

# 주파수 변조 기법을 이용하여 음향공명 현상을 제거한 1[kW] 메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기 개발

(A Study on Electronic Ballast for 1[kW] Metal-Halide Lamp Developed by Eliminating Acoustic Resonance using Frequency Modulation Method)

박중연\* · 이봉진

(Chong-Yun Park · Bong-Jin Lee)

## 요 약

본 논문은 주파수 변조 기법을 도입하여 메탈 할라이드 램프의 음향공명 현상을 제거한 수동 PFC 구조의 전자식 안정기를 설계 및 구현하였다. 제안하는 안정기는 EMI 필터, 수동 PFC 회로, 풀 브리지 인버터 및 LC 공진 타입의 점화기, 그리고 음향공명 현상을 제거하기 위한 회로로 구성되었다. 주파수 변조 기법의 도입으로 단일 주파수 구동시 문제점이었던 램프의 수명 경과에 따른 음향공명 대역이 변화와 동일한 크기의 방전관이라도 램프 제조사마다 아크 튜브 내부에 봉입되는 물질과 압력차에 의한 음향공명 대역의 차이를 해결하였다. 개발된 prototype 1[kW] 메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 광변환 효율, 입력 PF, 입력 전류의 THD, 그리고 전력 변환 효율을 측정함으로써 성능을 입증하였다.

## Abstract

This paper presents the design and implementation of an electronic ballast with a passive PFC structure from which acoustic resonance of the metal halide lamp was removed by introducing the frequency modulation(FM) method. The proposed ballast consists of an EMI filter, passive PFC circuit, full-bridge inverter, LC resonance type ignitor and a circuit for removing acoustic resonance. The FM method solved two problems associated with single frequency driving: variation of the acoustic resonance range according to lamp aging and the acoustic resonance range discrepancy caused by different materials sealed inside the arc tube and their pressures for arc tubes of identical sizes from different manufacturers. Performance of the prototype developed for this study of the electronic ballast for 1[kW] metal halide lamp was verified by evaluating its optical conversion efficiency, input PF, input current THD and power conversion efficiency.

Key Words : Metal Halide Lamp, Electronic ballast, Acoustic Resonance

\* 주저자 : 강원대학교 전기전자 전공 교수  
Tel : 033-250-6292, Fax : 033-241-3775  
E-mail : cypark@kangwon.ac.kr

접수일자 : 2007년 8월 30일  
1차심사 : 2007년 9월 3일  
심사완료 : 2007년 11월 9일

## 1. 서 론

고출력 MHL용 자기식 안정기는 구조가 간단하며 저렴하기 때문에 사용되어져 왔으나 큰 사이즈와 무거운 무게, 입력 전원의 낮은 PF 그리고 효율이 낮은 단점이 있다. 반면 전자식 안정기의 경우 제품의 단가는 상승하지만 자기식 안정기의 단점을 극복할 수 있다. 그러나 전자식 안정기는 램프에 전력을 공급하기 위한 스위칭 주파수를 특정 주파수 대역에서 구동하게 되면 램프의 물리적인 구조로 인한 음향공명 현상이 발생하여 아크의 떨림 현상이 발생할 뿐 아니라 심한 경우 아크의 소멸 및 램프가 파손될 수 있다. 이러한 음향공명을 피하기 위해 여러 가지 방법이 연구되고 있다[1-2]. 음향공명을 피하기 위해 주로 이용되고 있는 방법은 램프로 공급되는 전압과 전류의 파형을 저주파수의 구형파 형태로 공급하는 방법이 있다[3-4]. 위와 같은 방법은 능동 PFC, Buck 컨버터 그리고 풀 브리지 인버터로 구성된 안정기에 적용이 가능하다. 이유는 램프 점등시의 돌입 전류와 점등 후 정격 전류는 능동 PFC와 Buck 컨버터의 스위칭 동작에 의해서 제한되기 때문이다. 본 논문에서는 풀 브리지 인버터 출력에 연결된 인덕터에 의해 전류 제한이 이루어지기 때문에 저주파수로 구동할 경우 인덕터의 사이즈가 증가하여 제품의 무게 상승 및 효율이 저하된다. 다른 방법으로는 음향공명이 발생하지 않는 [MHz] 대역 이상의 고주파수에서 램프를 구동하는 경우가 있다[5]. [MHz] 대역으로 구동하게 되면 EMI 발생 및 높은 스위칭 손실에 따른 발열 문제로 인해 적용하기 힘들다. 또 다른 방법으로는 주파수 변조 및 변조 신호에 백색 잡음을 첨가하는 방법이 있다[6]. 그러나 백색 잡음을 첨가하기 위해서는 백색 잡음 발생기를 추가적으로 연결해야 하므로 제품의 단가가 상승하게 되므로 본 논문에서는 주파수를 변조하는 기법을 이용하여 음향공명 현상을 제거하였다[7-8].

## 2. 제안된 전자식 안정기

본 논문에서 제안한 전자식 안정기의 블록도는 그림 1과 같다.

