

論文2003-40SC-3-15

메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 고주파 복합 변조법

(A High Frequency Complex Modulation Method of the Electronic Ballast for Metal Halide Lamps)

吳 德 鎮 * , 金 熙 峻 ** , 曹 圭 珉 ***

(Duk-Jin Oh, Hee-Jun Kim, and Kyu-Min Cho)

요 약

본 논문은 새로운 복합 변조방식에 의해 구동되는 메탈 할라이드 램프용 고주파 전자식 안정기에 관한 것이다. 제안하는 변조방법의 경우, 변조신호가 스위프되는 복합 주파수를 갖기 때문에, 일정한 주파수의 변조신호를 갖는 통상의 변조방법 보다 더욱 효과적으로 공명현상을 회피할 수 있다. 차후 ASIC을 목적으로 제안하는 안정기의 제어기는 마이크로프로세서를 사용하지 않고 EPLD만을 사용하여 설계하였다. 본 논문에서는 제안하는 변조방법의 구체적 알고리즘 및 제안하는 변조방법을 적용한 제어기프로토타입의 150 W 메탈할라이드 램프용 안정기로 수행된 실험결과를 기술하였다.

Abstract

This paper presents an electronic ballast using a novel complex modulation method for the metal halide lamp. The proposed modulation method, which has a modulating signal of swept complex frequency, can eliminate the acoustic resonance more effectively than the conventional modulation method, which has a modulating signal of constant frequency. For the purpose of future application specific integrated circuits (ASIC), the controller of the proposed ballast has been designed only with erasable programmable logic devices (EPLDs), but without a microprocessor. In this paper, detailed proposed modulation schemes are described and experimental results on the proto-type 150W metal halide lamp ballast with the proposed modulation method are discussed.

Keyword : 음향공명, 디지털제어기, 고주파 전자식안정기, 메탈 할라이드 램프, 복합 변조

I. 서 론

* 正會員, LG電線(株) 電力研究所
(Electric Power Research Lab., LG Cable Ltd.)
** 正會員, 漢陽大學校 電子·컴퓨터工學部
(Division of Electrical and Computer Engineering,
Hanyang University)
*** 正會員, 柳韓大學 情報通信科
(Department of Information & Communications,
Yuhan College)
接受日字:2002年9月13日, 수정완료일:2003年4月22日

근래에 들어 많은 응용분야에서 고휘도 방전 (HID, High Intensity Discharge) 램프들이 사용되고 있다. HID 램프 중의 하나인 메탈 할라이드 램프는 뛰어난 연색성과 높은 광효율을 지니고 있다^[1, 2]. 그러나 고주파 구동 시 다른 HID 램프에 비하여 공명현상이 크게 일어나는데, 이는 아크관 내 기체 파동의 고유 주파수 및 이의 고조파성분이 넓은 주파수 대역에 조밀하게 분포되어 공명현상이 일어나지 않는 주파수 대역이 매우 좁기 때문이다^[3, 4]. 따라서 MHz 대역의 매우 높은

주파수에서 램프를 구동하는 경우를 제외하면, 일정한 고주파로 공명현상을 피하여 램프를 구동한다는 것은 매우 어렵다^[5,6]. 그러나 이러한 MHz 대역의 구동은 스위칭 손실과 전자파 방출을 억제할 수 있는 보완책이 요구된다. 한편, 공명현상을 억제하기 위한 유용한 방법의 하나로써 고주파 변조방식을 고려할 수 있다^[7,8]. 그러나 고주파 변조방식을 적용하더라도 변조신호의 형태 및 주파수 그리고 주파수 변조범위 등을 잘 고려해야 한다. 만일 일정 주파수의 변조신호를 사용하는 고주파 변조방법의 경우라면 변조신호의 주파수 선택이 매우 중요하다. 왜냐하면 램프 구동 전류에 포함되어 있는 변조신호의 기본파분 혹은 고조파분이 램프 고유 공명 주파수의 저조파와 일치하게 되는 경우에도 공명현상이 발생할 수 있으며, 여전히 램프 구동 전류의 스펙트럼은 이산적 분포를 갖기 때문이다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 변조신호에 백색잡음을 첨가한 불규칙 스위칭 방법이 적용되기도 한다^[9,10]. 그러나 거의 완전한 백색잡음 발생기를 탑재하여야 하므로 저가의 상업용 안정기로 적용하기에는 무리가 있다.

본 논문은 메탈 할라이드 램프의 고주파 구동의 한 방편으로써 새로운 복합 변조방식을 제안하고 이를 적용한 전자식 안정기에 대한 것이다. 제안하는 고주파 복합 변조방식은 서로 다른 주파수와 파형을 갖는 두 개의 신호로써 변조신호를 구성한다. 기본 변조신호는 역톱니파형을 채택하였으며, 이 기본 변조신호를 삼각파로 일차 변조시켜 스위프(sweep) 변조신호를 구성한다. 이 스위프 변조신호에 저주파수의 삼각파형을 추가함으로써 제안하는 새로운 복합 변조신호를 도출한다. 이러한 결과로, 복합 변조 신호의 스펙트럼이 분산되고, 램프전류의 스펙트럼이 연속적으로 분포되어 공명현상의 발생을 억제할 수 있다.

본 논문에서는 제안하는 복합 변조방식의 구체적인 알고리즘과 이의 전기적 특성 해석 및 이를 구현하는 디지털 제어기에 대하여 기술하였으며, 프로토타입으로 제작된 150 W 메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 실험 결과에 대하여 고찰하였다.

