

음향 공명 현상을 제거한 MHL용 고출력 전자식 안정기 설계

論 文

57-7-10

High-Power Electronic Ballast Design for Metal-Halide Lamp without Acoustic Resonance

朴 鐘 演* · 金 基 南** · 李 奉 振†

(Chong-Yun Park · Ki-Nam Kim · Bong-Jin Lee)

Abstract - This paper presents a high-power electronic ballast for a metal-halide lamp(MHL) that employs frequency modulation(FM) technique to eliminate acoustic resonance(AR). The proposed ballast consists of a full-bridge rectifier, a power factor correction(PFC) circuit, a full-bridge(FB) inverter, an ignitor using LC resonance and an FM control circuit. Whereas a manual PFC provides advantages in terms of high reliability and low cost for constructing the circuit, it is difficult to supply a stable voltage because of the output voltage ripple that occurs with a period of 120Hz. Although the ballast can be designed with a small size and a light weight if it is driven at a switching frequency between 1 and 100 kHz, AR will occur if the eigen-value frequency of the lamp coincides with the inverter's operation frequency. The operation frequency was modulated in real time according to the output voltage ripple to compensate for the variation in power supplied to the lamp and eliminate AR. Performance of the proposed technique was validated through numerical analysis, computer simulation using PSPICE and by applying it to an electronic ballast for a prototype 1kW MHL.

Key Words : Metal-Halide Lamp, Acoustic Resonance, FM(Frequency Modulation)

1. 서 론

HID(High Intensity Discharge) 램프 중 MHL(Metal Halide Lamp)는 수은, 아르곤 가스 외에 스칸듐(Sc), 토륨(Th), 나트륨(Na) 등의 알칼리 금속 원소를 할로젠 원소와 화합시킨 금속 할로젠이 봉입되어 있어 광효율 상승과 높은 연색성, 다양한 색온도, 긴 수명 등의 장점을 가지고 있다. 이와 같은 장점으로 인해 가로등 및 옥외 조명등에서 주로 사용되어져 왔으나 최근에는 골프장, 백화점 및 대형 매장의 전시용 조명등으로 사용 범위가 확대되고 있다.

MHL를 점등시키기 위해서는 방전관의 절연 파괴를 위한 고전압 발생과 점등시 부성 저항 특성에 의한 과전류 제한을 위해 안정기가 필요하다. 전자식 안정기는 자기식 안정기에 비해 고역률, 낮은 입력 전류의 THD(Total Harmonic Distortion), 고효율, 램프 수명 연장 그리고 작은 부피 및 가벼운 무게 등의 장점이 있다. 그러나 FB 인버터의 스위칭 주파수가 MHL의 고유 진동 주파수와 일치하게 되면 AR 현상이 발생하게 된다. AR이 발생하면 방전관내 아크의 불안정, 소멸, 또는 플리커(flicker) 현상이 발생할 수 있으며 심할 경우 방전관이 파손될 수 있다[1]. MHL AR 대역의 특징은 다음과 같다. MH 램프는 나트륨 램프에 비해 Free-AR 대역이 작게 분포되어 있다[2]. 수식을 통해 Free

-AR 대역을 계산하여 스위칭 주파수를 결정하여도 램프 Aging에 따라 AR 대역이 변경된다[3, 5]. 따라서 초기에는 AR이 발생되지 않더라도 램프의 Aging에 따라서 AR이 발생될 수 있다. 또한, 방전관의 사이즈가 같은 동일한 전력의 램프라 하더라도 방전관 내부에 봉입되는 원소의 비율이나 가스의 압력에 의해 AR 대역의 차이가 발생한다[4]. 심지어 제조 회사가 동일하더라도 램프의 제조 환경에 의해 AR 대역의 차이가 발생할 수 있다[5]. 위와 같은 이유로 인해 전자식 안정기를 설계함에 있어 AR 제거 기법을 도입하여야 한다. MHL의 AR 문제를 해결하기 위해 여러 가지 기법이 제안되었으며 요약하면 다음과 같다.

첫째, 저주파수의 구형파 구동 방식으로 AR 발생 대역 이하의 주파수로 램프에 전력을 공급하는 방법이며 보편적으로 이용되고 있다. 저주파수의 구형파 구동은 능동 PFC 회로, Buck 컨버터 그리고 FB 인버터로 구성된 안정기에 적용할 수 있다. AR 제거는 확실하나 회로가 복잡하며 구현 시 단가가 상승한다는 단점이 있다[6-8].

둘째, MHz 이상의 고주파수 구동 방식으로 AR 발생 대역 이상의 주파수로 램프에 전력을 공급하는 방법이다. 이 방법의 경우 EMI 발생과 스위칭 손실에 따른 효율 저하를 고려하여야 한다[9].

셋째, 고주파수의 구형파 구동 방식으로 완벽한 구형파 구동시 AR이 발생되지 않으나 고주파수의 완벽한 구형파를 구현하기 힘들고 효율이 낮다[10].

넷째, Free-AR 대역에서 구동 방식으로 수식에 의하여 AR 대역 계산 후 Free-AR 대역을 스위칭 주파수 대역으로 설정하는 방법이다. 그러나 램프 제조사마다 방전관 내부에 봉입되는 물질의 양과 내부 압력이 차이가 발생하기 때문에

* 正 會 員 : 江 原 大 學 電 氣 · 電 子 工 學 科 教 授 · 工 博

** 學 生 會 員 : 江 原 大 學 電 氣 · 電 子 工 學 科 學 士 課 程

† 交 訊 著 者 , 學 生 會 員 : 江 原 大 學 電 氣 · 電 子 工 學 科 碩 士 課 程

E-mail : engineer@kangwon.ac.kr

接 受 日 字 : 2008年 3月 11日

最 終 完 了 : 2008年 5月 28日

Free-AR 대역을 찾기가 어렵다[11].

다섯째, 주파수 변조(Frequency Modulation) 기법으로 주파수 변조 기법을 적용함으로써 램프의 파워 스펙트럼을 확산시킬 수 있고 램프로 공급되는 고유 주파수의 에너지를 낮출 수 있다[12-14].

본 논문에서는 위에서 언급한 방법 중 설계가 간단하면서 저렴하게 구현이 가능한 주파수 변조 기법을 적용하였다.

주파수 변조 범위는 수동 PFC 출력에서 발생하는 리플 전압에 따라서 결정하였다. 리플 전압이 최대일 경우 램프로 공급되는 전력이 상승하게 되며 리플 전압이 최소일 경우 공급되는 전력이 하강하게 된다. 따라서 리플 전압이 최대일 경우 스위칭 주파수를 최대로 하여 램프와 직렬 연결된 인덕터의 임피던스를 크게 함으로써 공급되는 전류의 양을 감소시켰다. 반대로 리플 전압이 최소일 경우 변조되는 주파수를 최소로 하여 인덕터의 임피던스를 작게 함으로써 공급되는 전류의 양을 증가시켰다. 이로써 단일 주파수로 구동할 경우보다 일정한 전력을 공급함과 동시에 AR 문제를 해결하였다. 제안된 방법을 prototype 1kW MHL용 전자식 안정기에 적용함으로써 성능을 입증하였다.