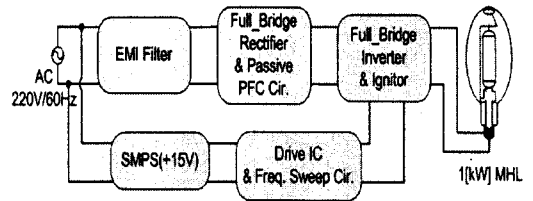


그림 1. 제안한 전자식 안정기의 블록도  
Fig. 1. Block diagram of proposed Electronic Ballast

제안하는 전자식 안정기는 EMI 필터, 전파 정류 회로 및 수동 PFC 회로, 풀 브리지 인버터와 LC 공진 타입의 점화기 그리고 음향공명 현상을 제거하기 위한 회로로 구성되어 있다.

### 2.1 메탈 헬라이드 램프의 음향공명 대역[9]

메탈 헬라이드 램프 내부의 방전관은 그림 2와 같이 등가하여 나타낼 수 있다.

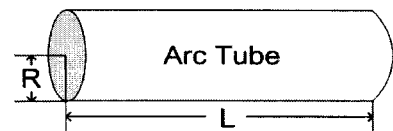


그림 2. 아크 튜브의 등가회로  
Fig. 2. Equivalent circuit of Arc tube

아크 튜브에 대한 고유 주파수는 그림 2의 반지름 (Radial) 방향과 방위각(azimuthal) 방향, 그리고 길이(longitudinal) 방향과 또한 각각의 조합에 의해서 발생한다.

표 1에서  $C_{ss}$ 는 아크 튜브 내의 음속이며,  $L$ ,  $R$ ,  $A$ 는 각각 길이, 반지름, 방위각의 방향에 대한 차수이다. 그리고  $a_{mn}$ 은 고유값을 나타낸 것이다.

### 2.2 수동 PFC 회로

본 논문에서는 고출력 램프의 전자식 안정기에서는 신뢰성이 제일 중요하다는 전제하에서 수동 PFC 회로의 장점을 이용하여 회로를 설계하였다. 능동 PFC 회로보다 성능은 떨어지지만 입력 전류

주파수 변조 기법을 이용하여 음향공명 현상을 제거한 1[kW] 메탈 헬라이드 램프용 전자식 인장기 개발

의 THD(Total Harmonic Distortion)가 국제 고조파 제한 기준치인 EN 61000-3-2를 만족할 수 있도록 기존에 사용되고 있는 수동 PFC 회로를 조합하여 설계하였다. 논문에 적용된 수동 PFC 회로는 LC 필터 형태[10]와 LCD 형태[11]의 수동 PFC 회로를 결합한 형태이며, 적용된 회로를 그림 3에 나타내었다. 또한 수동 PFC 회로의 설계 목표는 표 2와 같다.

표 1. 램프 튜브의 음향공명 주파수  
Table 1. Acoustic Resonance Frequency of Arc tube

AR Freq.	Formula
L	$f_{00l} = \frac{n f C_{ss}}{2L}$
R	$f_{0r0} = \frac{C_{ss} \alpha_{0r}}{2\pi R}$
A	$f_{a00} = \frac{C_{ss} \alpha_{a0}}{2\pi R}$
R-L	$f_{0rl} = \sqrt{f_{0r0}^2 + f_{00l}^2}$
A-L	$f_{a0l} = \sqrt{f_{a00}^2 + f_{00l}^2}$
R-A	$f_{ar0} = \sqrt{f_{a00}^2 + f_{0r0}^2}$
L-R-A	$f_{arl} = \sqrt{f_{ar0}^2 + f_{00l}^2}$
Sub-harmonics	$(\frac{1}{6}, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}) \times \text{Basic-freq.}$

표 2. 수동 PFC 회로의 설계 목표  
Table 2. Design purpose of Passive PFC Circuit

분 류	목 표
Input PF	0.9 ≥
$I_{in}(THD)$	20[%] ≤
$V_{DC-link}$	210[V]
$V_{ripple}(DC-link)$	10[V]
Output Power	1[kW]

새로운 형태의 수동 PFC 회로는 전파 정류 회로의 가장 큰 문제점이었던 펄스성의 입력 전류

를 전원단에 직렬로 인덕터를 설계하여 해결할 수 있었으며 C1으로 지상 전류를 보상하였다. 또한 L2와 C2 필터로 출력 전압의 크기 및 리플을 조절하였다.

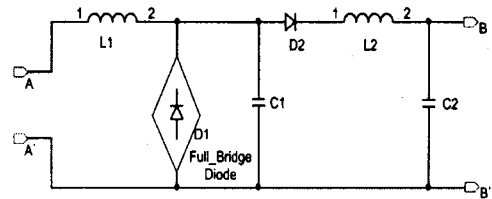


그림 3. 수동 PFC 회로도  
Fig. 3. Passive PFC circuit

2.3 풀 브리지 인버터 및 LC 공진 점화기

메탈 헬라이드 램프를 점등시키기 위해서는 방전관의 형태에 따라 1~4[kV]의 고전압이 요구된다. 보통 고전압을 발생시키기 위해서 아크갭, SCR과 같은 반도체 스위치 소자를 사용하여 점화기를 제작하였다. 그러나 이와 같은 반도체 소자를 사용하게 되면 점등시 요구되는 고전압을 얻을 수는 있지만 반도체 소자의 수명에 의하여 신뢰성이 저하된다[12-13]. 따라서 본 논문에서는 그림 4의 회로와 같이 풀 브리지 인버터를 이용하여 별도의 반도체 스위치의 사용없이 하나의 커패시터와 변압기, 인덕터로 구성된 LC 공진 타입의 점화기를 적용하였다.

