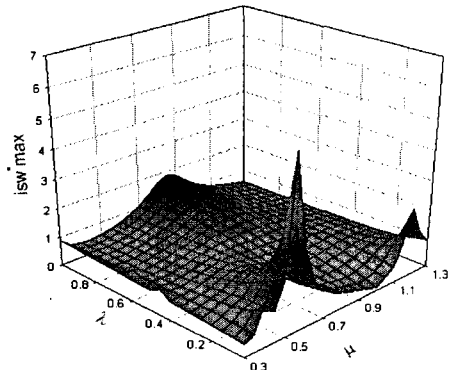


그림 6. 스위치 전류의 최대치 특성
Fig. 6. Characteristics of peak switch current

그림 7은 $\alpha=0.33$, $\beta=3.44$, $\delta=40$ 로 고정하고, μ 와 λ 를 파라미터로 하였을 경우 병렬 커패시터 최대전압

메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 구현

특성(V_{cpmax}^*)을 나타내고 있다. 본 논문에서 제안하고 있는 공진전류 주입형 고주파 인버터 회로정수는 직렬공진에 의한 부하출력을 얻기보다는 병렬공진에 의한 스위칭 주파수에 의해서 출력부하를 제어하는 것이 바람직하다. V_{cpmax}^* 의 최대전압은 공진전류 주입형 인버터의 ($i_{sw}^* - i_L^*$)차의 전류를 적분한 값으로 주어진다. 이들 특성치는 설계시 병렬 공진용 커패시터(V_{cp}^*)의 내압을 결정하는 중요한 자료로 사용된다.

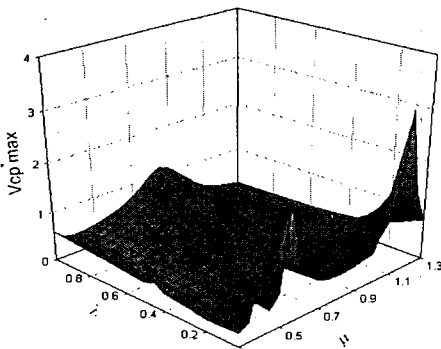


그림 7. 병렬커패시터 전압의 최대치 특성
Fig. 7. Characteristics of peak parallel capacitor voltage

4. 실험

특성해석에서 얻은 설계값을 기초로 하여 각 소자의 값을 산정하고, 스위칭 소자로 International Rectifier사의 IRFP 450을 사용하여 실험을 행하였다. 실험에 사용된 공진용 커패시터($C_1=C_2$)의 용량은 $0.47[\mu F]$ 이며, 보상용 커패시터(C_p)의 용량은 $2.2[nF]$, ZVS용 커패시터($C_{s1}=C_{s2}$)는 $47[pF]$ 이다. 또한, 공진용 인덕터(L_s)의 용량은 $185[\mu H]$, 보상용 공진 인덕터(L_p)의 용량은 $50[\mu H]$ 로 선정하여 운전을 행하였다.

그림 8은 MHD 램프의 방전관내 음향공명 현상을 감소시키기 위하여 주파수 대역을 변조하기 위한 인버터 구동회로이며, 타이머 IC의 출력전압에 의해 구동 IC의 구동 주파수가 변화되어 음향공명을 피할 수 있게 하였으며, 안정기의 동작 주파수는 기동시는 $120[kHz]$, 정상 운전시는 $75[kHz]$ 이다. 능동역률 개선 회로의 제어부는 넓은 범위의 입력 전압 조절

능력과 제어회로의 단순화를 위하여, PFC(power factor correction) IC를 채용하여 전원 교류 고주파를 감소시켰다.

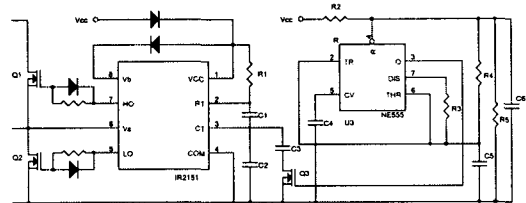


그림 8. 인버터 구동회로
Fig. 8. Inverter driving circuit

표 3. 측정결과
Table 3. Measured results

측정항목	측정결과	측정항목	측정결과
입력전압	220[V]	역률	0.992
입력전류	1.2[A]	전류고조파 함유율	9[%]
입력전력	260[W]	램프전류파형 파고율	1.5
2차전압	146[V]	입력임피던스	182[Ω]
2차전류	1.69[A]	안정기효율	94.17[%]