2. 본 론

그림 1은 제안된 고출력 전자식 안정기의 블록도이며 EMI 필터, 수동 PFC, FB 인버터 그리고 LC 댐핑을 이용한 점화기로 구성된다.

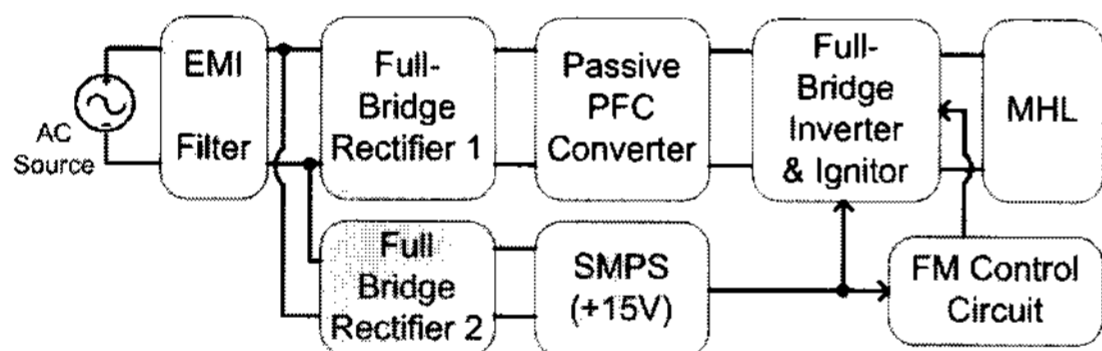


그림 1 제안된 전자식 안정기 블록도
Fig. 1 Block Diagram of Proposed Electronic Ballast

기존의 전자식 안정기와 비교하였을 때 능동 PFC를 수동 PFC로 대체하였으며 Buck 컨버터를 사용하지 않았다. 또한 Sidac, Arc Gap 등의 반도체 소자로 구성된 외부 점화기의 사용없이 LC 공진에 의한 내부 점화기를 적용하였다. 스위칭 소자 및 드라이브 IC의 사용량이 감소함에 따라 회로 구성이 단순해 졌으며 신뢰성이 향상되었다.

2.1 음향 공명 계산

전자식 안정기는 램프에 전력을 공급하기 위한 스위칭 주파수를 특정 주파수 대역에서 구동하게 되면 램프의 물리적인 구조로 인한 음향 공명 현상이 발생하여 아크의 떨림 현상이 발생할 뿐 아니라 심한 경우 아크 튜브가 파손될 수 있다. 음향 공명 대역은 그림 2에 나타난 방전관의 길이와 반지름을 수식에 대입하여 계산할 수 있다[15].

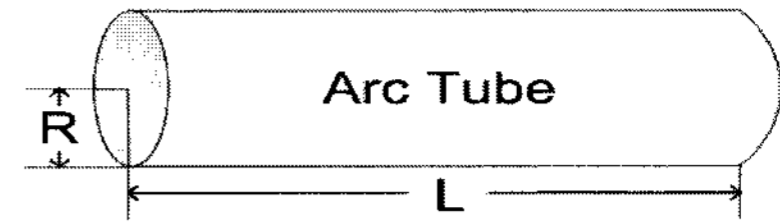


그림 2 아크 튜브의 등가화
Fig. 2 Equivalent circuit of Arc tube

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

표 1 램프 튜브의 음향 공명 주파수
Table 1 Acoustic Resonance Frequency of Arc tube

AR Freq.	Formula
L	$f_{00l} = \frac{n_l C_{ss}}{2L}$
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	$\left(\frac{1}{6}, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}\right) \times \text{Basic-freq.}$

표 1에서 C_{ss} 는 방전관내의 음속이며, L, R, A는 각각 길이, 반지름, 방위각의 방향에 대한 차수이다. 그리고 a_{mn} 은 고유값을 나타낸 것이다.

2.2 수동 역률 보상 회로

고출력 램프의 전자식 안정기에서는 신뢰성이 제일 중요하다. 전제하에서 수동 PFC 회로의 장점을 이용하여 회로를 설계하였다. 논문에 적용된 수동 PFC 회로는 LC 필터 형태[16]와 LCD 형태[17]의 수동 PFC 회로를 결합한 형태이다. 제안된 수동 PFC 회로는 그림 3과 같으며 설계 목표는 표 2와 같다.

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

분류	목표	분류	목표
PF	$0.9 \geq$	$V_{DC-link}$	200 V
$I_{in}(THD)$	$20\% \leq$	V_{ripple}	$\Delta 20 V$

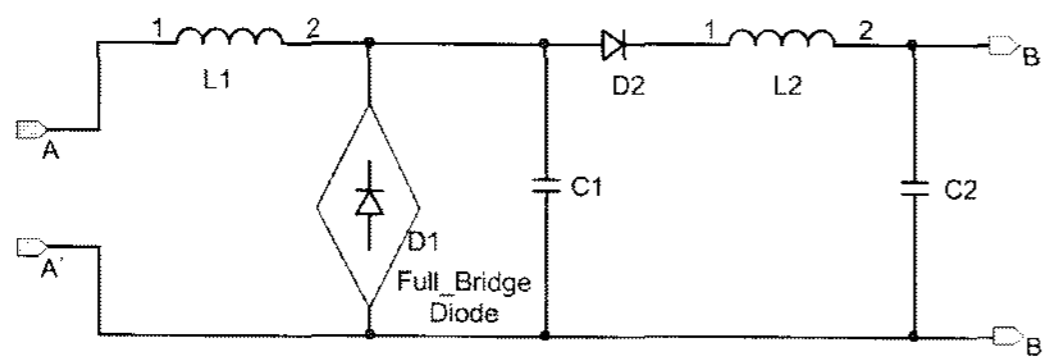


그림 3 수동 PFC 회로도
Fig. 3 Passive PFC circuit

그림 3의 수동 PFC 회로는 전파 정류 회로의 가장 큰 문제점이었던 펄스성의 입력 전류를 전원단에 직렬로 인덕터를 설계하여 해결하였으며 C1으로 지상 전류를 보상하였다. 또한 L2와 C2 필터로 출력 전압의 크기 및 리플을 조절하였다.

2.3 풀 브리지 인버터 및 LC 공진 점화기

MHL를 점등시키기 위해서는 방전관의 형태에 따라 1~4 kV의 고전압이 요구된다. 보통 고전압을 발생시키기 위해서 아크갭, SCR과 같은 반도체 소자를 사용하여 점화기를 제작하였다. 이와 같은 반도체 소자를 사용하게 되면 점등시 요구되는 고전압을 얻을 수는 있지만 반도체 소자의 수명에 의하여 신뢰성이 저하된다. 따라서 본 논문에서는 그림 4의 회로와 같이 FB 인버터를 이용하여 별도의 반도체 스위치의 사용없이 하나의 커패시터와 변압기로 구성된 LC 공진 타입의 점화기를 적용하였다.

