

## 250W MHL용 Buck Type 전자식 안정기 및 Dimming 시스템 개발

朴鍾演\*, 朴榮吉, 鄭東烈, 金漢洙

### The Development of Buck Type Electronic Ballast for 250W MHL and Dimming System

Chong-Yeon Park, Young-Gil Park, Dong-Youl Jung, and Han-Su Kim

#### 요 약

본 논문은 250w 메탈 할라이드 램프용 전자식 안정기의 개발에 관한 연구로써 안정기의 입력 역율은 PFC IC를 이용하여 개선하였고, 벡 Type의 DC-DC 컨버터를 회로에 삽입하여 인버터회로에서 램프의 정격전압만을 공급할 수 있도록 함으로써 인버터 스위칭소자의 스트레스를 줄이게 되었다. 인버터의 형태는 풀 브릿지로 하였고 램프 점등을 구형 저주파에 고주파 성분을 첨가하는 방식으로 음향공명현상을 제거하였다. 또한 LC 회로를 이용한 간단한 점화기 회로를 개발하였다. 벡 컨버터의 출력 전압을 조절하여 램프의 전압이 가변되는 원리를 이용하여 조광 제어를 할 수 있으며 계절별 및 시간대별로 점등시간과 조도조절이 가능토록 하였다. 벡 컨버터 출력 전압의 조절과 무부하 보호 및 과전류 보호 기능은 마이크로프로세서의 프로그램을 개발하여 수행하였다.

#### ABSTRACT

This paper studies the electronic ballast development for 250W MH lamps. We have improved the input power factor using a PFC IC. To provide the rating voltage required in the lamps, we have used the buck type dc-dc converter. By this method, the stress of switching devices in inverter can be reduced.

The inverter is the Full-Bridge type. To eliminate the acoustic resonance phenomena of MH lamps, we have added the high frequency sinewave voltage to the low frequency square-wave voltage to the lamp. We have developed the ignitor circuit using the L, C devices. We could control dimming of the lamp by varying the output voltage of the buck converter. The time of illuminating lamps and luminous intensity could be adjusted by season and time band. The buck converter output voltage can be controlled and the no load and over current situation were protected by the development of the microprocessor program.

**Key Words** : Metal Halide Lamp, Electronic Ballast, Buck Type DC-DC Converter, Acoustic Resonance, Switching Loss

#### 1. 서 론

\*강원대 전기공학과 교수

E-mail : cypark@cc.kangwon.ac.kr

접수일자 : 2001.10.16

1차심사요청일 : 2001.10.22 2차심사요청일 : 2001.11.29

심사완료일 : 2001.12.28

MH(Metal Halide)램프는 최근에 고효율과 훌륭한 연색성 때문에 특별한 관심의 대상이 되고 있다. 이 램프는 다양한 장소에서 사용되므로 MH 램프용 안정기에 관한 연구도 활발히 진행 중에 있다<sup>1)</sup>.

MH 램프는 초기 점화 특성이 특이하고, 부성 저항 특성을 가지고 있기 때문에 이 특성을 조절할 수 있는 안정기가 반드시 필요하다. 기존의 안정기는 대부분이 인덕터와 콘덴서를 사용한 수동소자 회로이며 상용전원 60Hz에서는 그 부피가 커짐은 물론 중량이 무거워 설치에 제약조건이 많고 효율이 나쁘기 때문에 전자식 안정기를 사용하여 단점을 보완할 필요가 있다<sup>2)</sup>.

그러나 현재 개발중인 전자식 안정기의 경우, 인버터의 구동주파수가 크기 때문에 스위칭소자의 손실이 커지게 되고, 전원 전압의 피크값이나 또는 PFC (Power factor Correction) IC회로에 의해 부스트된 전압이 인버터회로에 직접 전달되므로 램프에서 필요로 하는 값 이상의 전압이 공급되어 인버터 스위칭소자가 스트레스를 크게 받는다<sup>3)</sup>. 따라서 본 논문에서는 램프에 필요한 전압만을 공급하여 Full-Bridge 인버터 스위칭소자의 스트레스를 줄였고, 인버터의 구동주파수는 저주파로 하여 스위칭 손실 또한 줄였다. 또한 MH 램프는 부성 저항 특성을 가지고 있어 초기 점화 후 급격한 전류가 정상상태까지 점차 낮아지는 반면 전압은 정상상태까지 높아지는 현상을 나타낸다. 이 때 초기 전류 및 정상상태까지의 과도전류는 인버터 스위칭소자의 큰 손실을 야기한다. 따라서 초기 전류 및 과도 전류를 일정 전류값으로 고정시켜서 스위칭 손실을 줄였다.

MH 램프는 반드시 해결해야 할 커다란 약점을 가지고 있는데 그것은 램프를 고주파로 점등을 할 때 램프의 아크가 떨리거나, 휘고, 또는 아크가 없어지는 현상이다. 이러한 현상을 음향공명현상이라고 하는데<sup>4)</sup>, 이 현상은 방전관내의 아크방전을 불안정하게 하고 램프 광속을 흔들리는 현상을 일으켜 조명상태에서 심한 불쾌감을 준다<sup>5, 6)</sup>.

MH 램프의 점등 때 발생하는 음향공명현상을 감소시키기 위한 전자식 안정기의 구현방법에는 저주파 점등방식, 구형과 점등방식, 구형저주파에 고주파 성분을 첨가한 방식 및 화이트 노이즈를 이용하여 고주파 변조 방법에 의하여 구동시키는 방식 등이 있는데 본 논문에서는 구형 저주파에 고주파 성분을 첨가한 방식을 선택하여 음향공명현상을 제거하였다<sup>7-8)</sup>.

기존의 MHL의 조광제어용 안정기는 개발이 극히 미소하지만 본 논문에서 개발한 안정기의 경우, 램프의 조광(Dimming)제어가 쉽게 이루어진다. 램프의 전력을 조절하는 것은 램프의 전압을 조절하는 것과 같고 램프의 전압은 벡 컨버터의 출력 전압과 같다. 따라서 벡 컨버터의 출력 전압을 조절하여 램프의 조광

제어를 수행하였다.