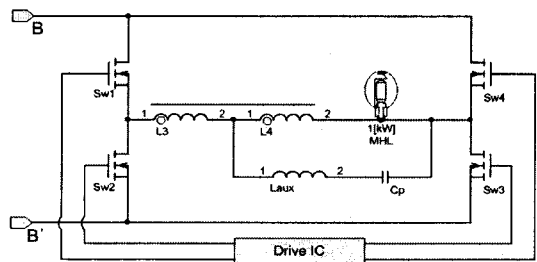


그림 4. 풀 브리지 인버터 및 LC 공진 점화기  
Fig. 4. FB inverter circuit and LC Resonance ignitor

점등 전 램프의 임피던스는 무한대에 가깝기 때문에 풀 브리지 인버터의 출력은 구형파 형태를

나타낸다. 이로 인해 변압기와 커패시터에 걸리는 양단 전압은 댐핑 현상이 발생하게 된다. 부족 감쇠 형태로 변압기 1차측 L3에 전압이 발생하게 되면 변압기의 턴수비에 의해 변압기 2차측으로 고전압이 유기된다. 이렇게 발생된 고전압은 램프 양단 전압으로 공급된다. 유기된 고전압으로 인해 방전관의 절연이 파괴되면서 램프의 점등이 시작된다. 그림 4의 회로는 그림 5의 회로로 등가할 수 있다.

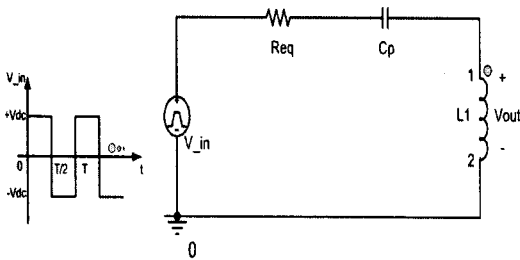


그림 5. 점화기의 등가 회로  
Fig. 5. Equivalent circuit of ignitor

여기서  $V_{in}$ 은 풀 브리지 인버터의 출력을 등가화하여 표현한 것이며,  $Req$ 는 스위치 소자의 드레인파 소스 사이의 저항, 커패시터의 유전체 손실, 변압기의 동손과 철손, 그리고 PCB 패턴상에 존재하는 저항 성분을 집중 상수로 등가화하여 나타낸 것이다.  $L1$ 은 Step-Up 변압기의 1차측과  $L_{aux}$ 의 직렬 연결된 값을 나타내었다. 그림 5 회로의 전달 함수에서  $s = j\omega$ 를 대입하면 식 (1)과 같다.

$$H(j\omega) = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L1 \cdot Cp}\right) - j \frac{Req}{\omega L1}} \quad (1)$$

여기서  $L1 = L3 + L_{aux}$ 이다.  $n$ 차 고조파의 페이저비는 식 (2)와 같다. 이로 인해 구형파가 인가되었을 때 변압기 1차측의 전압을 알 수가 있다. 따라서 변압기 1차측에 걸리는 전압을 알면 변압기의 턴수비와 결합계수를 곱하여 변압기 2차측에 걸리는 전압도 알 수 있으므로 램프로 인가되는 전압을 구할 수 있다.

$$H(jn\omega_0) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{(n \cdot \omega_0)^2 L1 \cdot Cp}\right)^2 + \left(\frac{Req}{(n \cdot \omega_0) L1}\right)^2}} \quad (2)$$

$$\cdot \angle - \tan^{-1} \frac{\frac{Req}{(n \cdot \omega_0) L1}}{1 - \frac{1}{(n \cdot \omega_0)^2 L1 \cdot Cp}}$$

홀수 고조파의 크기를  $x_i$ , 위상을  $\theta_i$ 라고 할 때 식 (2)는 식 (3)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{out}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi x_1} \sin(\omega_0 t - \theta_1) + \frac{4V_{dc}}{\pi x_3} \sin(3\omega_0 t - \theta_3) + \frac{4V_{dc}}{\pi x_5} \sin(5\omega_0 t - \theta_5) + \dots + \frac{4V_{dc}}{\pi x_{21}} \sin(21\omega_0 t - \theta_{21}) \quad (3)$$

여기서  $x_1, \dots, x_n$ 은 1차 고조파의 크기부터  $n$ 차 고조파의 크기를 나타낸 것이다. 따라서 이그니션시 램프에 인가되는 전압은 식 (4)와 같다.

$$V_{lamp}(t) = n \cdot k \cdot V_{out}(t) \quad (4)$$

여기서  $n$ 은 변압기 1차측과 2차측의 턴수비이고  $k$ 는 변압기의 결합계수이다. 또한  $V_{out}(t)$ 는 변압기 1차측에 걸리는 전압이다.