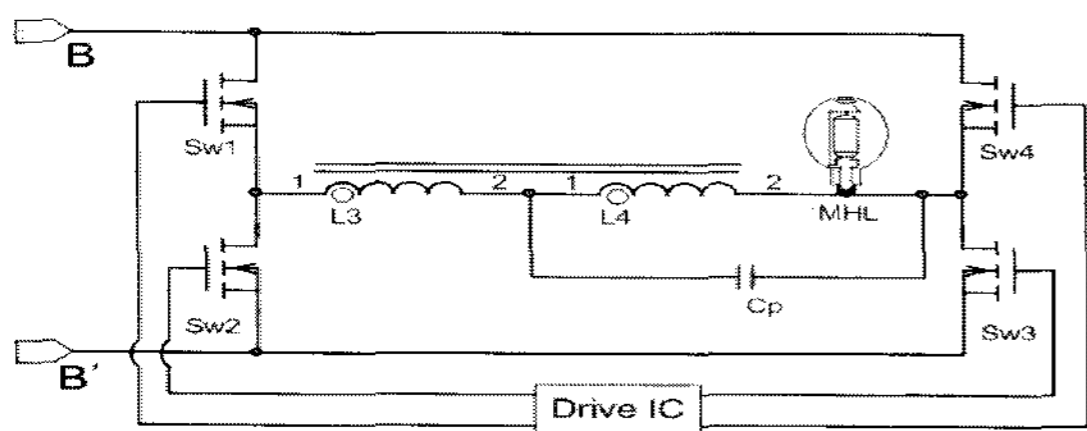


그림 4 풀 브리지 인버터 및 LC 공진 점화기
Fig. 4 FB inverter circuit and LC Resonance ignitor

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 2차측으로 고전압이 유기된다. 발생된 고전압은 램프 양단 전압으로 공급되며 유기된 고전압으로 인해 방전관의 절연이 파괴되면서 램프의 점등이 시작된다. 그림 4의 회로는 그림 5의 회로로 증가할 수 있다.

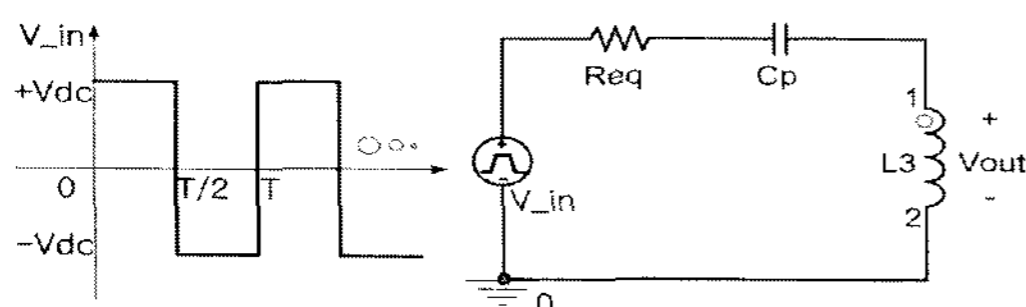


그림 5 점화기의 등가 회로
Fig. 5 Equivalent circuit of ignitor

여기서, V_{in} 은 FB 인버터 출력을 증가한 것이며 R_{eq} 는 스위치의 드레인과 소스 사이의 저항, 커패시터의 유전체 손실 그리고 변압기의 동손과 철손을 집중 상수로 증가화하여 나타낸 것이다. 그림 5 회로에서 V_{in} 에 일정한 기본파 주파수를 가정하면 전달 함수는 식 (1)과 같다.

$$H_{(j\omega)} = \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_3 \cdot C_p}\right) - j \frac{R_{eq}}{\omega L_3}} \quad (1)$$

또한, n차 고조파의 페이저비는 식 (2)와 같다. 이로 인해 구형파가 인가되었을 때 변압기 1차측의 전압을 알 수 있다. 1 차측에 걸리는 전압을 알면 턴수비와 결합 계수를 곱하여 2 차측에 걸리는 전압도 알 수 있으므로 램프로 인가되는 전압을 구할 수 있다.

$$H_{(jn\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{1}{(n \cdot \omega_0)^2 L_3 \cdot C_p}\right)^2 + \left(\frac{R_{eq}}{(n \cdot \omega_0) L_3}\right)^2}} \cdot \angle -\tan^{-1} \frac{\frac{R_{eq}}{(n \cdot \omega_0) L_3}}{1 - \frac{1}{(n \cdot \omega_0)^2 L_3 \cdot C_p}} \quad (2)$$

홀수 고조파의 크기를 x_i , 위상을 θ_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 1차부터 n차 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, n은 변압기 턴수비이고 k는 변압기의 결합 계수, $V_{out}(t)$ 는 변압기 1 차측에 걸리는 전압이다.

2.4 주파수 변조 회로

FB 인버터 Drive IC로 IR사의 IRS2453D를 사용하였다. 그림 6(a)는 고정된 주파수를 발진하는 기본 회로이며 그림 6(b)는 주파수 가변이 가능하도록 수정된 회로이다[18].

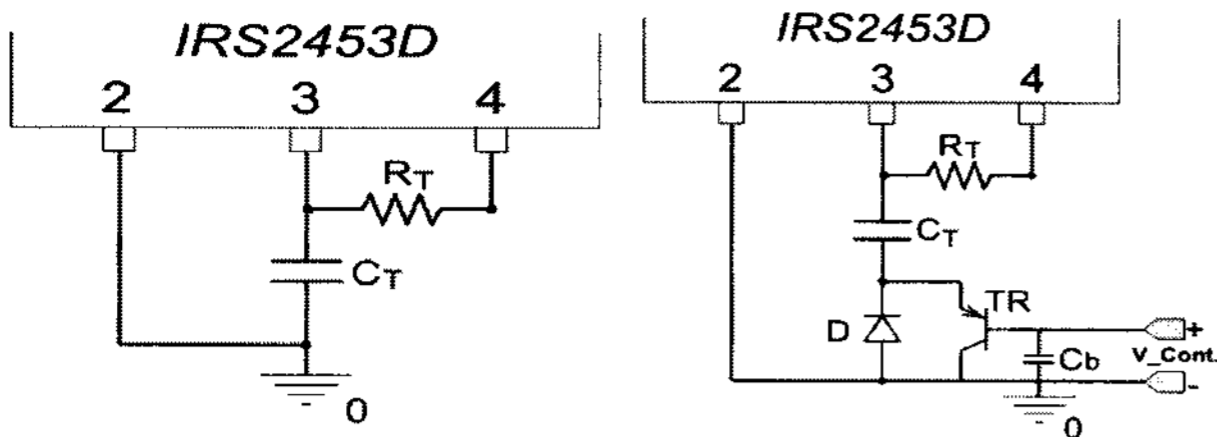


그림 6(a) 기본 발진 회로
Fig. 6(a) Basic Oscillation Circuit

그림 6(b) 수정된 발진 회로
Fig. 6(b) Modified Oscillation Circuit

그림 7은 리플 전압을 검출하여 리플 전압의 최대 또는 최소에 의해 V_{Cont} 전압을 출력하는 회로이다.