현재 가로등 램프용 안정기의 경우, 자동 점멸기에 의해 점등 또는 소등이 된다. 자동 점멸기는 안정기의 전원 자체를 공급 또는 차단하는 역할을 하는 별도의 시스템이므로 자동 점멸기를 동작시키기 위한 별도의 전원이 공급된다. 따라서 1년 내내 동작을 하는 데 별 문제가 없다. 그러나 본 논문에서 개발한 안정기는 조광제어를 위한 마이크로프로세서가 안정기에 내장이 되어 있어서 안정기의 전원이 차단이 되면 micro-processor의 전원 역시 차단이 되어 항상 reset이 된다. 이를 방지하기 위해서 별도의 전원을 공급을 하는 방법이 있는데 이는 가격 면에서 좋은 영향을 미치지 못하므로 EEPROM을 사용하여 해결하였다. EEPROM은 별도의 전원이 없이도 데이터가 한번 저장이 되면 영구히 보존되고 삭제하여 다른 데이터를 쓸 수 있기 때문이다.

## 2. 안정기 및 조광 제어 시스템의 구조

본 논문에서 개발한 안정기는 그림 1에서 Block 다이어그램으로 나타내었다.

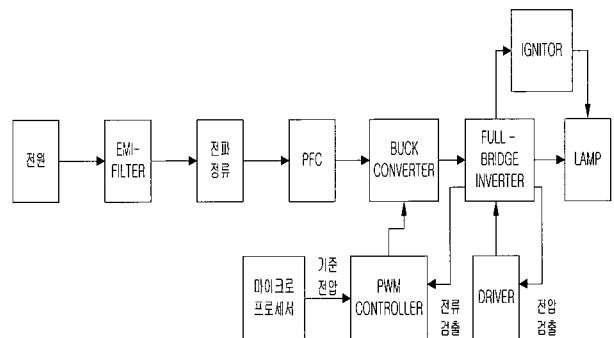


그림 1 개발한 안정기의 구조

Fig. 1 The structure of developed electronic ballast

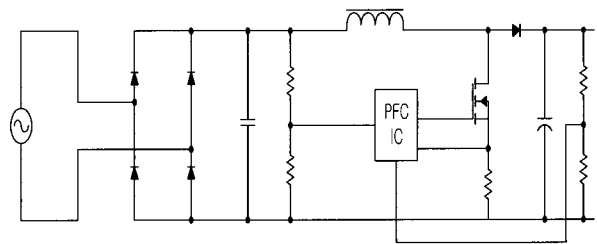


그림 2 역률 개선 회로

Fig. 2 The power factor correction circuit

전과 정류된 전압은 PFC(Power Factor Correction) IC에 의해 400V까지 부스트가 된다. PFC IC는 Motorola의 MC34262를 사용하였으며, 이 IC는 부스트형 PFC IC이다. 그림 2는 PFC회로이다.

PFC IC는 전과 정류된 전압과 출력 전압을 L에 흐르는 전류와 비교하여 MOSFET의 온 오프 타임을 조절한다. MOSFET의 on-off에 의해 입력전류와 입력전압은 동상이 되고 입력 전류의 THD도 낮출 수 있다.

현재 개발 중인 안정기는 PFC의 출력단 전압인 400V가 그대로 인버터 회로에 전달이 되는 것이 일반적이다. 이것은 인버터 회로에서 스위칭 소자가 on-off할 때 400V 정도의 전압으로 스트레스를 받는다는 것을 의미한다. 하지만 250w MH 램프 양단의 실제 전압은 130V로써 인버터 회로에 130V만을 인가시켜 램프를 점등할 경우 스위칭 소자가 전압에 의해 받는 스트레스는 현저히 줄게 된다. 따라서 PFC에 의해 부스트된 400V의 전압을 벡 컨버터를 통해 130V까지 낮추는 작업이 필요하다. 그림 3은 벡 컨버터(또는 Step Down Chopper)와 인버터 회로도이다.

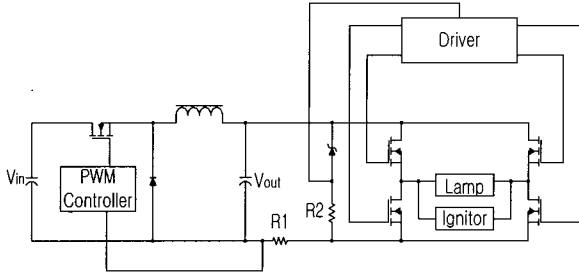


그림 3 벡 컨버터 및 인버터회로도  
Fig. 3 The buck type dc-dc converter circuit and the inverter circuit

벡 컨버터 MOSFET의 스위칭 주파수는 20kHz이며 출력 전압은 스위칭 시비율(Duty Ratio)에 의해 가변이 된다. 인버터의 구동 주파수는 127Hz로써 저주파를 사용하였다. 인버터의 출력에는 램프만이 연결되어 있으므로 램프양단의 전압은 127Hz의 구형파가 된다. 또한 램프는 저항의 특성을 가지고 있기 때문에 램프 전류 또한 구형파가 된다.

### 3. 안정기의 기능

#### 3.1 점화(Ignition)

점화기(Ignitor)의 구조는 그림 4와 같다. 이 점화기의 특성은 램프 점등전과 램프 점등 후로 나

누어 파악해야 한다. 점등 전 램프는 무한대의 값을 갖는 등가저항으로 볼 수 있고, 점등 후의 정상상태에서 램프는 60Ω정도의 등가저항으로 대체할 수 있다.

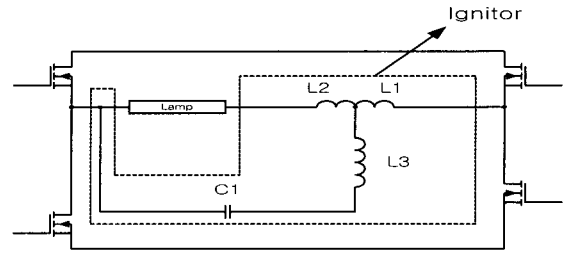


그림 4 개발된 점화기의 구조  
Fig. 4 The structure of developed ignitor

본 안정기에서 사용한 점화기의 L, C값은 다음과 같다.

$$L_1 = 40\mu H, L_2 = 600\mu H, L_3 = 80\mu H, C_1 = 15nF$$

점화기의 특성을 파악하기 위한 방법으로 이 L, C 값들을 가지고 시뮬레이션을 해 보았다. 그림 5는 시뮬레이션을 하기 위한 회로도로서 인버터의 구동 주파수는 안정기의 인버터 구동 주파수인 120Hz와 같게 설정하였다. R1은 램프의 등가저항으로 램프 점등 전은 100MΩ으로 등가화 하였고 램프 점등 후 정상상태는 60Ω으로 등가화 하였다.