## 2.4 주파수 변조 회로

일반적으로 음향공명 대역은 HID 램프 내부 방전관의 길이와 반지름 그리고 음속에 의해 계산된다. 그러나 방전관의 길이와 반지름이 동일하더라도 각 제조사마다 내부에 봉입되는 금속 화합물의 밀도와 내부 압력이 차이가 발생하기 때문에 계산된 음향공명 대역과 실제 측정된 음향공명 대역이 동일하지

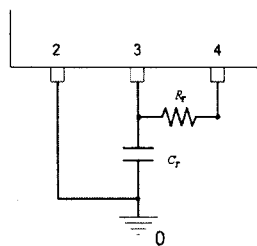


그림 6. 기본 회로  
Fig. 6. Basic circuit

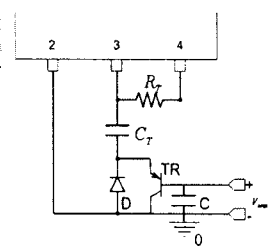


그림 7. 수정된 회로  
Fig. 7. Modified circuit

주파수 변조 기법을 이용하여 음향공명 현상을 제거한 1[kW] 메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기 개발

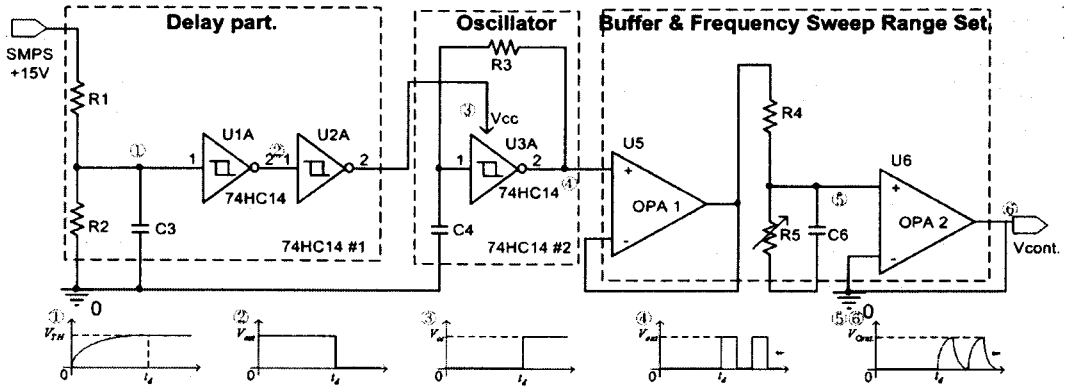


그림 8. 주파수 변조 회로  
Fig. 8. Frequency Modulation Circuit

않을 확률이 높다. 또한 램프의 사용 시간이 경과함에 따라 램프의 임피던스도 상승하기 때문에 음향공명 대역이 변경된다[14]. 단일 주파수로 구동시 문제점을 해결하기 위해 주파수 변조 기법을 도입하였다. 그림 7에 나타낸 회로는 그림 6의 고정 주파수 발진 회로를 수정하여 주파수의 가변이 가능하도록 하였다[15-16].

그림 8은 주파수를 변조하기 위한 회로로서 슈미트트리거 인버터(74HC14)와 Op-Amp (LM358), 저항 및 커패시터로 구성된다. 초기 입력 전원이 공급되면 SMPS는 15V의 DC 전압을 출력하게 되며 이 전압으로 인해 주파수 변조 회로가 동작하게 된다. R1과 R2, C3 그리고 74HC14 #1은 시간을 지연하기 위한 소자이다. C3에 전압이 충전되는데 걸리는 시간은 식 (5)와 같다. 지연 회로를 삽입한 이유는 램프의 이그니션 후 약 2~3분 정도는 과도 구간이기 때문에 정상 상태까지 도달하기 전에는 일정한 주파수로 램프에 전력을 공급하기 위함이다.

$$\tau = R_2 C_3 \quad (5)$$

정상 상태로 접어들면 74HC14 #1의 출력이 High가 되며 발진기 회로인 74HC14 #2의 전원으로 인가된다. 발진 회로는 슈미트트리거 인버터와 저항 및 커패시터로 구성되며 발진 주파수는 식 (6)에 의해 결정된다.

$$f_{osc} = \frac{1}{0.8R_3C_4} \quad (6)$$

발진기의 출력은 버퍼로 입력되어 임피던스 매칭 후 R4와 R5의 저항 분배에 의해 R5에 전압이 걸리게 된다. R5와 병렬 연결된 C6에 의해 최종 출력은 삼각파 형태의 전압으로 그림 7 회로의 Vcont 단자로 입력된다. Vcont 전압의 크기에 따라 주파수의 변조폭이 결정되며 그림 8 회로의 동작 원리는 그림 9와 같다.

