

# 자동차 고광도 방전 램프용 안정기의 효과적 드라이브에 관한 연구

論 文

55B-4-7

## A Study on an Effective Drive of High Intensity Discharge(HID) Lamp Ballast for Cars

鄭 康 律<sup>†</sup>

(Gang-Youl Jeong)

**Abstract** - This paper proposes an effective drive of high intensity discharge (HID) lamp ballast for cars. All control functions of the proposed ballast are implemented using a low-cost single chip microcontroller, PIC16C73 to optimize the total system size and to minimize cost through minimization of total component number. The proposed ballast generates high open-circuit voltage to ignite the lamp and is controlled to supply effectively the power required to shorten warm-up period after the breakdown. The DC-DC converter of the DC-AC converter part of the ballast utilizes the flyback converter topology that can minimize component number. Also, because to more minimize the ballast size, the transformer size must be minimized, for this, PWM (Pulse Width Modulation) pulses are generated with high frequency using the PWM module of the microcontroller. An analysis for this is explained, briefly. As if the operation of the lamp and ballast arrives at steady-state, then the ballast must AC-control the lamp, for this, the microcontroller utilizes the other PWM module. And the part related to the igniter is explained, briefly. It is shown through experimental results that the controller of the proposed ballast has good performance for the HID lamp for cars.

**Key Words** : HID Lamp Ballast, DC-DC Converter, DC-AC Inverter, Igniter, D1S Lamp

### 1. 서 론

기존에 많이 이용되던 여러 광원 등에 비하여, 고광도 방전 (High Intensity Discharge; HID) 램프는 고휘도, 고효율, 긴 수명 등의 많은 장점을 가지므로, 약 10여 년 전부터 고속도로나 공원, 경기장 등과 같은 실외나 큰 규모의 실내 공간 등에서 다양한 광원으로 널리 이용되어 오고 있다. 그런데 최근에는 이에서 더 나아가 실내의 스포트라이트, 자동차의 전조등, 또는 LCD 프로젝터의 광원으로 이용이 가능한 저전력형 소형 HID 램프가 개발되었다 [1]. 그 중에서 메탈할라이드 방전등 (Metal Halide Discharge Lamp)은 기존의 할로겐 램프에 비해 소비전력이 40% 이상 적고 발광량이 약 3배에 달하며 수명이 약 4배 정도나 되는 등의 장점이 있을 뿐만 아니라 발광부의 크기가 작아서 점광원으로써 빛의 효율적인 사용을 가능케 하는 등의 장점을 가지고 있다. 그런데 이러한 장점들은 고성능 자동차의 필수 요건인 저연비, 고효율, 고안정성 등의 요구 조건을 충족시키는 중요한 특성이 된다. 따라서 유럽, 미주, 일본 등의 선진 자동차 업체에서는 91년부터 HID 램프를 자동차용 전조등에 이미 적용하였고 현재도 그 적용 비율을 점차로 증가시키고 있는 추세이며 우리나라에도 HID 램프를 전조등에 적용한 자동차들이 점점 더 많아지고 있는 추세이다.

그러나 HID 램프는 램프내의 전극간의 방전을 기동시키기 위한 수 kV 이상의 고압 펄스를 필요로 하며 램프 수명의 연장과 흑화 현상 방지를 위하여 고압가스의 방전 이후에는 교류로 동작되어야만 하는 특성을 필요로 한다. 또한 HID 램프는 동작 시간에 따라 그 저항의 특성이 바뀔 뿐만 아니라 동작 영역에서 부저항 (negative resistance) 특성을 보이기 때문에 안정된 동작을 확보하기 위하여 안정기 (ballast)라 불리는 전류제한 장치가 필요하다 [2]. 그러므로 HID 램프의 안정기에는 저압의 직류전압을 고압의 교류전압으로 변환하는 직류-교류 (DC-AC) 컨버터 부분과 기동시의 고압의 직류전압 출력이 가능한 이그나이터 (igniter) 부분이 포함되어야 한다.