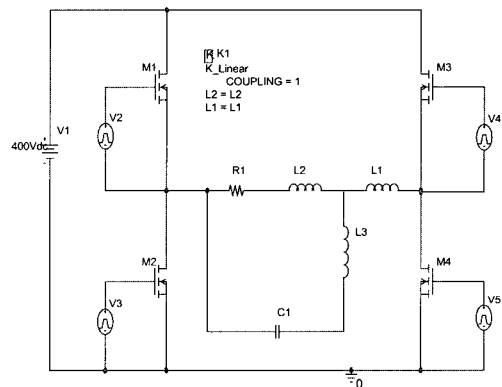


그림 5 점화기 시뮬레이션 회로도  
Fig. 5 The simulation circuit of Ignitor

그림 6은 점등 전 램프양단의 파형으로 120Hz의 구형파에 120kHz 정도인 임펄스성의 큰 고주파 성분이 섞여 있는 것을 볼 수 있다. 이 임펄스성 전압이 램프를 초기에 점등시키는 역할을 하며 이는 점화기의 주

파수 특성 및 구형파에 의해 발생하는 것이다.

그림 7은 고주파 성분의 파형을 확대한 것이다.

그림 8은 점등 후 정상상태에서의 램프 양단의 파형으로 순수 구형파만이 램프 양단에 인가되는 것을 볼 수 있다. 그림 5에서 램프 등가 저항인 R1을 60Ω으로 한 결과이다.

그림 9는 점화기의 주파수 특성을 알아보기 위한 시뮬레이션 회로도이다. 램프 점등 전과 후에는 그림 5와 마찬가지로 램프 등가저항 R1의 값으로 구별하였다.

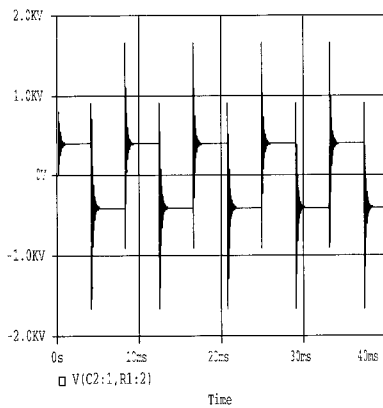


그림 6 점등 전 램프양단의 전압에 대한 시뮬레이션 결과  
Fig. 6 The simulation result of lamp voltage before illuminating lamp

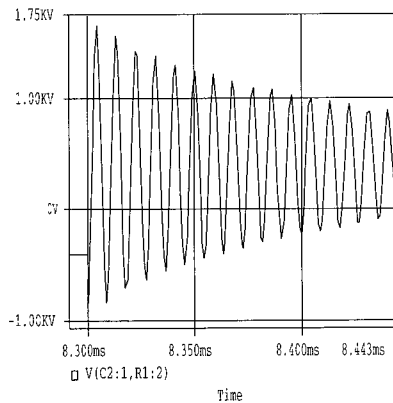


그림 7 고주파 성분의 확대 파형  
Fig. 7 The magnification of the high frequency component

그림 10은 R1이 100MΩ으로써 램프 점등전의 점화기에 대한 주파수 특성이다. 120kHz 정도의 주파수에서 공진 점이 발생하고 첨예도의 값이 크기 때문에 점화에 크게 관여하게 된다. 이것이 가능한 이유는 구형

파는 기본 주파수 및 홀수 고주파 성분들의 합성으로 구성되어 있기 때문이다.

그림 11은 R1이 60Ω으로써 램프 점등 후의 점화기에 대한 주파수 특성이다. 120kHz 주파수에서는 더 이상의 공진점이 발생하지 않았으며 130kHz 주파수에서 공진점이 발생하였지만 첨예도 값이 크지 않기 때문에 구형파 형성에 영향을 미치지 않는다는 것을 알 수 있다.

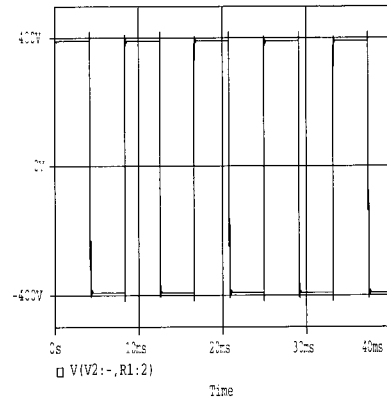


그림 8 점등 후 정상상태에서의 램프 전압에 대한 시뮬레이션 결과  
Fig. 8 The simulation result of lamp voltage after illuminating lamp

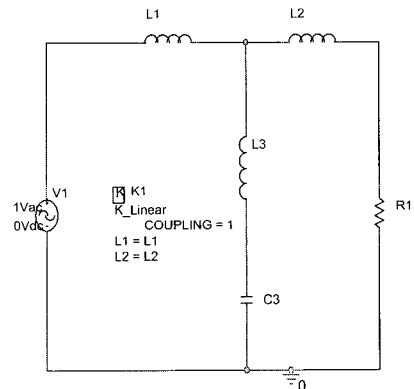


그림 9 점화기의 주파수 특성에 대한 시뮬레이션 회로도  
Fig. 9 The simulation circuit for frequency characteristic of ignitor

본 연구에서 개발한 안정기의 점화기는 램프가 점등되기 전 고주파의 큰 전압을 유지시켜주고 점등 후에는 더 이상 고주파의 전압을 유지시키지 않아 점화 전압을 발생시키지 않는다.