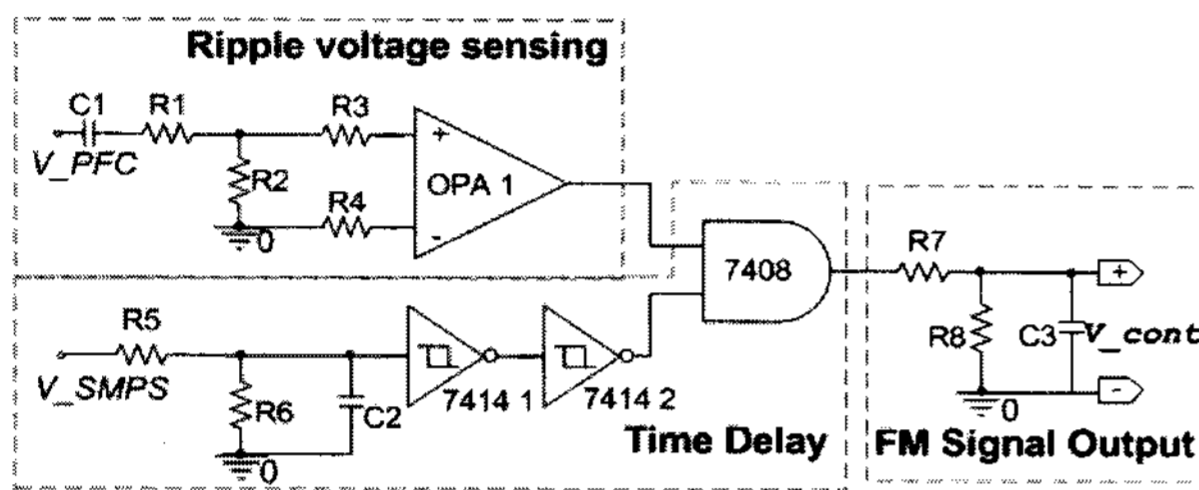


그림 7 제안된 주파수 변조 회로
Fig. 7 Proposed Frequency-Modulation Control Circuit

수동 PFC 출력 전압 중 DC 성분은 C1에 의해 차단되고 리플 성분은 R1과 R2에 의해서 분배된다. R1과 R2에 의해 분배된 전압은 비교기인 OPA1(LM311)의 +단자로 입력되어 0V 이상일 때는 High를, 0V 이하일 때는 Low를 출력한다.

MHL의 점등 후 과도 구간 동안 일정한 주파수로 램프에 전력을 공급하기 위해 R5, R6, C2 그리고 슈미트 트리거 인버터(74HC14)로 구성된 시간 지연 회로를 사용하였다.

AND 게이트의 로직에 의해 한 단자의 입력을 일정 시간 동안 Low를 유지한다면 AND 게이트의 출력은 일정 시간 동안 Low가 출력된다. 주파수 변조 회로의 출력은 식 (5)와 같다.

$$V_{Cont}(t) = 0 \quad : 0 < t \leq 120\text{sec}$$

$$V_{Cont}(t) = \frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{OPA1} \left(1 - e^{-\frac{R_7 + R_8}{R_7 R_8 C_3} t} \right) \quad : t > 120\text{sec}$$

(5)

OPA1의 출력이 High 또는 Low이기 때문에 R7, R8 그리고 C3에 의해서 V_{Cont} 전압의 크기 및 상승/하강 시간을 조절한다. V_{Cont} 전압의 크기에 따라서 주파수 변조 대역이 달라지며 상승 및 하강 시간에 의해 변조 시간이 조절된다.

3. 제안된 안정기의 설계

3.1 음향 공명 대역 계산

본 논문에서는 사용된 1kW MHL는 OSRAM HQI-E

1000/N으며, AR 주파수의 계산은 각 방향의 3차까지 고려하였다. 방전관의 길이는 85mm, 반지름은 8.6mm이며 방전관 내부 음속은 500m/s를 적용하였다. 그림 8은 AR 대역 중 0~30kHz 사이의 계산 결과이다.

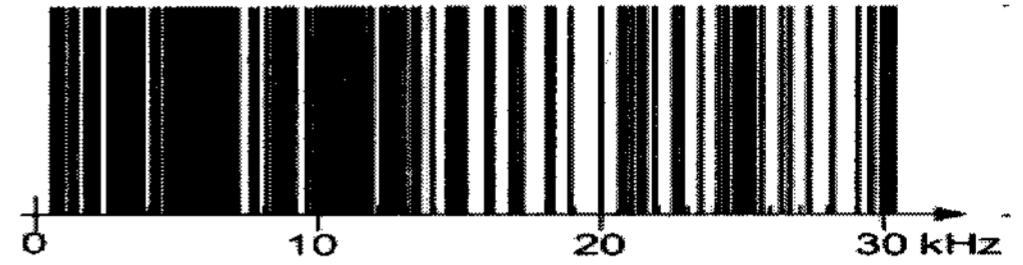


그림 8 1kW MHL의 음향 공명 주파수 대역
Fig. 8 Acoustic Resonance band of 1kW MHL

그림 8로부터 수백 Hz부터 수십 kHz까지 AR 대역이 분포함을 확인할 있다.

3.2 수동 PFC 회로 설계

1kW MHL용 전자식 안정기는 국제 고조파 규정인 EN 61000-3-2에서 Class C에 포함된다. Class C는 기본파에 대한 각 고조파의 비율과 입력의 PF에 의해서 고조파 전류 제한치가 결정되며 수동 PFC 회로를 적용하였을 때 입력 전류의 THD가 이 규정을 만족하도록 설계하였다[19]. 수동 PFC를 구성하는 소자인 L1, L2, C1 그리고 C2는 참고 논문 [16, 17, 19, 20]에 의해서 결정하였으며 결과는 표 4와 같다.

표 4 수동 PFC 회로의 소자값

Table 4 Component Value of Passive PFC Circuit

소자	소자값	소자	소자값
L1	32mH	C1	68uF
L2	18mH	C2	960uF

3.3. 풀 브리지 인버터 및 점화기 설계

LC 공진 타입의 점화기 회로를 구성하는 소자값은 본문 2.3절에 나타낸 식에 의해 결정하였다. 점등시 램프에 인가되는 전압이 1kV가 되도록 L3, Cp를 설계하였다. 계산 결과 L3는 1.3uH, Cp는 1nF 그리고 변압기의 턴수비는 20이다.

3.4. 주파수 변조 범위 및 회로 설계

그림 9는 점등 후 정상 상태에서 안정기의 출력을 증가하여 나타내었다.

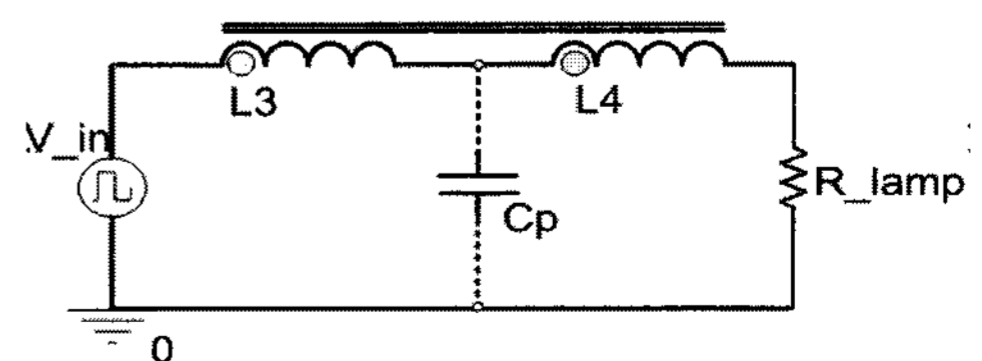


그림 9 정상 상태에서의 등가 회로
Fig. 9 Equivalent Circuit at Steady State

여기서, V_{in} 은 FB 인버터의 출력, R_{lamp} 는 MHL을 등가하여 나타낸 것이다. 그림 9의 C_p 는 정상 상태에서 램프의 임피던스가 수십 Ω 으로 작기 때문에 무시할 수 있다. 정상 상태에서의 전달 함수를 구하면 식 (8)과 같다.