통상적으로 HID 램프 안정기의 DC-AC 컨버터 부분의 직류-직류 (DC-DC) 컨버터는 최소 부품수를 가지는 이유로 플라이백 (flyback) 컨버터를 이용한다. 또한 직렬 이그나이터도, 앞에서와 같은 이유와 함께, 고압의 직류전압을 쉽게 낼 수 있다는 이유로 역시 플라이백 컨버터를 이용한다 [3]. 안정기의 제어기는 램프의 정상상태 동작조건에서 큰 변화가 있다 할지라도 HID 램프에 대하여 정확한 전류를 공급할 수 있어야 한다. 또한 HID 램프를 기동시키기 위하여 DC-DC 컨버터는 이그나이터의 입력전압을 아크갭 (arc gap)의 동작 전압에 도달할 때까지 증가시켜야 한다. 이 때 램프의 순간적 기동을 위한 일반적인 HID 램프의 기동 필요전압은 초기 점화 (cold start) 시 약 20kV 정도, 재점화 (hot start) 시 약 25kV 정도이다. 아크갭이 터온 될 때 이그나이터 변압기의 1차측에 유기된 고압의 직류전압은 HID 램프에 절연파괴를 일으킨다. 그리고 그 직후 DC-DC 컨버터는 램프의 글로우

<sup>†</sup> 교신저자, 正會員 : 順天鄉大學校 情報技術工學部 助教授 · 工博

E-mail : gangyoul@sch.ac.kr

接受日字 : 2006年 1月 2日

最終完了 : 2006年 2月 14日

방전 (glow discharge) 상태가 아크 방전 (arc discharge) 상태가 되도록 충분한 전류를 공급해야 한다. 그러나 여기에서는 DC-DC 컨버터의 느린 응답속도를 극복하기 위한 별도의 외부 전류 경로가 필요하다. 또한 기동 과도상태 후의 HID 램프의 전력은 안정된 동작을 위하여 제어기에 의해 제어된다. 그리고 HID 램프의 기동 후에는 각 전극이 전류를 동일하게 소비하도록 하기 위해 램프전류는 교류전류로 제어되어야 한다. 이 기능은 HID 램프의 가청공진 (acoustic resonance)을 방지할 수 있는 정도의 저주파로써 동작하는 풀브리지 인버터에 의해 달성된다 [4].

따라서 본 논문에서는 자동차 전조등에 적용이 가능한 자동차 HID 램프용 안정기의 효과적 드라이브를 제안한다. 제안된 안정기는 시스템 전체 부품수의 최소화를 통하여 전체적인 크기를 최적화하고 비용최소화를 하기 위해 저가형 단일칩 8비트 마이크로컨트롤러인 PIC16C73칩을 이용하여 모든 제어 기능이 구현된다. 이 안정기는 램프의 점화 (ignition)를 위하여 높은 개방전압을 발생시키며 램프의 절연 파괴 후 워밍업 시간을 단축시키기 위해 필요한 전력을 충분히 공급한다. 안정기의 DC-AC 컨버터부의 DC-DC 컨버터는 이용되는 부품수가 최소화될 수 있는 플라이백 컨버터 구조를 이용한다. 또한 제안된 안정기의 크기를 더욱 감소시키기 위하여 변압기의 크기를 최소화하여야 하는데 이를 위하여 발생하는 PWM (Pulse Width Modulation) 펄스는 고주파로 발생되고 이는 마이크로컨트롤러 내의 PWM 모듈을 이용한다. 그리고 램프의 점화 후 램프와 안정기의 동작이 정상상태에 도달하게 되면 안정기는 DC-AC 인버터를 이용하여 램프를 교류전류로 제어해야 하는데 이를 위하여 역시 마이크로컨트롤러 내의 또 하나의 PWM 모듈을 이용한다. 또한 이그나이터와 관련된 부분은 DC-DC 컨버터를 이용하고 여기에 전압배가기와 아크갭을 포함한 구조를 이용한다. 제안된 HID 램프 안정기의 제어기가 HID 램프 안정기의 제어기로써 양호한 성능을 보임을 실험 결과를 통하여 보인다.