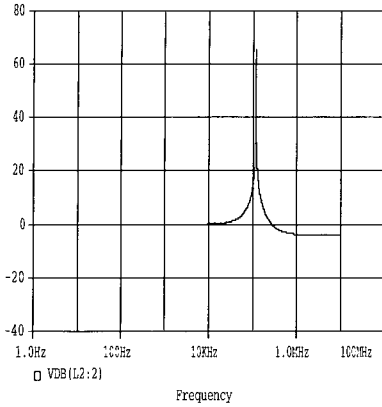


그림 10 램프 점등 전 점화기의 주파수 특성  
Fig. 10 The frequency characteristic of ignitor before illuminating lamp

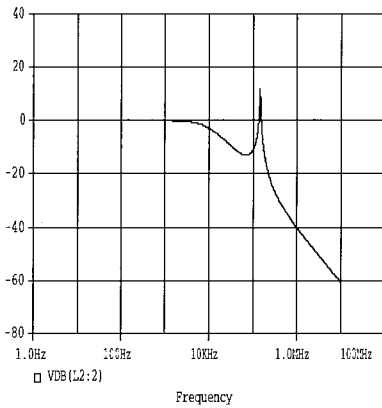


그림 11 램프 점등 후 점화기의 주파수 특성  
Fig. 11 The frequency characteristic of ignitor after illuminating lamp

### 3.2 정상 점등

초기 점화시 램프는 짧은 순간 굉장히 큰 전류가 흐르게 된다. 이 큰 전류가 수백  $\mu\text{sec}$  동안 흐르게 될 경우 인버터의 스위칭 소자는 모두 파손이 된다. 따라서 초기에 이 전류를 반드시 일정 크기 이하로 제한하여야 한다. 이것은 PWM 제어기(Controller)에 의해서 조정될 수 있다. 그림 3에서 보면 램프에 흐르는 전류는 저항  $R_L$ 를 통하여 흐르게 되고 저항에 의한 전압을 검출하여 PWM 제어기의 제어입력으로 사용한다. 과전류가 흐르게 되면 저항에 의한 전압도 커지게 되므로 PWM 제어기는 이 전압이 기준 이상이 되면 PWM 출력 시비율을 최소한으로 줄여 벽 컨버터의 출력 전압을 거의 '0'이 될 때까지 줄인다. 초기에는 이런 과정이 짧은 순간 반복된다.

램프의 부성 저항 특성은 초기 점화후 정상점등 상태까지 갈 때 이루어진다. 즉, 램프 전압은 정상 상태까지 점점 증가하고 전류는 점점 줄어들게 된다. 그러나 본 논문에서 개발한 안정기의 경우 전류를 1.8A로 제한하였기 때문에 전압만 정상 상태까지 증가하게 되고 전류는 정상 상태까지 항상 일정하게 유지된다. 램프 전압과 전류의 타임 차트는 그림 12와 같다.

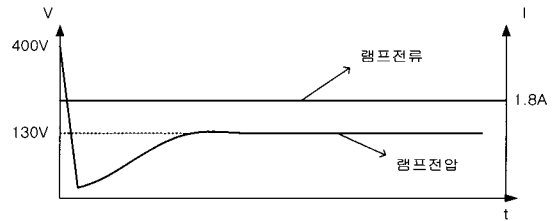


그림 12 램프전압, 전류의 타임 차트  
Fig. 12 The time chart of lamp voltage and current

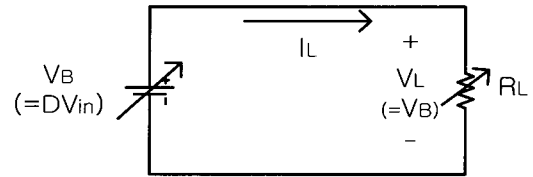


그림 13 벽 컨버터, 인버터 및 램프등가회로  
Fig. 13 The equivalent circuits of the buck converter, the Inverter and a lamp

그림 9는 벽 컨버터 출력( $V_B$ )과 램프( $R_L$ )에 대한 안정기 등가회로이다.  $I_L$ 은 램프의 전류이며,  $V_L$ 은 램프 전압이다.

$$I_L = \frac{V_B}{R_L} = \frac{DV_{in}}{R_L} \quad (1)$$

식 (1)에서 보면 램프( $R_L$ )의 특성이 시간에 따라 점점 변할 때  $I_L$ 이 항상 일정하기 위해서는  $V_B$  즉 D가 계속 변해야 한다. 초기 점화 후  $R_L$ 은 아주 작은 값에서 250W MH 램프의 정상 상태에서의 저항 값인  $60\Omega$  정도까지 증가한다. 이 때  $I_L$ 을 일정하게 하려면  $V_B$ 는  $R_L$ 의 증가율에 맞춰 계속 증가해야만 한다. 즉 D가 정상상태까지 계속 증가해야 한다. 이 방법에 의해 정상상태까지 램프전류는 항상 일정하게 유지시키면서 램프전압만을 가변시킬 수 있었다.

### 3.3 음향공명 현상

기체 방전관내에서의 음향공명은 방전관내의 압력 변화를 일으켜 아크방전이 불안정하게 되기 때문에 램프 광속이 흔들리는 현상을 일으키고 경우에 따라서는 아크를 소멸시킬 수도 있으며 극단적으로는 압력의 변화가 관 벽에 주기적으로 부딪치면서 증폭되어 방전관을 손상시킬 수도 있다. 따라서 음향공명현상을 반드시 제거가 되어야 한다. 본 논문에서는 음향공명현상을 제거하기 위하여 구형저주파에 고주파 성분을 첨가하는 방식을 사용하였다.

구형저주파로 램프를 점등하면 정현저주파로 점등하는 것과는 달리 램프의 순시전력이 일정하며 또한 온도의 파동이 없으므로 음향공명현상이 감소되고 관벽의 부담이 적어진다<sup>[9]</sup>.

그러나 저주파인 순수 구형파 전원을 램프에 인가하면 램프의 캐소드(cathode) 전극의 온도 분포가 일정하지 않아 램프 수명이 단축된다. 이 때문에 순수 구형저주파에 리플 성분의 크기가 10%정도인 높은 주파수의 정현파를 더한 형태의 파형으로 인가한다. 이렇게 하면 포피효과로 전극 끝 부분의 온도가 일정한 분포로 되어 램프 수명의 단축을 방지할 수 있다<sup>[10]</sup>.

본 논문에서 개발한 안정기는 벽 컨버터가 삽입된 시스템이므로, 리플성분을 쉽게 첨가 시킬 수 있다. 벽 컨버터 출력전압의 리플성분을  $\Delta V_o$ 라 하면  $\Delta V_o$ 는 식 (2)에 의해서 나타내어진다.

$$\Delta V_o = \frac{1}{LC} \frac{V_i(1-D)D}{8f^2} \quad (2)$$

식 (2)에서 보면  $V_i$ 와 시비율인 D는 결정이 되어 있고, 부하에서 필요한 전류량에 의해 L과 f도 결정되어 진다. 따라서  $\Delta V_o$ 의 크기를 조절할 수 있는 것은 C로 볼 수 있다. C값의 가변에 의해 구형저주파에 첨가되는 리플의 크기가 조절이 되는 것이다.