이그니션 상태 동안은 일정한 주파수로 램프에 전력을 공급하다가 정상 상태에 도달하면 주파수를 변조하여 램프에 전력을 공급하게 된다. 주파수 변조에 의하여 단일 주파수가 아닌 여러 개의 주파수가 램프로 공급되어 음향공명 현상을 제거하게 된다.

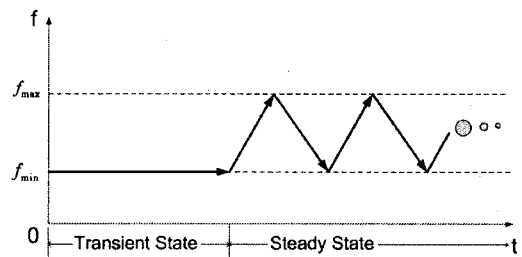


그림 9. 주파수 변조 회로 동작 원리  
Fig. 9. Principle of Frequency Modulation Circuit

### 3. 1[kW] 전자식 안정기 설계 절차

#### 3.1 음향공명 대역 계산

본 논문에서는 1[kW] 메탈 할라이드 램프(OSRAM HQI-E 1000/N)를 사용하였으며, 음향공명 주파수의 계산은 각 방향의 3차까지 고려하였다. 아크 튜브의 크기는 길이는 85[mm], 반지름은 8.6[mm]이며 방전관 내부 음속은 500[m/s]를 적용하였다. 그림 10에 음향공명 대역의 계산 결과를 나타내었다.

그림 10으로부터 수백 [Hz]부터 수십 [kHz]까지 음향공명 대역이 분포함을 알 수 있다. 단일 주파수로 구동시 35[kHz] 이상으로 구동하면 음향공명 현상을 피할 수 있다. 그러나 1[kW] 메탈 할라이드 램프의 정격 전류는 8[A]이므로 고주파수로 스위칭시 스위치의 발열 문제가 발생한다. 따라서 스위칭 주파수의 변조 범위는 가칭 주파수 대역인 18[kHz] 이하와 음향공명 밀집 대역인 21[kHz] 이상의 주파수 대역을 피하여 19[kHz]부터 20[kHz]까지로 결정하였다.

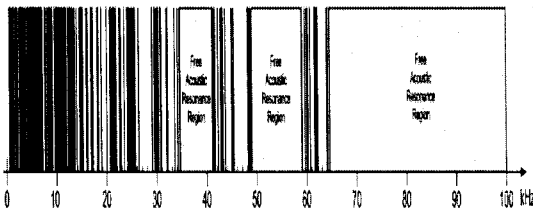


그림 10. 1[kW] MHL의 음향공명 주파수 대역  
Fig. 10. Acoustic resonance region of 1[kW] MHL

#### 3.2 수동 PFC 회로 설계

1[kW] MHL용 전자식 안정기는 EN 61000-3-2 분류표에서 Class C에 포함된다.

Class C는 기본파에 대한 각 고조파의 비율과 입력의 PF에 의해서 고조파 전류 제한치가 결정된다[17].

수동 PFC 회로를 적용하였을 때 입력 전류의 THD가 허용 가능한 고조파 전류 범위 내에 들도록 설계하였다. 수동 PFC 회로를 구성하는 소자인 인덕터(L1, L2), 커패시터(C1, C2)는 참고 논문 [10-11,

18-19]에 의해서 결정하였으며 결과는 표 3과 같다.

표 3. 수동 PFC 회로의 소자값

Table 3. Component Value of Passive PFC Circuit

소자	소자값
L1	35[mH]
L2	18[mH]
C1	68[μF]
C2	960[μF]
D2	FEP30JP

#### 3.3 풀 브리지 인버터 및 점화기 설계

LC 공진 타입의 점화기 회로를 구성하는 소자값은 본문 2.3절에 나타난 식에 의해 결정하였다. 점등시 램프에 인가되는 전압이 1[kV]가 되도록 L3, Cp, L<sub>aux</sub>를 설계하였으며 계산 결과는 표 4와 같다.

표 4. 점화기 회로의 소자값

Table 4. Component value of Ignitor circuit

Parameter	Value	Parameter	Value
L <sub>aux</sub>	10[μH]	Cp	1[nF]
L3	1.3[μH]	n	20

초기 점등시 1[kW] MHL의 돌입 전류는 20[A] 이상흐르게 된다. 그림 4 회로의 인덕터 L4 값은 점등시의 전류 제한을 고려하여 설계하여야 한다. 램프의 이그니션시 DC 링크 전압은 310[V]이고 전류는 20[A]라면 인덕터의 임피던스는 식 (7)과 같다.

$$Z_{L4} = \frac{V_{DC-link}}{I} \quad (7)$$

식 (7)에 의해 L4의 임피던스는 15.5[Ω]으로 계산되었다. 또한 식 (8)에 의해 인덕터 L4의 값을 구할 수 있다.

$$L_4 = \frac{Z_{L4}}{j2\pi f} \quad (8)$$

식 (8)에 의해 인덕터 L4의 값은 130[μH]이다.