II. 공명현상 발생 억제를 위한 새로운 복합 변조법

1. 변조신호의 기본 파형

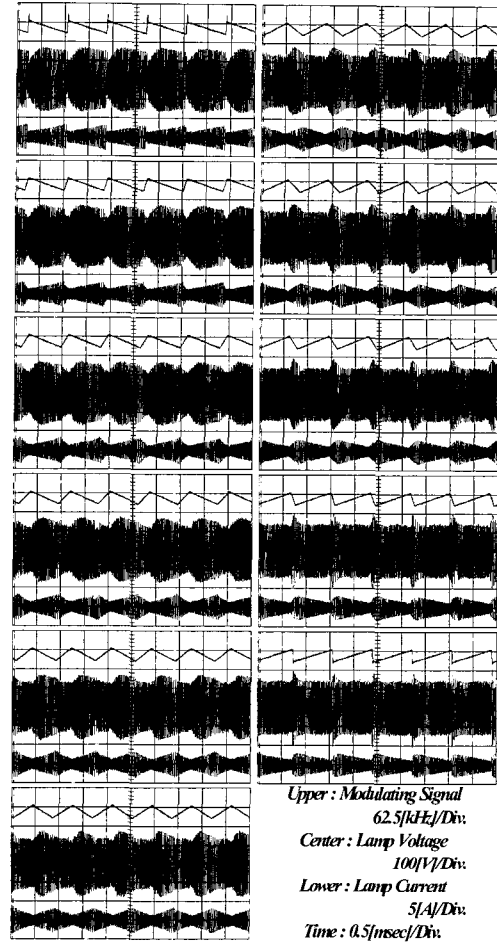


그림 1. 변조신호 개형에 따른 램프 구동 특성.
Fig. 1. Waveforms of the lamp voltage and current according to the wave shapes of the modulating signal.

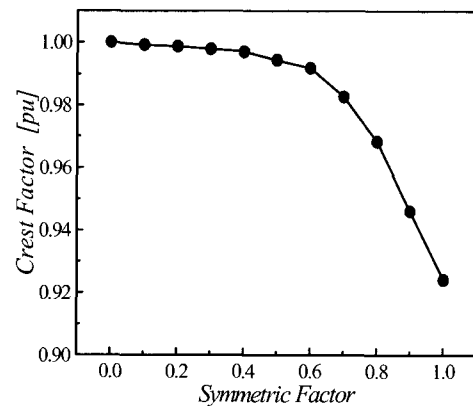
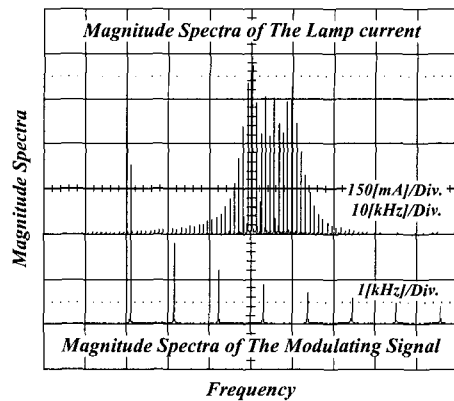


그림 2. 삼각파의 대칭비에 따른 램프전류 파고율.
Fig. 2. Relationship between the symmetric factor of modulating signal and the crest factor of lamp current.

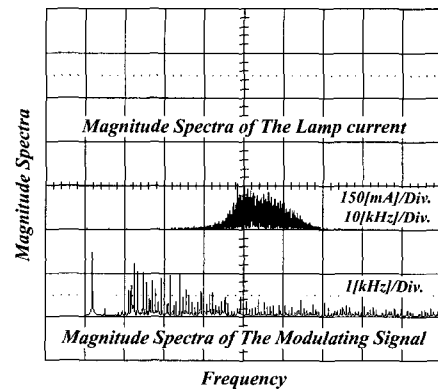
<그림 1>은 램프를 주파수 변조에 의해 구동했을 때, 변조신호 개형에 따른 램프의 전압, 전류 파형의 추이를 보여준다. 각각의 변조신호의 주파수는 1.2 kHz이고, 삼각파형의 대칭비를 0부터 1까지 0.1 단위로 변화를 준 것이다. 이는 변조신호의 개형에 따른 램프 전류의 파고율을 고찰하고자 한 실험의 결과로, <그림 2>에 삼각파 변조신호의 대칭비와 램프 전류의 파고율의 관계를 도시하였다. 이상의 결과로부터 증가하는 톱니파를 주파수 변조신호로 적용하는 경우가 램프 전류의 파고율이 최소이고, 램프의 전압도 가장 안정적인 것을 알 수 있다. 이는 구동 주파수 변화에 따른 램프 전류의 과도 특성의 차이에서 기인된 것으로 해석된다. 따라서 본 연구에서는 램프 전류의 파고율을 억제에 가장 효과적인 증가하는 톱니파형을 변조신호의 기본 파형으로 선정하였다. 그러나 본 논문에서는 안정기 제어 기로써 디지털 제어를 채용하기 때문에 램프 구동신호의 주기를 변조하여 주파수를 간접적으로 변조할 것이므로 본 논문에서 실제로 사용하는 주기 변조신호의 기본 파형은 감소하는 톱니파형으로 적용하였다. 결국 제안하는 변조방식은 주파수 변조방식이 아니라 주기 변조방식이 된다. 그러나 주기 변조 또한 결과적으로는 주파수 변조와 같은 특성을 얻을 수 있다.