실제 제작된 안정기의 경우,  $V_i=400V$ ,  $D=0.375$ ,  $f=20kHz$ ,  $L=200\mu H$ 이고,  $V_o$ 는 램프 양단의 전압이므로 130V이다. 원하는 리플의 값은 램프 전압의 10%이므로

$$\Delta V_o = 0.1 \times 130 = 13 \quad (3)$$

이다. 따라서 원하는 정현고주파 리플을 얻기 위해서는 C값을 식 (4)와 같이 결정해야한다.

$$C = \frac{V_i(1-D)D}{\Delta V_o \times L \times 8 \times f^2} \quad (4)$$

$$= \frac{400 \times (1-0.375) \times 0.375}{13 \times 200 \times 10^{-6} \times 8 \times (20 \times 10^3)^2} = 11\mu F$$

### 3.4 무부하 및 과전류 보호

본 논문에서 개발한 안정기는 무부하 시 벽 컨버터의 출력부에 200V이상의 전압이 걸리게 된다. 그림 3에서처럼 200V 제너 다이오드를 사용하여 200V이상의 전압을 검출하고 이 전압이 15분 정도 후에도 계속 검출이 되면 인버터의 구동을 멈추게 한다. 그림 14는 무부하 보호회로로써 15분 후에 And Gate에 'low' 신호를 인가함으로 인버터구동(Driver) IC의 입력을 'low'로 고정시킨다. 따라서 인버터의 구동이 멈추게 된다.

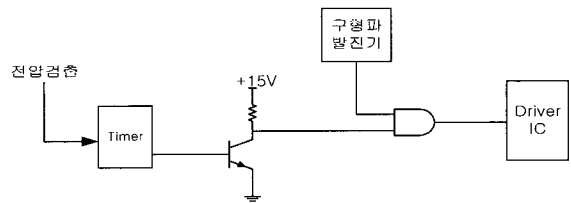


그림 14 무부하 보호 회로

Fig. 14 The protection circuit for no load

그림 3에서처럼 R1을 통하여 전류를 검출하고 검출된 전류의 값이 1.8A 이상이 되면 PWM 제어기의 출력 시비율이 줄게 되어 전류를 제한하게 된다. 이것은 램프의 점등 초기부터 과도현상을 거쳐 정상상태까지 이루어지는 작업이고 또한 과전류를 방지하는 방법이기도 하다.

## 4. 조광 제어 시스템

본 논문에선 안정기에 마이크로프로세서를 삽입하여 시간과 계절에 따라 자동 조광 제어가 될 수 있도록 프로그래밍 및 하드웨어를 구성하고 실현하였다.

마이크로프로세서는 마이크로 칩사의 PIC계열을 사용하였고 조광 제어 단계는 총 3단계 즉 최대 불 밝기(100% 조광 제어), 최대 불 밝기의 75% 불 밝기(75% 조광 제어) 그리고 최대 불 밝기의 50% 불 밝기(50% 조광 제어)로 나누었다. 조광 제어의 시간은 전날 램프가 켜진 시간을 마이크로프로세서가 저장하고 있다가 이 시간을 가지고 단계별 조광 제어 시간을 결정한다.

### 4.1 조광 제어 원리

본 논문에서 개발한 안정기는 조광제어가 가능한 시스템으로 구성되어 있다. 램프의 조광제어는 램프와 안정기의 안전성을 위해서 반드시 램프 점등 후 정상상태까지 도달한 후에 수행하여야 한다. 조광제어는 램프의 불밝기를 조절하는 것이고, 이는 램프의 출력 전력을 조절하는 것과 같다. 램프의 출력 전력은 램프 전압과 전류의 곱이지만 정상상태에서 램프는 저항의 특성을 나타내므로 램프의 출력전력은 램프 전압의 제곱에 비례한다. 따라서 램프의 출력 전력을 조절한다는 것은 램프의 전압을 조절하는 것이고 램프 전압은 벽 컨버터의 출력전압과 같으므로 결과적으로 벽 컨버터의 출력전압을 조절하는 것이 램프의 조광제어를 하는 것이다.

벽 컨버터의 출력전압은 PWM 제어기에 의해 조절이 되는데 그림 15는 PWM 제어기의 구조를 보여주고 있다.

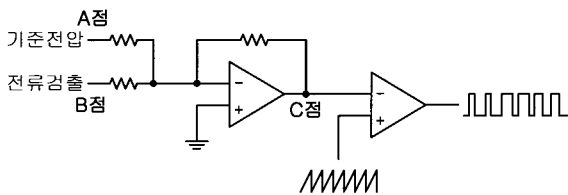


그림 15 PWM 제어기의 구조  
Fig. 15 The structure of PWM controller

B점의 전류 검출은 그림 3에서 저항 R1에 의한 전압을 의미하며, 이 전압은 A점의 기준전압과 가산기를 통해 더해진다. 더해진 전압은 20kHz의 주파수를 갖는 삼각파와 비교기 통해 비교한 후 구형파가 출력된다. 이 시스템에서 A점 전압과 B점 전압이 변하게 되면 출력되는 구형파의 시비율이 변하게 된다. 그림 16은 C점의 전압과 시비율과의 관계를 나타내고 있다.

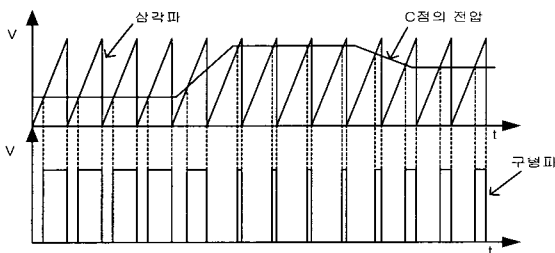


그림 16 C점의 전압과 시비율과의 관계  
Fig. 16 The Relation of C point voltage and duty ratio

### 4.2 마이크로프로세서를 이용한 조광 제어 시스템의 구현

램프의 조광 제어를 그림 15의 A점인 기준전압을 조절하여 PWM제어기의 출력인 구형파의 시비율을 조절함으로써 제어할 수 있다. 그림 17은 마이크로프로세서를 이용하여 기준전압을 발생시키는 회로도이다.