$$\frac{V_{lamp}}{V_{in}} = \frac{R_{lamp}}{j\omega(L_3 + L_4) + R_{lamp}} \quad (6)$$

식 (6)을 f 에 대해서 정리하면 식 (7)과 같다.

$$f_{sw} = \sqrt{\frac{\left(\left(\frac{V_{in}}{V_{lamp}}\right)^2 - 1\right) \times R_{lamp}^2}{4\pi^2(L_3 + L_4)^2}} \quad (7)$$

식 (7)에서 V_{lamp} 는 램프의 관전압이며 Data Sheet 참고 결과 130V이다. R_{lamp} 는 $R_{lamp} = V_{lamp}^2 / P_{lamp}$ 에 의해 알 수 있다. 또한 L_3 와 L_4 를 더한 값은 163uH로 설계하였다. 2.2절의 설계 Spec.에 의하면 수동 PFC 출력의 최대값은 220V이며 최소값은 200V이다. 이 수치를 대입하면 주파수의 변조 범위를 결정할 수 있으며 계산 결과는 식 (7)-1, (7)-2와 같다.

$$f_{sw(max)} = \sqrt{\frac{\left(\left(\frac{220}{130}\right)^2 - 1\right) \times 16.9^2}{4\pi^2(163\mu)^2}} = 22.53kHz \quad (7)-1$$

$$f_{sw(min)} = \sqrt{\frac{\left(\left(\frac{200}{130}\right)^2 - 1\right) \times 16.9^2}{4\pi^2(163\mu)^2}} = 19.29kHz \quad (7)-2$$

계산 결과 주파수 변조 범위는 리플 전압이 최소일 때는 19.3kHz, 최대일 때는 22.5kHz이다. 또한 시간 지연 회로의 시간 설정은 점등 후 정상 상태까지 도달하는데 걸리는 시간을 2분으로 가정하고 그림 7 회로에서 R8과 R9, C2를 결정하였다. R7, R8 그리고 C3의 값은 V_{cont} 전압이 0V~400mV가 출력되도록 설정하였다. 설계된 값은 표 5와 같다.

표 5 주파수 변조 회로 소자값

Table 5 Parameter Value of Frequency Modulation Circuit

소자	소자값	소자	소자값
R1	200k Ω	R8	1.87k Ω
R2	20k Ω	C1	2 μ F
R3, R4	100k Ω	C2	200 μ F
R5	820k Ω	C3	1 μ F
R6	220k Ω	OPA1	LM311
R7	5.1k Ω		

4. 시뮬레이션 및 실험

설계된 전자식 안정기의 성능을 검증하기 위해 3절의 설계 방법에 의해 얻은 소자값을 회로에 적용한 후 실험하였다. 측정에 사용된 오실로스코프는 LeCroy사의 LC574A이다. FB 인버터에 사용된 스위치는 STW26NM60이며 Drive IC는 IRS 2453D를 사용하였다.

4.1 주파수 변조 회로 실험

그림 10은 주파수 변조 회로의 출력을 측정한 파형이다.

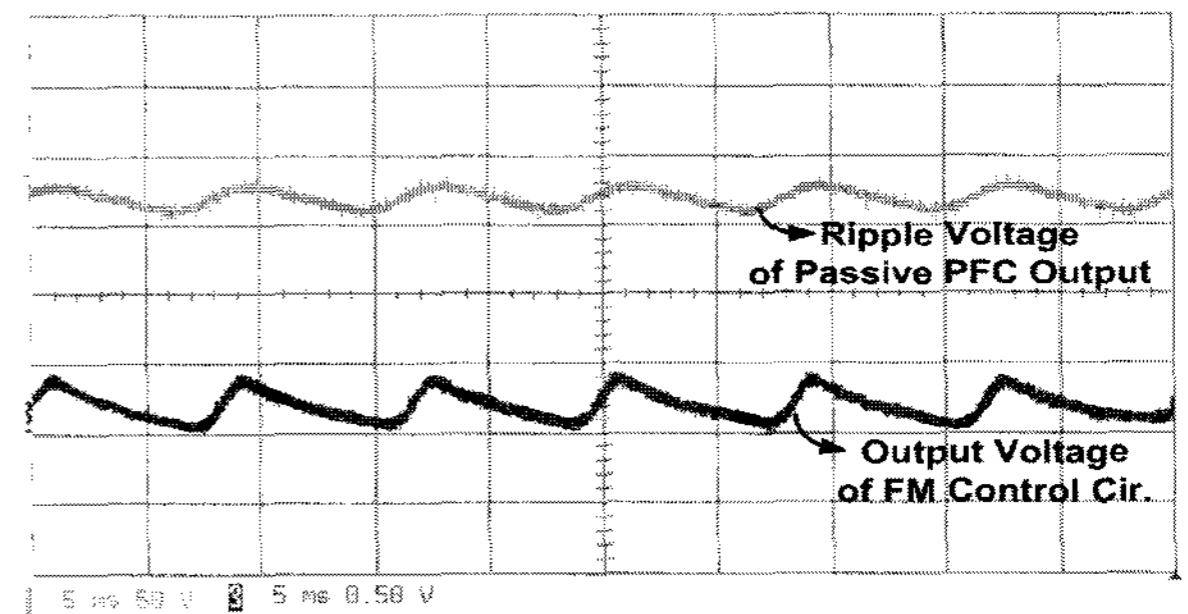


그림 10 수동 PFC 출력 전압의 리플(상), 주파수 변조 회로 출력(하)

Fig. 10 Ripple Voltage of Passive PFC Output(U), FM Circuit Output(D)

그림 10을 통해 확인할 수 있듯이 수동 PFC 출력 전압의 리플에 의해 주파수 변조 회로의 출력이 결정된다.

4.2 주파수 변조 회로에 의한 출력 파형

수동 PFC 출력 전압의 리플에 따른 주파수 변조 범위를 설정한 후 Pspice(Ver.9.2)를 이용하여 시뮬레이션 하였다.

그림 11은 그림 9의 회로를 시뮬레이션한 결과이며 그림 12(a), 그림 12(b)는 실험을 통해 측정한 결과이다.