2. 복합 변조

일정 주파수의 변조신호를 사용하는 주파수 변조방식은 다음의 두 가지 문제점을 지닌다. 하나는 램프 전류에 포함된 변조신호의 기본파 또는 고조파 성분에 의한 공명현상의 발생 가능성이다. 이 가능성은 소전력 램프보다는 고전력 램프일 때 더 크다. 그 이유는 고전력 램프일수록 방전관의 크기가 커서 압력파동의 고유 주파수가 낮기 때문이다. 사실 변조신호가 저주파인 경우라면 공명현상이 일어날 가능성은 매우 낮다. 그러나 이 경우에는 저주파로 램프를 구동하는 경우와 마찬가지로 램프의 재점화(re-ignition) 현상이 발생함에 따라, 결과적으로 고주파 구동의 이점이 감소하게 된다. 다른 문제점은 <그림 3(a)>에 나타낸 것과 같이 주파수 변조를 행한다 하여도 변조신호의 형태와 주파수가 일정하기 때문에 램프 전류의 스펙트럼이 불연속적으로 분포된다. 그러므로 주파수 변조폭이 넓게 하지 않으면 이 불연속 주파수 성분에 의한 공명현상이 발생할 가능성이 커진다. 결국 주파수 변조폭을 매우 넓게 하여 이들 불연속 주파수 성분들의 크기를 감소시킨다면 공명현상을 회피하는 것은 용이해지나, 반대급부로서 램



(a) 일정 주파수 변조 방식.
(a) The conventional fixed frequency modulation method.



(b) 제안한 복합 변조 방식.
(b) The proposed complex modulation method.

그림 3. 변조신호 및 램프 전류의 스펙트럼.
Fig. 3. Magnitude spectra of the lamp current and the modulating signal.

프 전류의 파고율이 증가하게 된다는 단점이 있다.

따라서 본 논문에서는 공명현상을 억제하기 위한 변조 방법으로써 램프 구동 전류의 스펙트럼을 연속화시켜, 넓지 않은 변조폭에서도 램프 구동 주파수 성분들의 크기를 작게 유지시킬 수 있는 복합 변조방식을 제안한다.

<그림 4>에 제안하는 복합 변조신호를 구성하는 파형들을 나타내었다. 기본 변조신호(a)는 앞 절에서 기술한 바와 같은 감소하는 톱니파형이다. 이 기본 변조신호(a)를 삼각파(b)로써 일차 변조시켜 스위프 변조신호(c)를 구성한다. 이렇게 함으로써 기본 변조신호를 그대로 변조신호로 사용하는 경우에 비하여 그 주파수 스펙트럼이 상당히 분산된다. 따라서 이 스위프 변조신

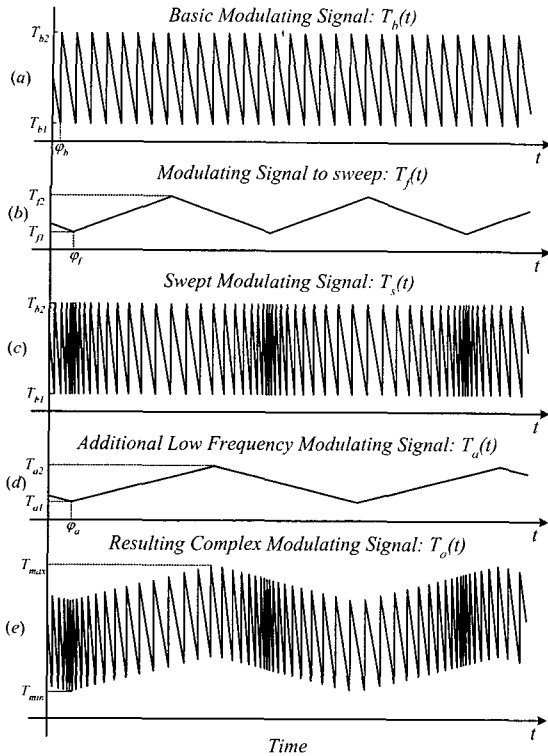


그림 4. 변조신호의 구성.

Fig. 4. Configurations of the modulating signal.

호(c)를 변조신호로 사용할 경우 램프는 이중변조에 의하여 구동된다. 그러나 본 연구에서는 스위프 변조신호(c)에 또다시 저주파수의 삼각파형(d)를 추가함으로써 제안하는 변조신호(e)를 도출하였는데, 이는 스위프 변조신호의 스펙트럼 전체를 다시 한 번 흔들어 줌으로써 램프 전류의 스펙트럼을 확산시키고자 한 것이다. <그림 3(b)>에 나타난 것과 같이 추가된 저주파 변조신호 성분을 제외하면 거의 연속적인 램프 전류의 스펙트럼을 도출할 수 있다. 변조신호의 스위프 주파수, 즉 변조신호의 변조신호(b) 주파수는 낮은 주파수로 설정되나 이는 램프 전류의 스펙트럼에는 나타나지 않기 때문에 재점화 현상을 일으키지 않는다. 그러나 램프의 전력에는 추가된 저주파의 변조신호의 성분이 포함되게 되므로, 이의 크기는 램프 전력의 변화를 인지하지 못하도록 그 주파수를 선택해야 하며 가능한 한 그 크기가 작은 것이 램프전류의 파고율 제한에도 효과적이 된다. 한편, 조광제어 등을 위하여 램프의 전력을 제어하는 경우에는 일차 변조되어 저주파가 혼합된 변조신호에 전력제어를 위한 직류성분(제어입력)이 추가되어 최종적인 변조신호를 구성하게 된다.