2. HID 램프 안정기의 시스템 개요

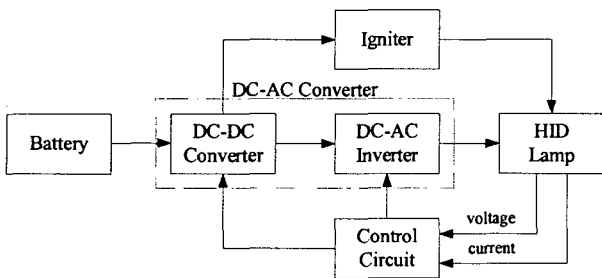


그림 1 HID 램프 전자식 안정기의 전체 시스템 블록다이어그램

Fig. 1 The total system block diagram of the HID lamp electronic ballast.

프로젝트 램프에 사용되는 HID 램프는 내부 가스의 방전을 위한 기동전압이 매우 높고 기동초기에 요구되는 전력이 큰 특징이 있다. 이런 특징으로 인해 프로젝트 램프용 안정기는 저압의 직류전압을 고압의 교류전압으로 변환해 주는

DC-AC 컨버터 부분과 램프의 기동을 위한 고전압 펄스를 인가할 수 있도록 하는 이그나이터 부분으로 구성된다. 그림 1은 자동차 전조등용 HID 램프의 전자식 안정기의 전체적인 구조를 나타내는 전체 시스템 블록다이어그램을 나타낸다 [5].

저압의 직류전압을 고압의 교류전압으로 변환해주는 DC-AC 컨버터 부분은 DC-DC 컨버터와 DC-AC 인버터로 구성된다. 여기에서 DC-DC 컨버터에 적용이 가능한 토폴로지로는 플라이백, 포워드 (forward), 푸시풀 (push-pull) 컨버터 등이 있다. 그러나 이 중에서 플라이백 컨버터는 백-부스트 컨버터처럼 동작할 수 있을 뿐만 아니라 무부하시 고압의 직류전압을 출력하기가 용이하기 때문에 HID 램프용 안정기의 DC-DC 컨버터로 주로 이것을 이용한다. DC-AC 인버터는 직류전압을 교류전압으로 변환하여 램프에 교류전압을 공급하는 것으로 여기에는 하프브리지 (half bridge) 또는 풀브리지 (full bridge) 타입의 인버터를 각각 적용할 수 있다. 그러나 하프브리지 타입의 인버터의 경우에는 전력반도체스위치가 감소되는 장점은 있으나 내압이 큰 전력반도체스위치가 필요하고 입력 캐패시터에 전압 불균형이 생길 수도 있는 단점이 있다. 반면에 풀브리지 타입의 인버터를 사용하면 하프브리지 타입보다 전력반도체스위치가 증가하는 단점은 있지만 전력반도체스위치에 걸리는 직류전압이 그에 비해 반으로 감소하므로 전력 반도체 스위치의 전압스트레스가 감소하여 내압이 작은 전력 반도체 스위치 소자를 사용할 수 있고 전압 불균형이 일어나지 않는 장점이 있다.

3. 제안된 HID 램프용 안정기

다음의 그림 2는 제안된 HID 램프용 안정기의 전력구조를 나타낸다. 제안된 HID 램프용 안정기에 사용된 램프는 그림에서 보는 바와 같이 D1S 램프이고, 제안된 안정기의 구조는 크게 세 부분으로 구성되어 있는데, 먼저 DC-DC 컨버터가 있고 DC-AC 인버터와 이그나이터의 동작을 위하여 고전압을 만들어 주는 전압배가기 (voltage doubler)부분이 있다.