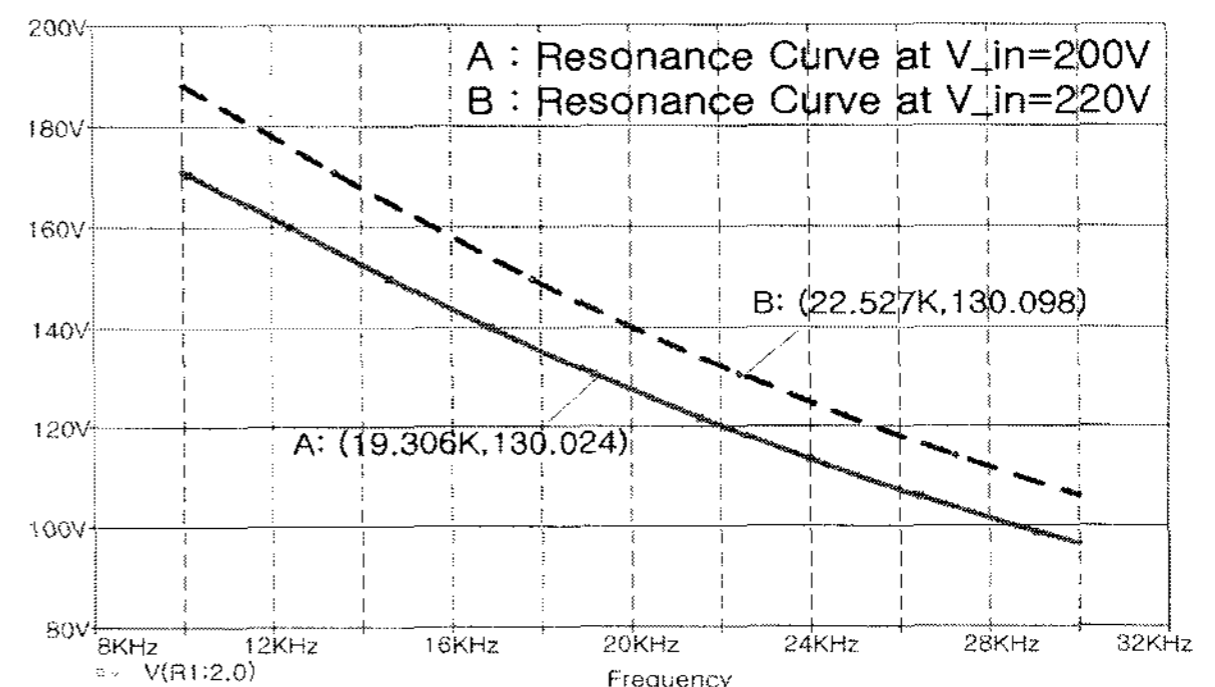


그림 11 리플 전압에 따른 공진 커브

Fig. 11 Resonance Curve according to Ripple Voltage

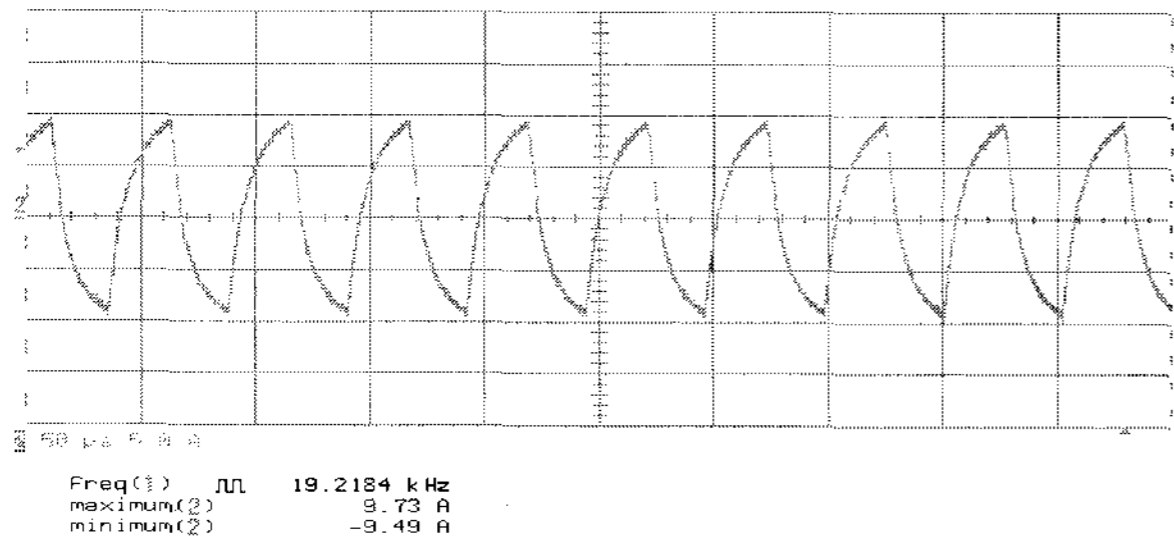


그림 12(a) 리플 전압이 최소일 때의 관전류
Fig. 12(a) Lamp Current at Minimum Ripple Voltage

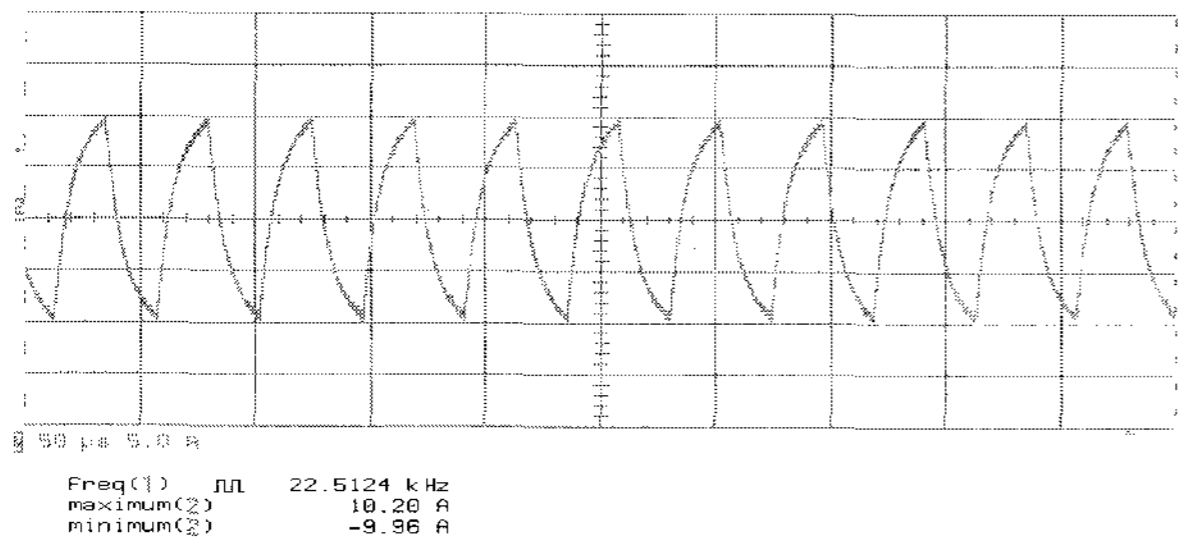


그림 12(b) 리플 전압이 최대일 때의 관전류
Fig. 12(b) Lamp Current at Maximum Ripple Voltage

시뮬레이션 및 실험 결과 식 (7)-1, 7-(2)와 일치함을 확인하였다.

4.3 점등 및 정상 상태에서의 관전압/전류

그림 13(a)과 그림 13(b)는 각각 점등시 램프에 인가되는 이그니션 전압과 전류의 파형이다.