주파수 변조 기법을 이용하여 음향공명 현상을 제거한 1[kW] 메탈 헬라이드 램프용 전자식 안정기 개발

### 3.4 주파수 가변 회로 설계

주파수 가변 회로의 설계는 램프의 이그니션 동안 단일 주파수로 램프에 전력을 공급하는 지연 시간, 주파수의 가변 주기를 결정하는 발진기 회로 그리고 주파수의 가변 범위를 고려하여야 한다. 점등 후 정상 상태까지 도달하는데 걸리는 시간을 2분으로 가정하고 그림 8 회로에서 R1과 R2, C3를 결정하였다. 주파수 변조 주기는 전파 정류 후 벌크 커패시터 양단에 발생하는 리플 전압의 주기(120[Hz])의 2배인 240[Hz]로 결정하였다. 또한 주파수 스위프 범위를 결정하는 소자인 R4와 R5, C6는 주파수가 19.3[kHz]부터 20.1[kHz]까지 가변되도록 설계하였다. 따라서 Vcont 전압은 0[V]~350[mV], 240[Hz]의 주기를 갖는 삼각파 형태가 출력되도록 설계하였다. 설계된 값을 표 5에 나타내었다.

표 5. 주파수 변조 회로 소자값  
Table 5. Parameter Value of Frequency Modulation Circuit

소자	소자값	소자	소자값
R1	82[0kΩ]	C3	300[μF]
R2	220[kΩ]	C4	1[μF]
R3	5.2[kΩ]	C6	0.47[μF]
R4	11[kΩ]	Op-Amp	LM358
R5	0.82[kΩ]		

## 4. 실험 결과

설계된 1[kW] MHL용 전자식 안정기의 성능을 검증하기 위해 3절의 설계 방법에 의해 얻은 소자값을 회로에 적용한 후 실험하였다. 측정에 사용된 오실로스코프는 LeCroy사의 LC574A이다. 풀 브리지 인터버에 사용된 스위치는 STW26NM60이며 Drive IC는 IRS 2453D를 사용하였다. 또한 점등 후 2분 정도의 시간은 과도 상태이기 때문에 고정된 스위칭 주파수로 램프에 전력을 공급하였으며 2분 경과 후 주파수를 변조하여 램프에 전력을 공급하였다.

### 4.1 주파수 가변 회로

그림 8 회로의 출력 전압에 따라 그림 11, 12와 같이 램프에 인가되는 스위칭 주파수가 가변되었다.

실제 측정된 파형에서도 확인할 수 있듯이 그림 8 회로의 출력 전압에 따라 램프로 공급되는 스위칭 주파수가 변조됨을 확인할 수 있다. 그림 13은 램프로 공급되는 전압과 전류의 파형 및 관전류의 FFT를 측정된 것이다.

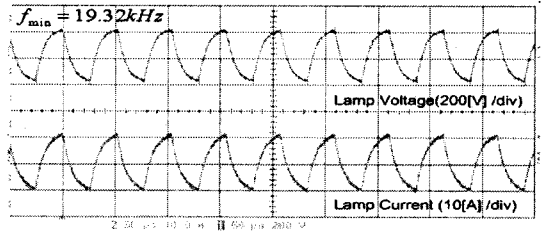


그림 11. Vcont.=0[V]일 때 관전압(상)/관전류(하)  
Fig. 11. Lamp Voltage(U)/Current(D) at Vcont=0[V]

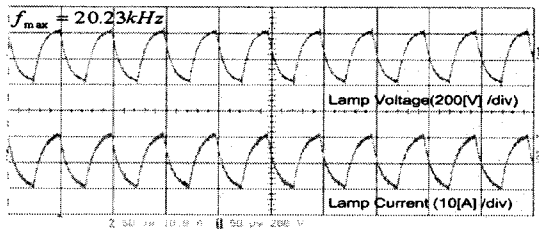


그림 12. Vcont.=350[mV]일 때 관전압(상)/관전류(하)  
Fig. 12. Lamp Voltage(U)/Current(D) at Vcont=0.35[V]

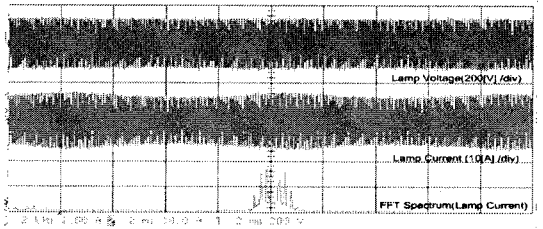


그림 13. 관전압(상), 관전류(중), 관전류의 FFT(하)  
Fig. 13. Lamp Voltage(U), Lamp Current(M), FFT of Lamp Current(D)

그림 13(하) 램프 전류의 FFT를 통해 단일 주파

수가 아닌 여러 개의 주파수로 램프에 전력을 공급함으로써 음향공명 현상을 제거하게 된다.

### 4.2 이그니션시 관전압과 관전류

그림 14와 그림 15는 각각 점등시 램프에 인가되는 이그니션 전압과 전류의 파형이다.