3. 전기적 특성 해석

<그림 4(a)>에 나타낸바 있는 제안된 복합 변조신호에서, 기본 변조신호 T_b 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_b(t) = \frac{T_{b2} + T_{b1}}{2} + \frac{T_{b2} - T_{b1}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin(k \cdot 2\pi f_b \cdot t + \phi_b) \quad (1)$$

여기서, f_b 는 기본 변조신호의 주파수이다. 기본 변조신호 T_b 는 <그림 4(b)>의 삼각파와 T_f 에 의해 변조된다. 이 삼각파와 T_f 는 식 (2)로 나타낼 수 있다.

$$T_f(t) = \frac{T_{f2} + T_{f1}}{2} - \frac{4(T_{f2} - T_{f1})}{\pi^2} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{(2l-1)^2} \sin\{(2l-1) \cdot 2\pi f_f \cdot t + \phi_f\} \quad (2)$$

여기서 f_f 는 기본 변조신호 T_b 의 변조 주파수, 즉 스위프 주파수이다. 따라서 <그림 4(c)>에 나타난 스위프 변조신호 T_s 는 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$T_s(t) = \frac{T_{b2} + T_{b1}}{2} + \frac{T_{b2} - T_{b1}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k} \sin\left(\frac{k \cdot t}{T_f(t)} + \phi_b\right) \quad (3)$$

<그림 4(d)>에 나타난 스펙트럼을 확산시키기 위한 저주파수의 삼각파와 T_a 는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$T_a(t) = \frac{T_{a2} + T_{a1}}{2} - \frac{4(T_{a2} - T_{a1})}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{(2m-1)^2} \sin\{(2m-1) \cdot 2\pi f_a t + \phi_a\} \quad (4)$$

스위프 변조신호 T_s 에 식 (4)에 나타난 저주파 변조신호 T_a 가 혼합되므로, 전력제어를 위한 제어신호 $u(t)$ 를 포함한 최종 변조신호 T_o 는 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$T_o(t) = T_s(t) + T_a(t) + u(t) \quad (5)$$

따라서 식 (5)에 의하여 변조되는 램프 구동신호의 최대 주기 T_{\max} 와 최소 주기 T_{\min} 은 각각 식 (6) 및 식 (7)로 나타낼 수 있다.

$$T_{\max} = T_{a2} + T_{b2} + u(t) \quad (6)$$

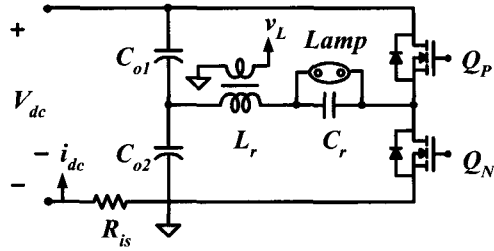


그림 5. 램프 구동용 인버터회로.
Fig. 5. A ballast inverter Circuit.

$$T_{\min} = T_{a1} + T_{b1} + u(t) \quad (7)$$

한편, <그림 5>에 나타난 램프 구동용 인버터의 출력전압은 식 (8)과 같이 주어진다.

$$v(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin \left\{ \frac{2 \cdot (2n-1)\pi}{T} t \right\} \quad (8)$$

여기서, V_{dc} 는 직류 링크전압의 크기를, T 는 인버터의 스위칭 주기를 나타낸다. 출력전압 v 의 고조파성분은 공진회로에 의해 필터링 되어 램프 전류에는 거의 나타나지 않으므로, 기본파 성분만 고려할 경우 램프전류 기본파성분의 실효값 I_{rms} 는 식 (9)로 주어진다.

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\pi} \frac{T^2}{\sqrt{(R_{eq}T^2 - 4\pi^2 R_{eq}L_rC_r)^2 + 4\pi^2 L_r^2 T^2}} \quad (9)$$

여기서, R_{eq} 는 점등된 램프의 등가 저항이다.

제한한 변조방법에 의하면 램프 구동 스위칭 주기는 T_{\min} 에서 T_{\max} 까지 균일한 밀도로 변조되므로 변조시 램프 실효 전류의 평균치 I_{avgms} 는 식 (11)과 같이 구할 수 있다.

$$I_{avgms} = \frac{1}{T_{\max} - T_{\min}} \int_{T_{\min}}^{T_{\max}} I_{rms}(T) dT \quad (10)$$

$$\approx \frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\pi \sqrt{R_{eq}^2 (1 - L_r C_r K^2)^2 + L_r^2 K^2}} \quad (11)$$

여기서, K 는 식 (12)로 주어지며 변조되는 주기 범위 내에서 식 (9)가 주기 T 에 대하여 선형이라 근사하여 도출된 근사식 (11)을 적용하기로 한다.

$$K = \frac{2\pi}{T_{\max} - T_{\min}} \log \frac{T_{\max}}{T_{\min}} \quad (12)$$

한편, 제안한 변조방법에서의 램프전류의 최대값 I_{pmax} 는 식 (13)과 같다.

$$I_{pmax} = \frac{2V_{dc} T_{\max}^2}{\pi \sqrt{(R_{eq} T_{\max}^2 - 4\pi^2 R_{eq} L_r C_r)^2 + 4\pi^2 L_r^2 T_{\max}^2}} \quad (13)$$

그러므로 제안한 변조방법에 의한 램프전류의 파고율 C.F.는 식 (14) 및 식 (15)로 주어진다.

$$C.F. = \frac{I_{pmax}}{I_{avgms}} \quad (14)$$

$$= \sqrt{2} T_{\max}^2 \sqrt{\frac{R_{eq} (1 - L_r C_r K^2)^2 + L_r^2 K^2}{R_{eq} (T_{\max}^2 - 4\pi^2 L_r C_r)^2 + 4\pi^2 L_r^2 T_{\max}^2}} \quad (15)$$

4. 디지털 제어기 구성

<그림 6>에 변조신호 발생기의 블록도를 나타내었다. 이는 기본적으로 스위프 톱니파 발생기와 가변의 크기와 고정된 주파수를 갖는 삼각파 발생기로 구성된다. 물론, 이들 기능을 위한 제어신호 및 신호처리를 위하여 다소의 산술연산이 소요된다. 타이머와 순차 논리 회로로 구성된 동작모드 선택기는 소프트 스타팅 모드, 고정주기 동작 모드 또는 복합 변조 모드 중의 하나의 동작모드를 선택한다. <그림 7>은 램프점등 시부터 정상상태에 이르기까지의 변조 신호의 추이를 나타내고

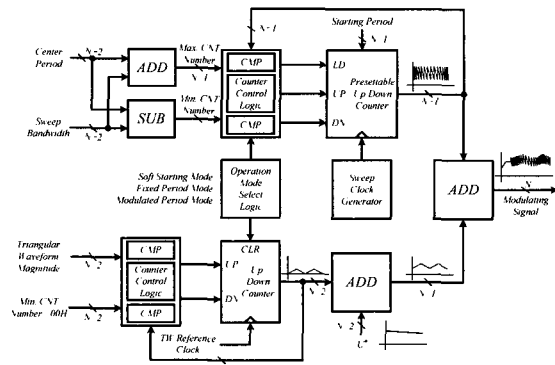


그림 6. 제안한 변조신호 발생기 블록도.
Fig. 6. Block diagrams of the proposed modulating signal generator.