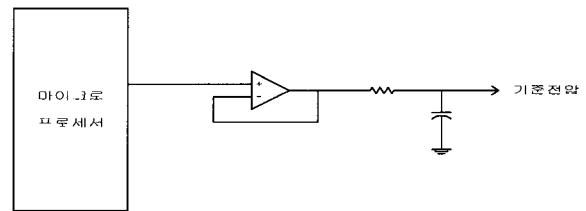


그림 17 기준전압을 발생시키기 위한 회로도  
Fig. 17 The circuit for generating reference voltage

마이크로프로세서의 출력포트에서 구형파를 출력한다. 이 출력된 구형파는 버퍼를 거쳐 RC필터의 입력이 되고 RC필터를 통해 DC레벨로 전환되어 기준전압으로 된다. 기준전압의 크기는 출력되는 구형파의 시비율을 조절하여 변화시킨다.

### 4.3 조광 제어 타이밍 도

그림 18은 조광 제어 단계를 계절별 시간별로 구분해 놓은 다이어그램이다. 각 계절에 따라 일출과 일몰 시간이 틀리기 때문에 각 계절에 맞는 조광 제어 시간의 구분이 반드시 필요하다. 일몰 후 램프가 점등되면 100% 조광 제어로 차량의 소통이 조금 적어지는 11:00 까지 안정기를 구동한다. 11:00 이후에는 75% 조광 제어로 1시간 정도 구동하고 차량 소통이 아주 적은 늦은 시간에는 50% 조광 제어로 한다. 그리고 일출시까지 점차 조광 제어 단계를 올린다.

조광제어를 수동이 아닌 마이크로프로세서를 통해 자동으로 하고 또한 매일 시간을 구별하기 위해서는 최소한 1년 동안의 일출과 일몰 시간이 필요하다. 더욱이 시간이 저장되어 있어도 영구히 저장되어 있어야 한다. 마이크로프로세서는 전원 차단 즉시 모든 데이터의 내용이 지워지고 초기 상태로 돌아가는 단점이 있기에 외부에 EEPROM을 연결하여 데이터를 저장해야 한다. 외부에 연결한 EEPROM은 전원이 차단되어도 데이터의 내용이 지워지지 않는다. 램프가 점등하여 소등하는 시간까지를 EEPROM에 저장시켰다가 다음날에 EEPROM의 이 데이터를 가지고 조광제어의 단계를 결정한다.

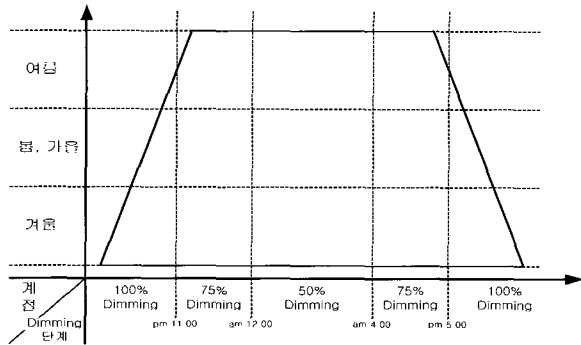


그림 18 조광 제어 타이밍 도  
Fig. 18 The diagram of dimming timing

4.4 프로그램

그림 19는 프로그램의 플로우 차트를 나타낸 것이다.

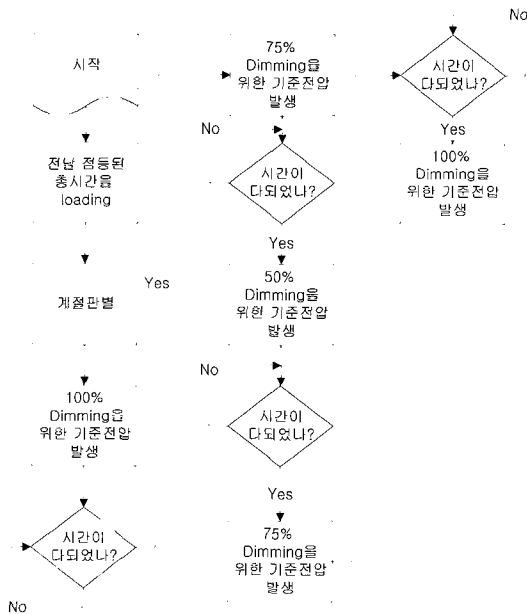


그림 19 플로우 차트  
Fig. 19 The flow chart

전날의 총 점등시간을 로딩 한 후 이 데이터로 현 조광 제어 시간과 단계를 셋 업 한다. 처음에 100% 조광 제어를 위한 기준 전압을 발생시킨다. 설정한 조 광 제어 시간 후 75% 조광 제어를 위한 기준 전압을 발생시키고 그 다음 50% 조광 제어를 위한 기준전압을 발생시킨다. 그리고 일출 시간까지 조광 제어 단계를 75%, 100%순으로 올리고 일출시간이 되면 램프는 소등이 되고 현재 총 점등시간을 ROM에 저장시킨다.

5. 실험 결과

본 논문에서 개발한 안정기의 특성을 파악하기 위해 오실로스코프 및 파워 어날라이저인 PM3000을 이용하여 램프 및 안정기의 주요 파형 및 특성들을 확인하였다. 램프의 전압과 전류 및 조광 제어를 위한 벡 컨버터의 PWM 제어기의 파형을 확인하였고 램프 및 입력전압 전류의 특성을 파악하였다.

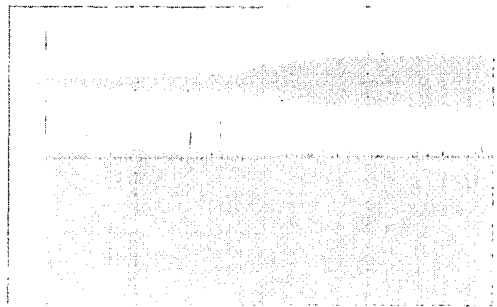


그림 20 램프 전압 전류의 과도 상태  
Fig. 20 The transient period of the lamp voltage and current

그림 20에서 위쪽의 파형은 램프 전압이고 아래쪽의 파형은 램프의 전류이다. 전류는 거의 일정한 반면 램프 전압은 점화 후 20V 정도까지 낮아졌다가 다시 커지는 것을 볼 수 있다. 이것은 램프의 부성저항 특성에 의해 나타나는 현상이다.

그림 21은 100% 조광 제어시 램프 전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. 램프의 전압은 130V이고 전류는 1.8A이다.