그림 15, 16의 측정 결과 점등시 1[kV]의 이그니션 전압과 22[A]의 돌입 전류가 발생하였으며 이론과 동일한 결과이다.

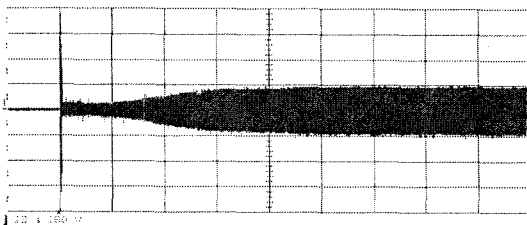


그림 14. 점등 전압 파형 200(V/div)  
Fig. 14. Lamp Voltage at Ignition 200(V/div)

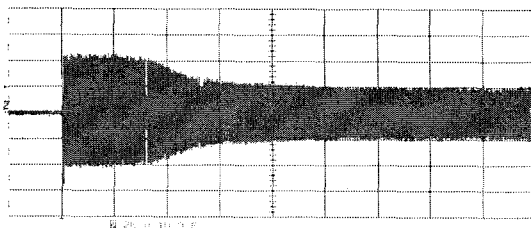


그림 15. 점등 전류 파형 10(A/div)  
Fig. 15. Lamp Current at Ignition 10(A/div)

### 4.3 입력 전압과 전류

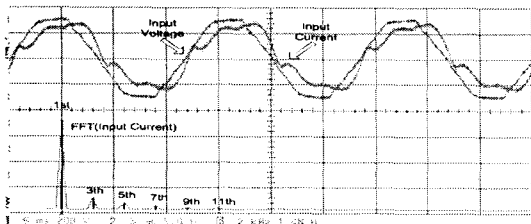


그림 16. 입력 전압과 전류(상), 입력 전류 FFT(하)  
Fig. 16. Input Voltage and Current(U), FFT of Input Current(D)

그림 16은 제안된 전자식 안정기의 입력 전압과 전류 그리고 전류에 대한 FFT를 측정한 파형이다.

그림 17에 입력 전류에서 발생한 고조파와 국제 고조파 제한치를 그래프로 나타내었다.

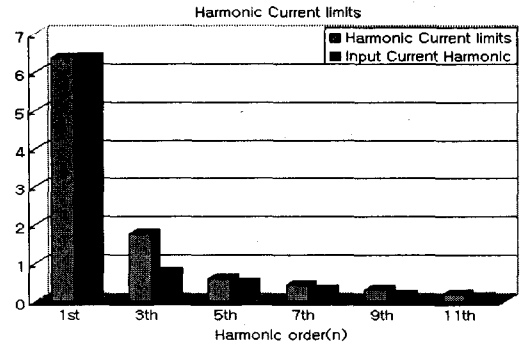


그림 17. 고조파 제한 범위(EN61000-3-2)  
Fig. 17. Harmonic limit range(EN61000-3-2)

그림 17을 통해 수동 PFC 회로를 적용함으로써 국제 고조파 제한 범위를 만족시킴을 알 수 있다.

### 4.4 제안된 전자식 안정기의 데이터

제안된 전자식 안정기의 효율, 광속, 입력 PF, 입력 전류 THD 그리고 광변환 효율을 측정하여 표 6에 나타내었다.

측정된 데이터에서 확인할 수 있듯이 입력 PF는 설계 목표치인 0.9 이상인 0.92로 측정되었으며 90[%] 이상의 효율과 20[%] 이하의 입력 전류의 THD가 발생하였다.

표 6. 측정 데이터  
Table 6. Measured Date

입력 전력	994.40[W]
출력 전력	921.02[W]
효율	92.62[%]
광속	103,600[lm]
입력 PF	0.921
입력 전류 THD	14.91[%]
광변환 효율	106.80[lm/W]



## 5. 결 론

본 논문은 주파수 변조 기법을 도입하여 음향공명 현상을 제거한 1[kW] MHL용 전자식 안정기를 설계 및 구현하였다. 단일 주파수 구동시 문제점은 램프의 수명이 경과함에 따라 음향공명 대역이 변화한다는 것과 동일한 크기의 방전관이라도 램프 제조사마다 아크 튜브 내부에 봉입되는 물질과 압력차에 의한 음향공명 대역의 차이이다. 이러한 문제를 해결하기 위해 주파수 변조 기법을 도입하였으며, 그 결과 음향공명 현상이 제거됨을 확인하였다. 또한, 본 논문에서 제안된 전자식 안정기는 자기식 안정기 대비 약 85[%]의 전력으로 동일한 광속을 발생시킬 수 있었으며 입력단의 역률 향상 및 입력 전류의 THD가 감소하였다. 그러나 본 논문에서 적용한 수동 PFC 회로 특성상 입력 전원의 변동에 취약하므로 향후 이를 보완하기 위한 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