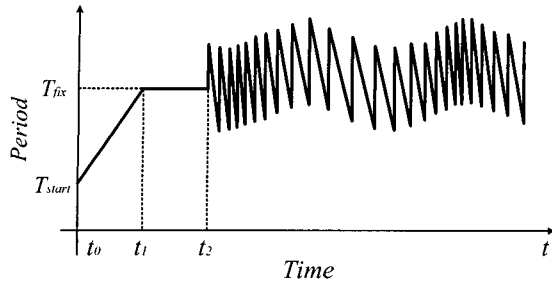


그림 7. 제안한 변조 신호의 개요.
Fig. 7. Configuration of the proposed modulating signal.

있다. 램프는 시간 t_0 에 기동 주기 T_{start} 로 구동이 개시되고, 구동주기는 시간 t_1 까지 고정주기 T_{fix} 로 증가된다. 여기서, 소프트 스타팅을 위한 변조신호는 다음 순서에 의해 만들어진다. 먼저, 시간 $t=t_0$ 에 기 설정된 초기 기동주기를 업/다운 카운터에 인가한다. 이 때, 스위프 클럭 발생기는 소프트 기동기간 $[t_0 \sim t_1]$ 동안에는 일정 주파수의 클럭을 발생시키도록 제어되며 카운터는 업카운터로 동작시킨다. 만일 램프가 정상적으로 기동이 되면, 안정기는 램프 초기 과도상태를 거쳐 안정될 동안 고정주기 T_{fix} 로 램프를 구동한다. 이 모드 동안 스위프 클럭 발생기는 어떠한 클럭도 발생하지 않는다. 다음, 시간 $t=t_2$ 이후 램프는 조광제어를 위한 전력제어 알고리즘을 포함하는 주기 변조모드로 동작한다. 이 때, 카운터는 비교기로 구성된 제어기에 의해 제어되고, 스위프 클럭을 이용하여 스위프 변조신호를 발생한다. 스위프 클럭 발생기는 그 자체가 변조신호 발생기가 포함된 일종의 변조기이다. 한편, 삼각파 발생기는 소프트 스타팅 그리고 고정 주기 동작모드에서는 동작하지 않는다.

III. 실험결과 및 고찰

제안한 복합 변조방식을 적용하여 제작된 프로토타입의 150 W 메탈할라이드 램프용 전자식 안정기의 실험 결과를 살펴보기로 한다. 고입력 역률과 일정 직류링크 전압을 위하여 <그림 8>에 나타난 것과 같이 전원 입력단에 부스트 타입의 능동 역률개선 회로 적용하였다. 능동 역률개선 회로는 전용 IC인 MC34262를 사용하여 안정기용 인버터와는 독립적으로 제어하였다. 또한 컨버터 입력전류 및 전원 노이즈 제거를 위하여

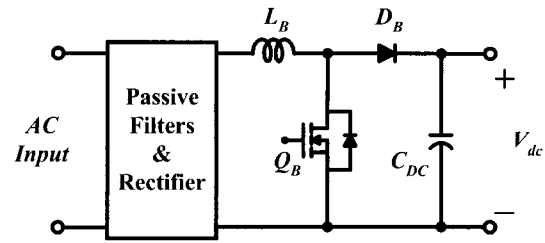


그림 8. AC/DC 컨버터부 주회로 구성.
Fig. 8. The configuration of the ac to dc power stage.

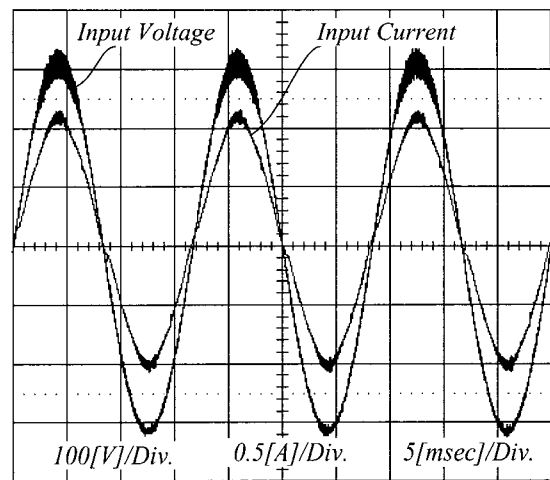


그림 9. 컨버터 입력 전압, 전류 파형.
Fig. 9. waveforms of the ac input voltage and current.