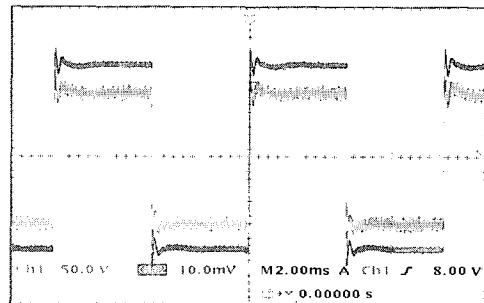


그림 21 램프의 전압 및 전류  
Fig. 21 The lamp voltage and current

그림 22은 램프의 전압을 확대한 것으로 22kHz의 정현파가 구형파의 전압에 섞여 있는 것을 볼 수가 있



다. 이로써 음향공명현상 및 램프의 캐소드 전극의 온도 분포를 일정하게 하여 램프의 수명단축을 방지하였다.

그림 23에서 시비율은 0.325이고 주파수는 22kHz이므로 고 레벨 시간은 14.77us이다.

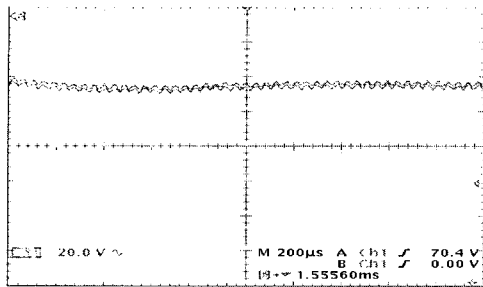


그림 22 램프 전압의 확대  
Fig. 22 The magnification of lamp current

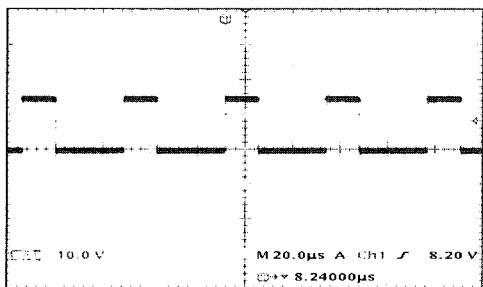


그림 23 100% 조광 제어 때 PWM 제어기 출력  
Fig. 23 The output of PWM controller in 100% dimming

그림 24는 75% 조광 제어시 램프 전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. 램프의 전압은 125V이고 전류는 1.52A이다.

그림 25에서 시비율은 0.3이고 주파수는 22kHz이므로 고 레벨 시간은 13.63us이다.

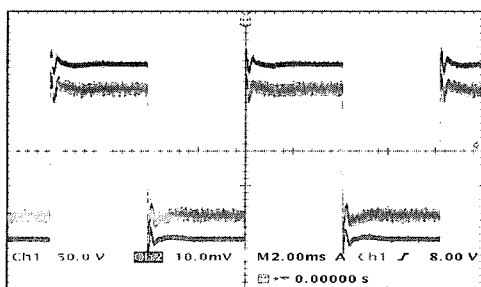


그림 24 75% 조광 제어 때 램프 전압, 전류 파형  
Fig. 24 The voltage and current waveform in 75% dimming

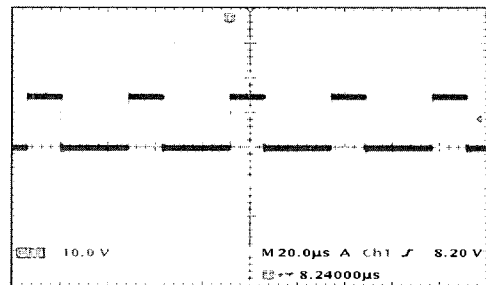


그림 25 75% 조광 제어 때 PWM 제어기 출력  
Fig. 25 The output of PWM controller in 75% dimming

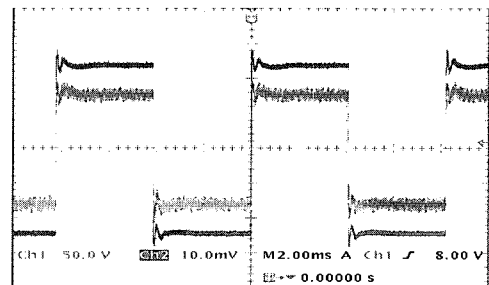


그림 26 50% 조광 제어 때 램프 전압, 전류 파형  
Fig. 26 The voltage and current waveform in 50% dimming

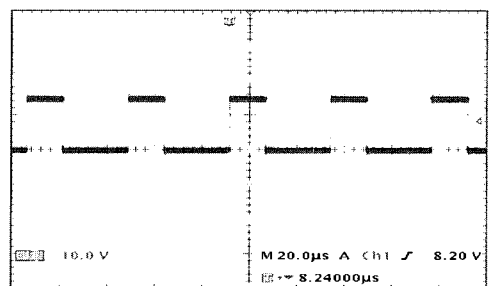


그림 27 50% 조광 제어 때 PWM 제어기 출력  
Fig. 27 The output of PWM controller in 50% dimming

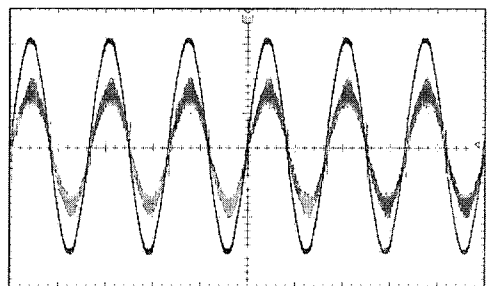


그림 28 입력 전압 전류 파형  
Fig. 28 The input voltage and current waveform

그림 26은 50% 조광 제어시 램프 전압과 전류의 파형을 나타내고 있다. 램프의 전압은 115V이고 전류는 1.24A이다.

그림 27에서 시비율은 0.2875이고 주파수는 22kHz이므로 고 레벨 시간은 13.06 $\mu$ s이다.

그림 28에서 입력 전압은 220Vrms이고 전류는 1.176Arms이다. 크기가 큰 파형이 전압이고 안의 작은 파형이 전류이다. 입력 전압과 전류가 동상인 것을 알 수가 있고 이는 개발한 안정기의 역율이 거의 1에 가까움을 알 수 있게 하는 것이다. 개발된 안정기를 제작하여 실험결과, 안정기의 특성은 표 1, 2, 3과 같이 나타났다.