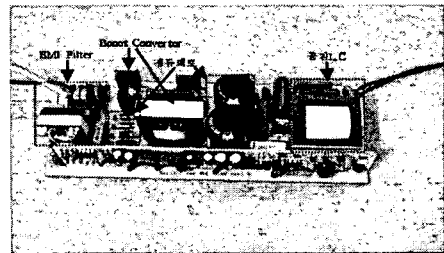
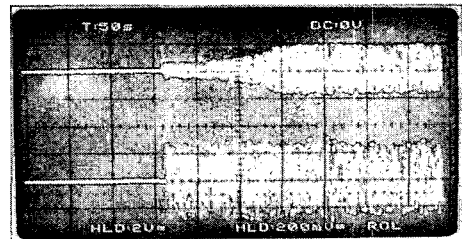


그림 9. 제작한 MHD 램프용 전자식 안정기
Fig. 9. Electronic ballast used in proposed circuit for MHD lamp



200(V/div) 2(A/div) 50(μs/div)
그림 10. 시동전압, 시동전류파형
Fig. 10. Voltage and current waveforms for transient state

그림 9는 제안한 회로실험을 위해 제작한 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기를 보여주고 있다. 제작된 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기는 250[W] 램프 전력에 260[W] 전력 소모를 나타내어 자기식 안정기에 비하여 훨씬 낮은 10[W] 안정기 손실을 가졌다. 측정된 결과는 표 3에서와 같이 정리를 하였으며, 역률이 0.992, 전류고조파 함유율이 9[%], 안정기의 효율이 94.17[%]로 나타남을 알 수 있다. 그림 10은 250[W] MHD 램프용 전자식 안정기 구동 시 나타나는 시동전압과 시동전류 파형을 보여주고 있으며, 시동초기에 수[μs] 동안 1.3[kV] 정도의 전압이 나타나는데 파형에는 50[μs]의 시간이므로 나타나지 않았다. soft_start가 이루어짐으로서 큰 피크전압 없이 정상상태에 도달함을 알 수 있다.

그림 11은 정상상태에서의 전자식 안정기 입력전압과 전류이며 입력단에 역률개선을 위한 PFC회로는 인덕터 입력형 승압초퍼 컨버터를 이용하여 PFC 전용 IC인 MC34262로 입력역률을 개선함으로써 입력에 고조파가 포함되지 않고 단위 역률에 가까움을 알 수 있다. 그림 12는 턴-온 시의 스위치 전압, 전류 파형이며 큰 피크값 없이 나타남을 알 수 있다. 또한 유도성으로 동작함을 알 수 있다. 그림 13은 다이오드 턴-온시의 전압, 전류 파형이다. 그림 14는 안정기에서 방출되는 전도성 EMI level을 보여주고 있으며, 57[dbμv] 이하로 EN50081-1 표준을 만족시키고 있음을 알 수 있다.