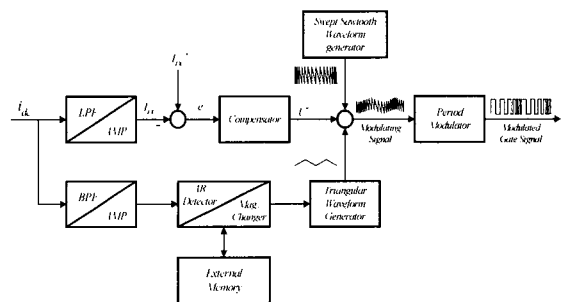


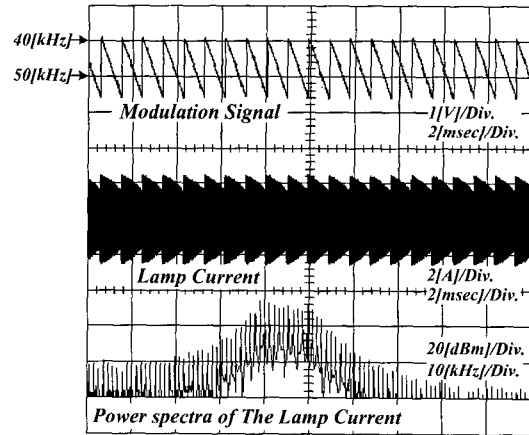
그림 10. 제안한 복합 변조 방법 디지털 제어기의 전체 블록도.
Fig. 10. Overall control block diagrams of the proposed complex modulation method.

수동 필터를 부가하였다. 그 결과 안정기는 <그림 9>에 나타난 것과 같이 교류 입력단 역률을 거의 1로 유지시킴과 동시에 직류링크 전압을 일정하게 제어할 수 있었다.

표 1. 실험 적용 주요 정수.

Table 1. Parameters used in the experimental setup.

V_{ac}	220[V]	$1/T_{start}$	90[kHz]
L_B	510[μH]	$1/T_{fix}$	45[kHz]
C_{DC}	100[μF]	f_a	120[Hz]
C_{o1}, C_{o2}	220[μF]	f_f	162[Hz]
V_k	380[V]	B/W of f_s	1-3[Hz]
L_r	400[μH]	t_1	6[msec]
C_r	30[nF]	t_2	10[sec]
Q_B	IRFP450	t_{rel}	50[sec]
Q_P, Q_N	IRF840	N	8[bit]
Lamps	HQL-TS150W	N_{fmax}	16
	HIT-DE150dw	N_{armax}	16



(a) 일정 주파수 변조 방식.
(a) The conventional fixed frequency modulation method.

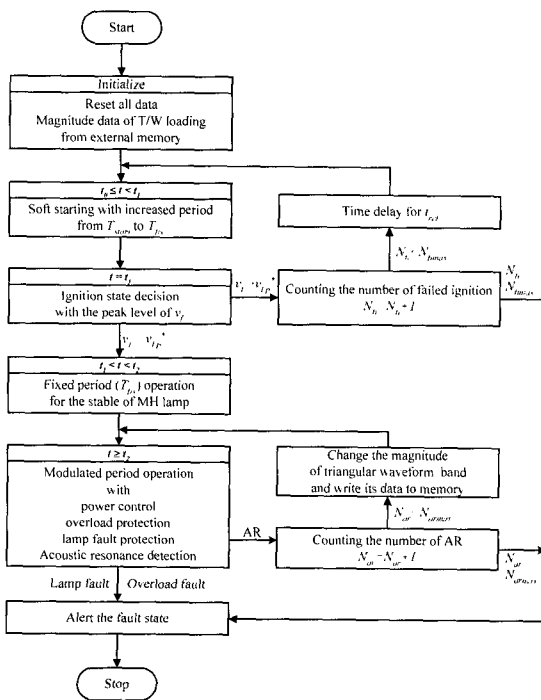
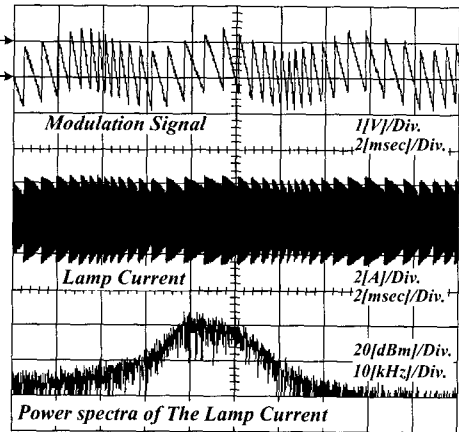


그림 11. 안정기 제어기 플로우차트.
Fig. 11. Flowchart of the ballast control scheme.

<그림 10>은 안정기용 인버터의 전체 제어 블록도를 나타내는 것으로 제안한 복합 변조, 전력제어 기능과 더불어 실시간 공명현상 검출 및 회피 알고리즘을 수행하도록 제어기를 구성하였으며, 필터와 증폭기를 제외한 모든 제어기는 EPLD로 구현하였다. 한편, 본 연구에서 적용한 디지털 제어기는 필자들이 참고문헌 [13]에 제안한 디지털 제어기에 본 연구에서 제안한 복



(b) 제안한 복합 변조 방식.
(b) The proposed complex modulation method.

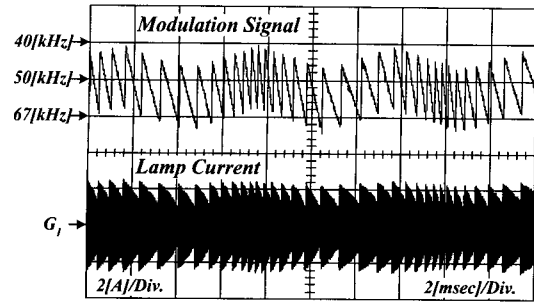
그림 12. 변조신호와 램프전류 파형 및 램프전류 전력 스펙트럼.

Fig. 12. Waveforms of the modulating signal, lamp current and power spectra of the lamp current.