표 1 개발된 안정기 및 램프 전압 전류의 특성 (100% Dimming 시)

Table 1 The proposed electrical characteristic of the proposed electronic ballast, lamp voltage and current (in 100% Dimming )

특성 구분	입력 전력 (W)	입력 전압 (V)	입력 전류 (A)	출력 전압 (V)	출력 전류 (A)	역율 (%)	입력 전류 THD (%)	입력 전류 CF	출력 전류 CF
수치	258.7	220	1.1759	130	1.8128	99.5	8.9	1.71	1.13

표 2 개발된 안정기 및 램프 전압 전류의 특성 (75% Dimming 시)

Table 2 The proposed electrical characteristic of the proposed electronic ballast, lamp voltage and current (in 75% Dimming )

특성 구분	입력 전력 (W)	입력 전압 (V)	입력 전류 (A)	출력 전압 (V)	출력 전류 (A)	역율 (%)	입력 전류 THD (%)	입력 전류 CF	출력 전류 CF
수치	200	220	0.909	125	1.52	99.5	7.5	1.69	1.12

표 3 개발된 안정기 및 램프 전압 전류의 특성 (50% Dimming 시)

Table 3 The proposed electrical characteristic of the proposed electronic ballast, lamp voltage and current (in 50% Dimming )

특성 구분	입력 전력 (W)	입력 전압 (V)	입력 전류 (A)	출력 전압 (V)	출력 전류 (A)	역율 (%)	입력 전류 THD (%)	입력 전류 CF	출력 전류 CF
수치	153	220	0.695	115	1.24	99.5	6.6	1.56	1.10

## 6. 결 론

HID 램프 중 가장 연색성이 좋은 MH램프용 전자식 안정기 및 계절별 시간대별로 조광 제어 가능한 시스템을 개발하였다. 250W MH램프는 정상상태에서 전압이 130V이고 전류는 1.8~2.1A이다. 램프에 구형파  $\pm 130V$ 를 인가하기 위하여 풀 브릿지 인버터와 벽 컨버터를 사용하였다. 풀 브릿지 인버터는 램프에 구형파를 인가시키는데 사용하였고, 구동주파수는 127Hz였다. 벽 컨버터는 PFC에 의해 부스트 된 전압을 램프전압으로 낮추기 위해 사용하였고 PWM 주파수는 20kHz로 하였다. 그 결과 인버터 스위칭소자의 스트레스를 현저히 줄였고, 저주파로 인버터를 구동하기 때문에 스위칭 손실이 많이 줄었다.

음향 공명 현상을 제거하기 위해서는 램프에 인가시킨 구형저주파에 정현고주파를 첨가하였다. 이것은 벽 컨버터의 특성상 출력전압에 리플 성분이 존재하게 되며 이 리플의 크기를 출력전압의 10%로 하기 위해 컨버터의 출력 C값을 조절하였다.

점화기는 L, C로 구성하였으며 이 L, C값은 기본파와 이 기본파의 홀수 고주파 성분의 합으로 이루어진 구형파의 120kHz 주파수 성분을 크게하여 점화에 기여하도록 결정하였다. 정상점등 후에는 이 L, C값이 더 이상의 점화를 야기하지 않는다.

무부하 시 벽 컨버터의 출력단 전압이 기준이상 높아지게 되고 이 전압을 마이크로프로세서가 검출하여 일정시간 뒤 인버터 구동 드라이버의 입력인 120Hz의 구형파를 제거하여 인버터의 구동을 멈추게 하였다.

과전류가 흐를 경우 PWM 제어기에서 과전류를 검출하여 PWM 제어기 출력의 시비율을 낮춤으로써 1.8A이상의 전류가 흐르지 못하도록 하였다.

조광 제어는 벽 컨버터의 출력 전압을 조절하여 가능하게 할 수 있었다. 벽 컨버터 출력 전압의 조절은 PWM 출력인 구형파의 시비율을 조절함으로써 해결하였다. 마이크로프로세서를 이용하여 원하는 시간대에 조광 제어를 할 수 있었다.

본 연구는 강원대학교 BK21사업단의 지원으로 수행되었음.

## 참 고 문 헌

[1] G. Kanai, T. Inagaki, Y. Takeji and H. Shibata, " Technological trends and prospects of HID lamps

- and low pressure sodium lamps", *Journal of the Illuminating Engineering Institute of Japan*, vol. 74, No. 5, pp. 279~285, 1990.
- [2] M. Sinomiya, "Technological trends and prospects of control gear", *Journal of the Illuminating Engineering Institute of Japan*, vol. 74, No. 5, pp. 292~296, 1990.
- [3] Jong-Yeon Park and Dong-Youl Jung, "Electronic Ballast with Constant Power Output Controller for 250W MHD Lamp", *2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings*, vol. 1 pp. 46~51, June 12-16, 2001.
- [4] Sam Ben-Yaakov, Michael Gulko and Alex Giter, "The Simplest Electronic Ballast for HID lamps", *IEEE*, pp. 634~640, 1996.
- [5] H.L. Witting, "Acoustic resonance in cylindrical high pressure arc discharges", *J. appl. phy.* 49(5), May, 1978.
- [6] J. W. Denneman, "Acoustic resonances in high frequency operated low watt metal halide lamps", *Philips J. of research*, Vol. 38, 1983.
- [7] 김기정, "메탈할라이드 램프의 음향공명현상을 감소시킨 전자식 안정기의 개발", *강원대학교 전기공학과 대학원 공학박사학위논문*. 2. 2000.
- [8] 오덕진, 문태환, 조규민, 김희준, "고주파 변조 방법을 이용한 메탈할라이드 램프용 전자식 안정기", *전력전자학회 논문지*, 제6권 제5호 2001.10
- [9] H. Nishimaru, H. Nagase, "A New Electronic Ballast Design for HID Lamps", *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 70~76, Summer 1988.
- [10] J. Wdenneman. "Acoustic Resonances in High frequency Operated Low Wattage Metal Halide Lamps", *Philips Journal of Research*. Vol 38. N04/5, pp. 1074~1084. 1983.

저 자 소 개



**박종연(朴鍾演)**

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



**박영길(朴榮吉)**

1959년 11월 24일생. 1978년 2월 서울 공고 졸업. 1978년 3월 금성사(주) 입사. 1984년 3월~현재 대영전기(주) 대표이사.



**정동열(鄭東烈)**

1973년 11월 29일생. 1998년 2월 강원대 전기공학과 졸업. 2000년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 3월~현재 동 대학원 박사과정.



**김한수(金漢洙)**

1974년 8월 13일생. 2000년 2월 강원대 전기공학과 졸업. 2000년 3월~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.