## References

- [1] Yan Jiang, Miaosen Shen, Hua Li, Zhaoming Qian, "An Adaptive Acoustic Resonance Free Electronic Ballast for HD Lamps", IEEE IAS Annual Meeting, Vol.2, pp.1020 - 1024, Oct. 2003.
- [2] Chien-Ming Huang, Tsong-Juu Liang, "A Novel Constant Power Control Circuit for HD Electronic Ballast" IEEE Transaction on, Vol.22,(5), pp. 1573-1582, Sept. 2007.
- [3] T.J.Liang, C.A.Cheng, and W.S.Lai, "A novel two-stage high-power-factor low-frequency HD electronic ballast", in Proc. IEEE IECON'03, pp. 2607-2612. 2003.
- [4] M.Shen, Z.Qian and F.Z.Peng, "Design of a two-stage low-frequency square-wave electronic ballast for HD lamps", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.39, no.2, pp.424-430, Mar./Apr. 2003.
- [5] Gulko, M., and Ben-Yaakov, S. "A MHz electronic ballast for automotive-type HD lamps", Proc. IEEE Conf. PESC, pp. 39-45, 1997.
- [6] Laskai, L., Enjeti, P., and Pitel, I.J. "White Noise modulation of high frequency high-intensity discharge lamps ballast", IEEE Tran, Ind. Appl., 34, pp. 597-604. 1998.
- [7] C.-A.Cheng, T.-J.Liang, R.-L.Lin and J.-F.Chen, "Design and implementation of frequency-modulated electronic ballast for metal-halide lamps", IEE proc.-Electr. Power Appl., Vol.153, No.5, Sep,2006.
- [8] C.-A.Cheng, T.-J.Liang, R.-L.Lin and J.-F.Chen, "Single-stage high-power-factor electronic ballast with complex frequency modulation for HD lamps", IET Electr. Power Appl., Vol.1,(3), pp. 377-386. May, 2007.
- [9] H.L.Witting, "Acoustic Resonance in Cylindrical high pressure ARC Discharge", J'Apple Phy. 49(5), May, 1978.
- [10] W.M.Lin, J.Sebastian, A.Fernandez, M.M.Hernando, P.J.Villegas, "Design of the Basic Rectifier with LC Filter to Comply with the New Edition of the IEC1000-3-2 Current Harmonics-Limit Specifications(Edition 2.0)", in Proc. IEEE APEC'02, Vol.2, pp. 10-14. Mar, 2002.
- [11] Mangesh Borage, Sunil Tiwari and S.Kotaiiah, "Passive Techniques for Compliance of Single-phase Rectifiers with IEC 1000-3-2 Norms", Proceedings of INCEMC'03, pp.1-8. Dec, 2003.
- [12] Rong Guo, Zhaoming Qian, "A Novel Low-cost High-reliability Igniter for Metal Halide Lamps", IEEE Appl. Power Elect. Conf. APEC'06, pp.19-23. Mar, 2006.
- [13] Mario Ponce, Efrén Flores, René Osorio, "Analysis and Design of Igniters for HD Lamps Fed with Square Waveforms", IEEE Power Elect. Specialists Conf. PESC'04, Vol.1, pp. 20-25. June, 2004.
- [14] Jianqiang Wang, Dianguo Xu, Hua Yang, "Low-Frequency Sine Wave Modulation of 250W High-Frequency Metal Halide Lamp ballasts", IEEE Appl. Power Elect. APEC'04, Vol.2, pp. 1003-1007. 2004.
- [15] Chun-An Cheng, Tsong-Juu Liang, Chia-Ming Chuang, Jiann-Fuh Chen, "A High Power Factor Electronic Ballast of Projector Lamps with Variable Frequency Control", IEEE Power Elect. Specialists PESC'02, Vol.1, pp. 23 - 27. June, 2002.
- [16] John Parry, "Variable Frequency Drive using IR215x Self-Oscillating IC's", International Rectifier, Design Tip 98-1.
- [17] Supraim Basu, M.H.J.Bollen, Tore M.Undeland, "PFC Strategies in light of EN 61000-3-2" Paper Identification Number A123656.
- [18] C.Y.Park, B.J.Lee, K.N.Kim, "Passive PFC Circuit Design for the High Power MHL Electronic Ballast", IEEE Proceeding of the 38th Summer Conf., CD pp. 1996-199 7. 2007.
- [19] W.M.Lin, M.M.Hernando, A.Fernandez, J.Sebastian P.J.Villegas, "A New Topology for Passive PFC Circuit Design to Allow AC-to-DC Converters to Comply with the New Version of IEC1000-3-2 Regulation", IEEE Power Elect. Specialists Conf. PESC'02, Vol.4, pp. 23-27. June, 2002.

## ◆ 저자소개 ◆

### 박종연 (朴鍾演)

1951년 2월 23일생. 1973년 고려대학교 전자공학과 졸업. 1980년 경북대 대학원 졸업(석사). 1984년 경북대 대학원 졸업(박사). 1973~1977년 KIST 연구원. 1977~1984년 울산공대 조교수, 부교수. 1984년~현재 강원대 전기전자 정보통신공학부 교수.

### 이봉진 (李奉振)

1981년 4월 19일생. 2007년 강원대학교 전기전자정보통신공학부 전기전자 전공 졸업. 2007년~현재 동대학원 전기전자공학과(석사과정).