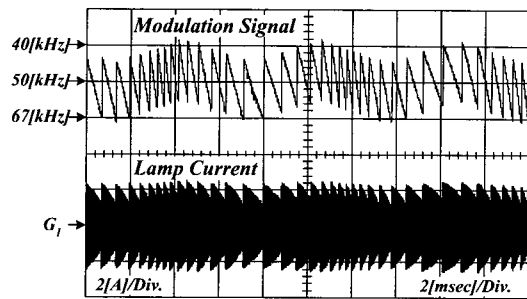
합 변조 알고리즘을 탑재시킨 것으로, 실시간 공명현상 검출기 및 공명현상 회피 알고리즘에 대하여는 참고문헌 [13]을 참고하기를 바라며, 본 논문에서는 이와 관련된 기술은 생략하기로 한다.

<표 1>과 <그림 11>에 각각 주요 시스템 정수와 전체 시스템의 제어 순서도를 나타내었다.

<그림 12(a)>는 일정 주파수의 변조신호를 갖는 일반적인 고주파 변조방법에 의한 변조신호, 램프전류 그리고 램프전류의 전력 스펙트럼을 나타낸다. 여기서 변



(a) 110W 출력 시
(a) A case of 110W outputs.



(b) 130 W 출력 시
(b) A case of 130 W outputs.

그림 13. 전력 제어시의 변조신호 및 램프전류 파형 (계속).
Fig. 13. Waveforms of the modulating signal and the lamp current on the power control (Continued).

조신호 주파수 크기의 이격을 갖는 이산 주파수 스펙트럼을 볼 수 있다. 이는 변조신호가 일정 주파수일 경우 피할 수 없는 현상이다. 특히 변조신호와 변조된 구동신호가 동기가 되면 이 현상이 크게 나타나며 변조신호와 변조된 램프 구동신호가 동기를 이룰 때 램프 전류의 스펙트럼은 부동의 완전한 이산 분포가 된다. 이 경우에는 공명현상 발생을 회피하기가 매우 어렵다.

<그림 12(b)>는 제안한 복합 변조방법에 의해 동작하는 안정기의 변조신호, 램프전류 그리고 램프전류의 전력 스펙트럼을 나타낸다. 여기서 램프전류의 전력 스펙트럼이 거의 연속임을 알 수 있다. 따라서 제안한 복합 변조방법이 일반적인 주파수 변조방법보다 공명현상을 제거하는데 더욱 효과적임을 나타내 준다.

<그림 13>에 램프 전력을 제어하였을 때의 실험결과를 나타내었다. 여기서, 램프의 전력에 따라 변조신호의 직류레벨이 서로 다른 것을 볼 수 있는데, 이는 전력제어의 제어입력이 최종의 변조신호에 가감되기 때문

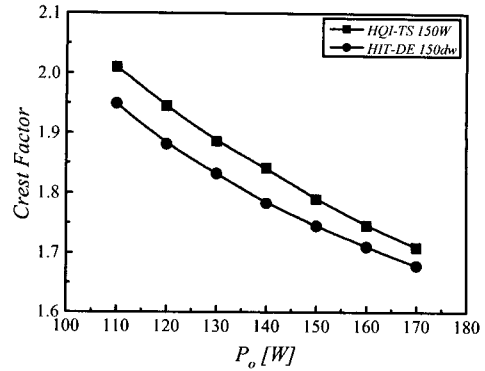
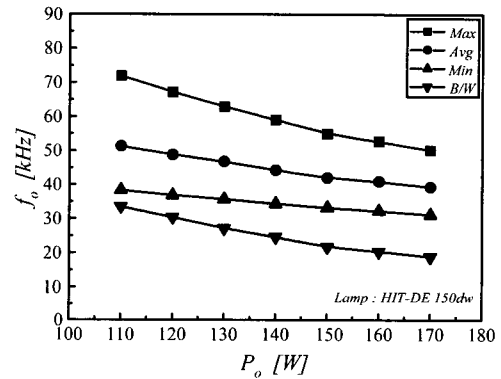
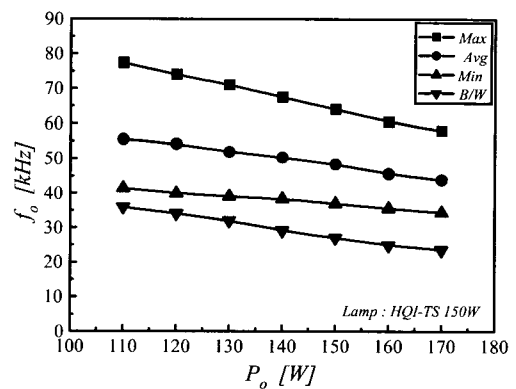


그림 14. 출력전력과 램프전류 파고율과의 관계.
Fig. 14. Relationship between the output power and the crest factor of the lamp current.

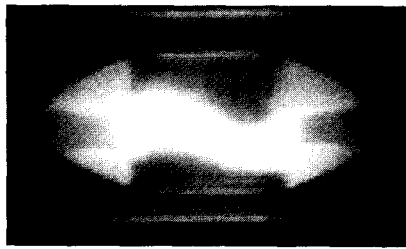


(a) HQI-TS150W의 경우
(a) A case of HQI-TS150W.

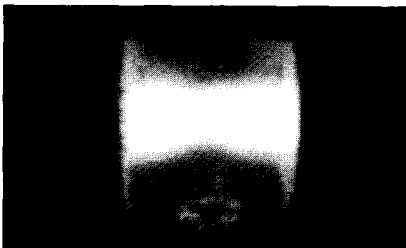


(b) HIT-DE150dw의 경우
(b) A case of HIT-DE150dw

그림 15. 출력 전력과 동작 주파수와의 관계.
Fig. 15. Relationship between the operation frequency and the output power.



(a) 불안정 HIT-DE 150dw
(a) Instable HIT-DE 150dw



(b) 안정 HIT-DE 150dw
(b) Stable HIT-DE 150dw



(c) 안정 HQI-TS 150W
(c) Stable HQI-TS 150W

그림 16. 발광 아크 사진.
Fig. 16. Images of the lighting arc tube.