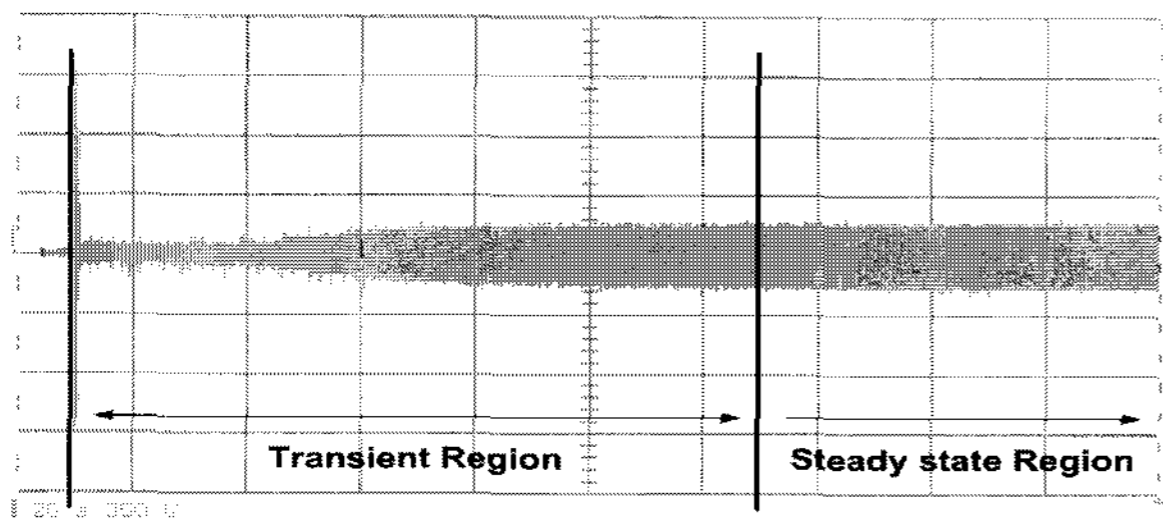


그림 13(a) 점등시 관전압 파형
Fig. 13(a) Lamp Voltage at Ignition

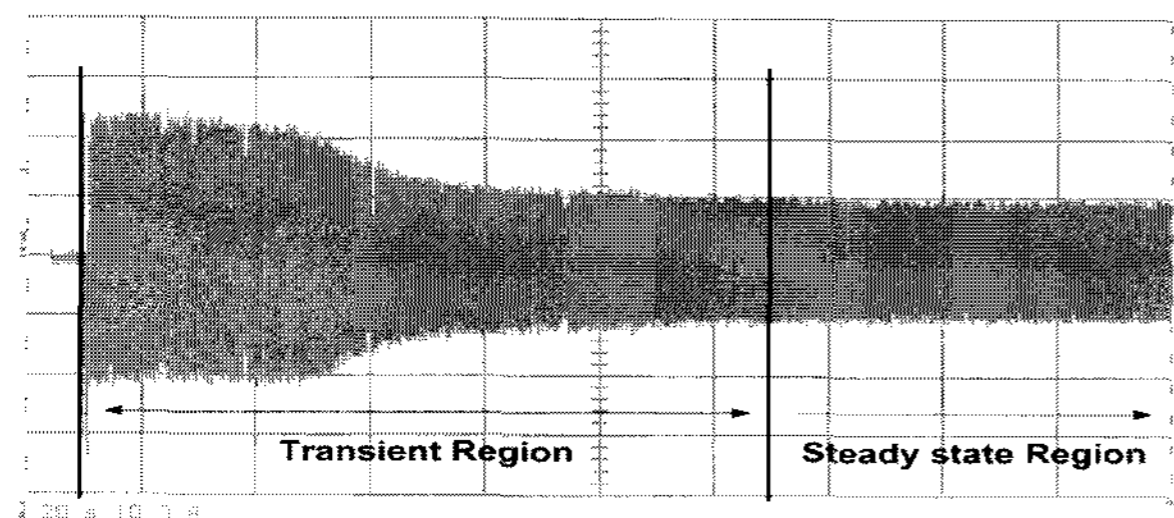


그림 13(b) 점등시 관전류 파형
Fig. 13(b) Lamp Current at Ignition

측정 결과 점등시 1kV의 이그니션 전압이 발생하였으며 약 2분 정도의 과도 구간 후 정상 상태로 접어들었다. AR 현상의 발생 여부를 판단하기 위해서 조도계(제조사 : EXTECH, 모델명:Light Meter 401025)를 사용하여 빛의 떨림 현상을 측정하였다. 그 결과 광속은 103,600lm으로 빛의 떨림없이 일정한 빛을 출력하였다. 그림 14는 램프의 관전압, 관전류 그리고 관전류의 스펙트럼을 측정한 파형이다.

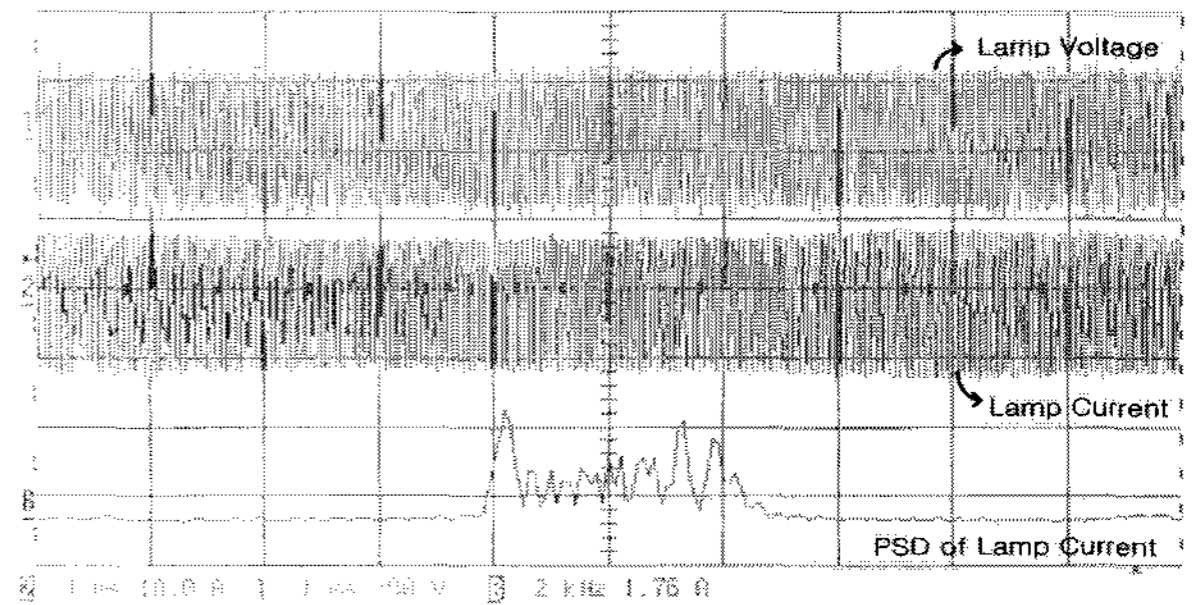


그림 14 제작된 안정기의 관전압(상), 관전류(중), 관전류에 대한 전력 스펙트럼(하)
Fig. 14 Lamp Voltage(U), Lamp Current(M) and Power Spectrum of Lamp Current(D)

4.4 제안된 전자식 안정기의 데이터

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

표 7은 입력 전류의 기본파 및 홀수배의 고조파를 측정한 결과이다.