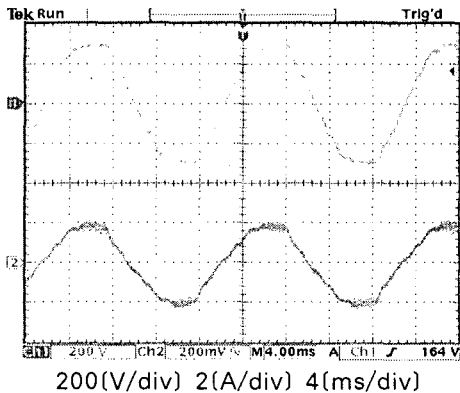


그림 11. 정상시의 입력전압과 전류
Fig. 11. Voltage and current waveforms for steady state

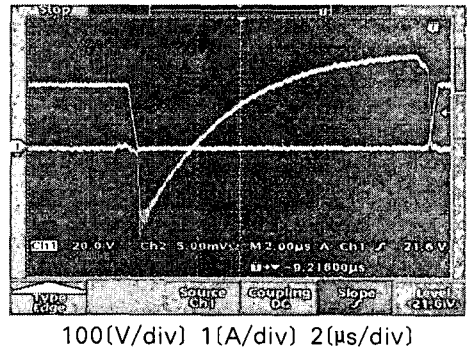


그림 12. 턴-온 시의 스위치 파형
Fig. 12. Switch waveforms for turn-on

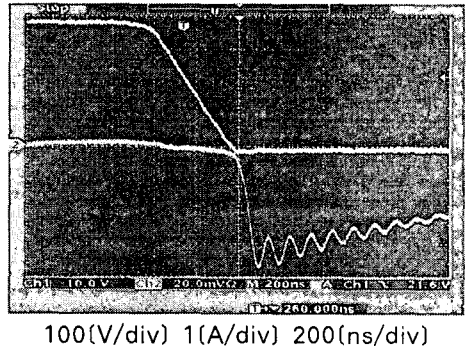


그림 13. 턴-온 시의 다이오드 파형
Fig. 13. Diode waveforms for turn-on

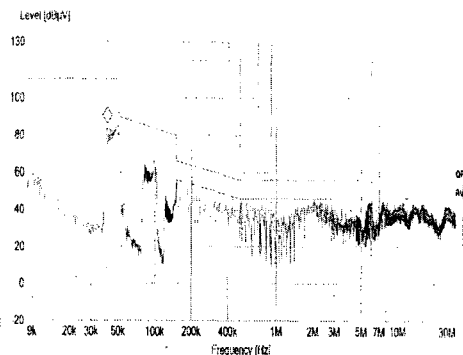


그림 14. 전도성 EMI level
Fig. 14. Conducted EMI level

5. 결론

본 논문은 직렬 공진회로의 전류를 병렬 공진회로의 주입전류로 작용하게 하여 스위치의 전류부담을 감소시키는 효과를 가지는 복공진형 인버터를 이용

메탈 헬라이드 램프용 전자식 안정기의 구현

한 250[W] MHD 램프 구동용 전자식 안정기를 제작하였다.

주 회로에서 직렬 공진 커패시터를 공진용 커패시터로 작용하게 함으로써 회로소자를 줄이고, 또한 제안회로에 ZVS기법을 도입하여 스위치의 턴-온·오프 시에 발생하는 스위칭 손실을 저감할 수 있는 공진전류 주입형 인버터를 이용한 전자식 안정기의 동작특성 및 특성평가를 정규화 파라미터를 도입하여 도식적으로 명확하게 표현하였다. 또한 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 Power MOSFET를 스위칭 소자로 사용한 실험결과를 통해서 특성해석의 정당성을 검토하였다. MHD 램프를 점등하기 위한 복공진형 인버터는 안정적으로 동작 되었으며, 250[W] 출력에서 안정기 손실이 10[W]로 변환효율이 94.17%를 달성 하였고, 전도성 EMI level은 57[db μ v] 이하의 특성을 얻을 수 있었다. 향후 새로운 안정기의 개발에 유용할 것으로 기대된다.

본 연구는 2004학년도 영남대학교 학술연구조성비 지원에 의한 것입니다.

References

- [1] 박재욱, 남승식, 원재선, 신우철, 김동희, 안항목, "메탈 헬라이드 램프용 전자식 안정기", 한국조명·전기설비학회 학술대회 논문집, pp. 385-390, Nov. 2004.
- [2] 이성희, 이치환, 권우현, "HD 램프용 공진형 전자식 안정기", 전기학회논문지, 제50B권, 제10호, pp. 530-535, 2001.
- [3] 김종길, 손영대, "컴팩트 형광등용 일단계 전자식 안정기의 해석 및 설계", 전기학회논문지, 제49B권, 제6호, pp. 441-449, 2000.
- [4] 김병철, 차현록, 김광현, "HD 램프용 퍼지제어 전자식 안정기", 전기학회논문지, 제51B권, 제10호, pp. 587-594, 2002.
- [5] Jong-Hae Kim, Dong-Hee Kim and Chae-Gyan Ro etc, "A study on the ZVS-SEPP type high frequency resonant inverter with induction heating jar(1)", Trans. KIEE. Vol. 48B, No. 2, pp. 69~74, FEB. 1999.
- [6] MKamli, S.Yamamoto and Mabe, "A 50-150KHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.43, No.1, pp 163-171, Feb.1996.
- [7] 조계현, 박종연, 박재일, "Half Bridge 인버터에 의한 자동차 헤드라이트용 전자식 안정기 개발", 전기학회논문지, 제52B권, 제3호, pp. 140-146, 2003.
- [8] 서철식, 박재욱, 김해준, 김동희, "단일전력단을 갖는 고역률 형광등용 전자식안정기의 구현", 한국조명·전기

설비학회 논문지, 17-1-1호, Vol. 17, No.1 pp. 1-9, Jan. 2003.

- [9] Jae-Sun Won, Dong-Hee Kim, A study on characteristic analysis of current fed high frequency resonant inverter for wax-sealing, Trans. KIEE. Vol. 50B, No. 11, pp. 568-574, NOV. 2001.

◇ 저자소개 ◇

김동희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe대학 졸업(박사). 1987~1989년 한국전기연구원 전력전자 연구부장. 당학회 경상지부장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 현재 영남대 공대 전전기공학과 교수.

박재욱 (朴宰燾)

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대학교 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2004년 영남대 공대 전기공학과 박사과정 수료. 현재 (주)성안조명 개발실장.

신우철 (申宇哲)

1979년 11월 10일생. 2004년 삼척대 공대 컴퓨터응용 제어공학과 졸업. 현재 2004년 영남대학교 공대 전기공학과 석사과정 재학.

남승식 (南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대학교 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대학교 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 영남대학교 공대 전기공학과 졸업(박사). 1992~1994년 (주)포스콘 근무. 현재 경일대학교 공대 전기공학과 겸임교수.

원재선 (元載善)

1973년 2월 20일생. 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 헬라삼립전자(주) 기술연구소전자설계팀연구원.