이다. 넓은 전력범위에서 안정적으로 구동됨을 확인하였다.

<그림 14>에 전력에 따른 램프전류의 파고율 측정치를 나타내었다. 여기서, 램프의 전력이 클수록 파고율이 비선형적으로 작아지는 것을 알 수 있는데, 이는 <그림 15>에 나타난 것과 같이 동작 주파수에 대한 램프 전력의 관계가 선형적이지 않다는 것과, 저전력일 경우가 동작 주파수의 대역폭이 넓다는 두 가지의 이유에서이다. 만약 기본 변조신호의 크기를 램프의 전력에 따라 자동적으로 조절한다면 이런 현상을 개선할 수 있을 것으로 판단된다.

끝으로, 발광 아크관의 사진을 <그림 16>에 나타내었다. <그림 16(a)>는 일정 주파수 동작의 불안정한

아크를, <그림 16(b), (c)>는 복합 변조 동작의 아크를 나타낸다. 제안한 복합 변조방법을 적용하는 경우 제조사가 다른 램프에 대하여도 매우 안정된 아크가 유지됨을 볼 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 새로운 복합 변조방식 메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기를 제안하였다.

1. 제안한 복합 변조방식은 램프전류의 스펙트럼을 연속적으로 유지시킴으로써 낮은 램프전류 파고율을 유지하면서도 효과적으로 공명현상의 발생을 제거할 수 있었다.
2. ASIC을 이용한 저가 양산을 위하여 제안한 제어기는 마이크로프로세서를 이용하지 않고 단지 EPLDs를 사용하여 구현하였다.
3. 소프트 스타팅, 무부하 보호, 조광제어를 위한 전력 제어, 과부하 보호, 실시간 공명현상 검출 및 회피 알고리즘 등의 제반 알고리즘을 적용함으로써 상용 안정기로서의 가능성을 제시하였다.

추후 연구과제로는 램프 전력이 가감되는 경우에 있어서도 일정한 램프전류 파고율을 유지할 수 있는 알고리즘을 개발하는 것 및 디지털 PFC 제어기 기능을 추가하는 것 등이다.

참고 문헌

- [1] Chr. Meyer, H. Nienhuis "Discharge lamps", Philips Technical Library Kluwer Technische Boeken B.V. Deventer, pp. 215~248, 1988.
- [2] W. M. Keefe, "Recent progress in metal halide discharge-lamp research", IEE Proceedings, Vol. 127, Pt. A, No. 3, pp. 181~189, April 1980.
- [3] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, I. Pitel, "Evaluation of acoustic resonance in metal halide(MH) lamps and an approach to detect its occurrence", Industry Applications Conference Record, Vol. 3, pp. 2276~2283, 1997.
- [4] Wei Yan, Ho, Y.K.E., Hui, S.Y.R., "Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage HID lamps", Industry Applications Conference Record, Vol. 5,

- pp. 3399~3406, 2000.
- [5] M. Gulko, S. Ben-Yaakov, "A MHz electronic ballast for automotive type HID lamps", Power Electronics Specialists Conference Record, Vol. 1, pp. 39~45, 1997.
- [6] Masato H. Ohsato, Qing Mao, Hideki Ohguchi, Toshihisa Shimizu, Gunji Kimura, and Hiroyuki Takagi, "Megahertz operation of voltage fed inverter for HID lamps using distributed constant line", IEEE Transactions on IA, Vol. 34, No. 4, pp. 747~751, 1998.
- [7] Laszlo Laskai, Prasad Enjeti and Ira J. Pitel, "A unity power factor electronic ballast for metal halide lamps", Proceedings of IEEE APEC, pp. 31~37, 1994.
- [8] P. Van Tichelen, D. Weyen, G. Meynen, "Test results from high intensity discharge lamps with current supplied at 50 Hz, 400 Hz and modulated between 15 and 35 kHz", Industry Applications Conference Record, Vol. 4, pp. 2225~1996.
- [9] L. Laskai, P.N. Enjeti, I.J. Pitel, "White-noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballasts", IEEE Transactions on IA, Vol. 34 Issue 3, pp. 597~605, 1998.
- [10] T. G. Habertler and D.M. Divan, "Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier", IEEE Transactions on PE, Vol. 6, No. 3, pp. 356~363, 1991.
- [11] Bor-Ren Lin, Yuen-Chou Hsieh, "Dimming control of metal halide lamp with high power factor", Proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 590~595, 1999.
- [12] J. Zhou, L. Ma, Z. Qian, "A novel method for testing acoustic resonance of HID lamps", Applied Power Electronics Conference and Exposition Record, Vol. 1, pp. 480~485, 1999.
- [13] 오덕진, 김희준, 조규민, "메탈 할라이드 램프용 고주파 변조방식 전자식 안정기의 디지털 제어기 개발", 대한전자공학회 논문지, 제 39권 SC편 제 3호, pp. 228~238, 2002

저 자 소 개



吳德鎮(正會員)

1997년 : 한양대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1999년 : 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 : 동 대학원 전기공학과 졸업(박사), 2003년~현재 : LG전선 전력연구소 선임연구원.



曹圭珉(正會員)

1985년 : 인하대학교 공대 전기공학과 졸업(학사). 1991년 : 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 : 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~현재 : 유한대학 정보통신과 조교수.



金熙峻(正會員)

1976년 : 한양대 공대 전자공학과 졸업(학사). 1978년 : 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 3월 : 일본 큐슈대 대학원 전자공학과(공학박사). 1987년~현재 : 한양대학교 전자·컴퓨터공학부 교수.

1991년~1992년 : 미국 버지니아공대 방문교수. 1987년~현재 : (주)동아일렉콤 기술고문.