표 7 측정 데이터
Table 7 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

표 8 전자식 안정기의 입력 전류 고조파
Table 8 Input Current Harmonics of Proposed Electronic Ballast

차수	크기	비율[%]
1th	4.52	100
3th	0.532	11.77
5th	0.337	7.46
7th	0.204	4.51
9th	0.106	2.35
11th	0.071	1.57
13th	-	-

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

5. 결 론

본 논문은 주파수 변조 기법을 도입하여 음향 공명 현상을 제거한 1kW MHL용 전자식 안정기를 설계 및 구현하였다. 단일 주파수 구동시 문제점은 램프의 수명이 경과함에 따라 음향 공명 대역이 변화한다는 것과 동일한 크기의 방전관이라도 램프 제조사마다 아크 튜브 내부에 봉입되는 물질과 압력차에 의한 음향 공명 대역의 차이이다. 이러한 문제를 해결하기 위해 주파수 변조 기법을 도입하였으며 그 결과 음향 공명 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 취약함으로 향후 이를 보완하기 위한 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] H.L. Witting, "Acoustic Resonances in Cylindrical High-Pressure Arc Discharges", J. Appl. Phys., Vol. 49, No.5, pp. 2680-2683, May, 1978
- [2] 이치환, "진폭변조에 의한 메탈할라이드 램프의 음향 공명 감소", 조명·전기설비학회논문지 제 14권 제 5호, pp. 43-49, Sep, 2000
- [3] Wei Yan; Hui, S.Y.R, "Ageing Effects on the Stability performance of Small Wattage Metal-halide (MH) lamps", Applied Power Elec., Conf., APEC'04, Nineteenth Annual IEEE, Vol. 2, pp. 978-983, 2004
- [4] Peng, H.; Ratanapanachote, S.; Enjeti, P.; Laskai, L.; Pitel, I. "Evaluation of acoustic resonance in metal halide (MH) lamps and an approach to detect its occurrence", Industry Appl., Conf., IAS Annual Meeting, IAS'97, Vol. 3, pp. 2276-2283, Oct, 1997
- [5] Hsieh, Y.C.; Moo,C.S.; Chen,H.W.; Soong,M.J. "Detection of Acoustic Resonance in Metal Halide Lamps", Industrial Electronics, Proc., ISIE 2001. IEEE International Symposium on. Vol. 2, pp. 12-16, June, 2001
- [6] Shen, M.; Qian, Z.; Peng, F.Z., "A novel two-stage acoustic resonance free electronic ballast for HID lamps", Industry Appl., Conf. 37th IAS Annual Meeting, Vol. 3, pp.1869-1874, Oct, 2002
- [7] Melis,J.; Vila-Masot,O., "Low frequency square wave electronic ballast for gas discharge lamps", US Patent 5428268, 27 June, 1995.
- [8] Dalla Costa, M.A.; Alonso, J.M.; Lopez, E.; Calleja, A.J.; Ribas,J., "Acoustic Resonance Characterization of Low-Wattage Metal-Halide Lamps Under Low-Frequency Square-Waveform Operation", Industry Appl., Conf., 14th IAS Annual Meeting, Vol. 3, pp. 1575-1580, Oct, 2005
- [9] Gulko, M.; Ben-Yaakov, S., "A MHz Electronic Ballast for Automotive-type HID lamps", Power Elec., Specialists Conf., PESC, 28th Annual IEEE, Vol. 1, pp. 39-45, June, 1997
- [10] Ponce, M.; Lopez, A.; Correa, J.; Arau, J.; Alonso, J.M., "Electronic Ballast for HID lamps with High Frequency Square waveform to avoid Acoustic Resonance", Power Elec., Conf., APEC, 16th Annual IEEE, Vol. 2, pp. 658-663, Mar, 2001
- [11] Chun-An Cheng; Tsorng-Juu Liang; Chia-Ming Chuang; Jiann-Fuh Chen., "A High Power Factor Electronic Ballast for Projector lamps with variable frequency control". Power Elec., Specialists Conf., PESC, IEEE 33rd Annual, Vol. 1, pp. 213-217, June, 2002
- [12] Cheng, C.-A.; Liang, T.-J.; Lin, R.-L.; Chen, J.-F., "Design and Implementation of Frequency-Modulated Electronic Ballast for Metal-halide lamps", Electric Power Appl., IEE Proc., Vol. 153, pp. 702-710, Sep, 2006
- [13] Jianqiang Wang; Dianguo Xu; Hua Yang; "Low-Frequency Sine Wave Modulation of 250W High-Frequency Metal halide lamp ballasts" Power Elec. Conf., APEC'04, 19th Annual IEEE, Vol. 2, pp. 1003-1007, 2004
- [14] Jianqiang Wang; Dianguo Xu; Hua Yang; "Design Consideration of Electronic Ballast for MH lamps with Frequency Modulation", Power Elec. and Drive Sys. PEDS 2003, vol. 2, pp. 1543-1546, Nov, 2003
- [15] 박종연, 장목순, 임병로, "HID 램프를 위한 전자식 안정기의 LCC 공진 인버터의 최적 설계", 대한 전기학회 논문지, 제 56권 제 3호, pp.531-537, 2007
- [16] Lin, W.M; Sebastian,J.; Fernandez,A.; Hernando, M. M.; Villegas,P.J.; "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)", Power Elec., Conf., APEC'02, 17th Annual IEEE, Vol. 2, pp. 10-14. Mar, 2002
- [17] Borage, M.; Tiwari, S.; Kotaiah, S.; "Passive Techniques for Compliance of Single-phase Rectifiers with IEC 1000-3-2 Norms", INCEMIC'03, 8th International Conf., pp.1-8, Dec, 2003
- [18] John Parry, "Variable Frequency Drive Using IR215x Self-Oscillating IC's", International Rectifier, Design Tip 98-1
- [19] 박종연, 이봉진, 김기남, "고출력 MHL 전자식 안정기에 적합한 수동 PFC 설계", 대한 전기학회 38th 하계 학술대회, CD pp. 1996-1997, July, 2007
- [20] Lin, W.M.; Hernando, M.M.; Fernandez, A.; Sebastian, J.; Villegas, P.J.; "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", Power Elec., Specialists Conf., PESC 02, 33rd Annual, Vol. 4, pp. 2050-2055. June, 2002

저 자 소 개



박종연 (朴鐘演)

1951년 2월 23일생. 1973년 고려대 전기 공학과 졸업. 1990년 경북대 대학원 졸업(석사). 1984년 경북대 대학원 졸업(박사). 1977~1984년 울산공대 조교수, 부교수. 1984년~현재 강원대 전기전자 정보통신공학부 교수

Tel : 033-250-6292

Fax : 033-241-3775

E-mail : cypark@kangwon.ac.kr



김기남 (金基南)

1983년 7월 4일생. 2003년~현재 강원대학교 전기전자공학과 학사과정

Tel : 033-250-6292

Fax : 033-241-3775

E-mail : kkn2402@nate.com



이봉진 (李奉振)

1981년 4월 19일생. 2007년 강원대학교 전기전자정보통신공학부 전기전자전공 졸업. 2007년~현재 동 대학원 전기전자공학과 석사과정

Tel : 033-250-6292

Fax : 033-241-3775

E-mail : engineer@kangwon.ac.kr