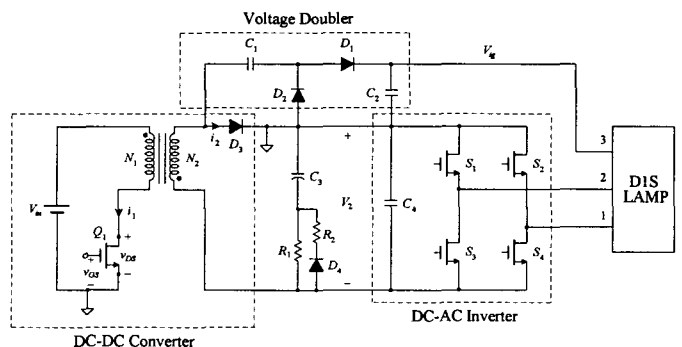


그림 2 제안된 HID 램프용 안정기의 전력구조  
Fig. 2 The topology of the proposed HID lamp ballast.

3.1 D1S 램프의 동작 특성

그림 2에서 보듯이, 본 논문에서 제안한 안정기에 적용된 램프는 최근에 개발된 D1S 램프로써 그림 3에 보이는 것과

같은 내부회로를 가지는데, 여기에서의 각 단자의 번호는 그림 2의 'D1S LAMP' 부분의 각 단자의 번호에 대응되는 것이다. 이 램프는 아크갭 부분을 램프와 일체화하였기 때문에 안정기의 크기를 감소시킬 수 있는 장점이 있다. 그래서 이러한 효율성으로 인하여 업계에서는 앞으로 자동차용 전조등으로 이 램프를 널리 이용할 것으로 예상된다. 이러한 D1S 램프의 사양에 따른 동작의 개념 파형은 그림 4와 같다 [6].

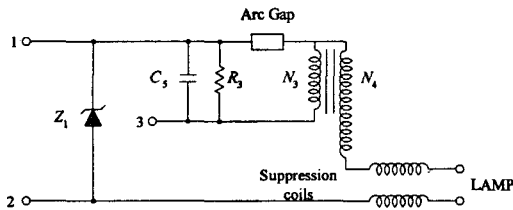


그림 3 D1S 램프의 내부 회로  
Fig. 3 The internal circuit of D1S lamp.

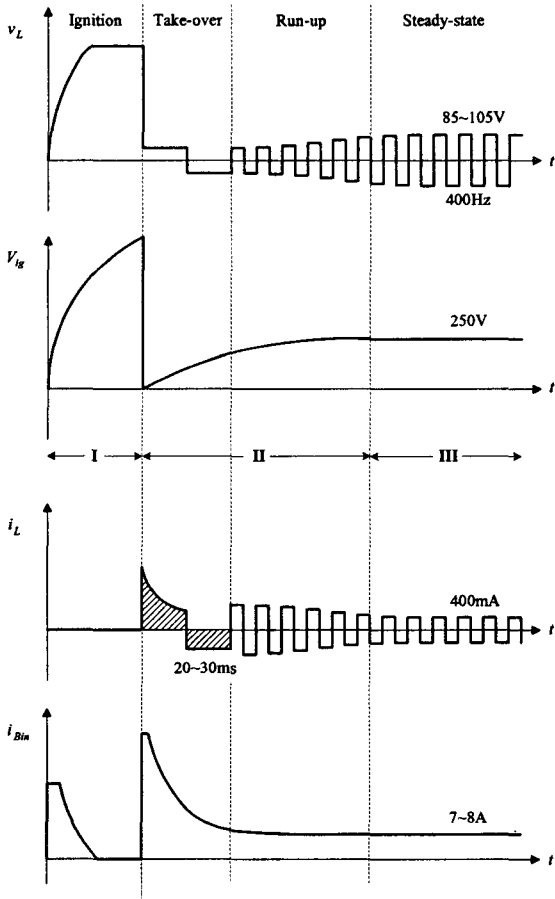


그림 4 D1S 램프의 사양에 따른 동작 개념 파형  
Fig. 4 The operation conceptual waveform by the D1S lamp specification.

그림 4의 '구간 I'은 점화 구간으로써 아크갭이 스파크를 발생할 수 있도록 전압을 한계전압까지 올려주기 위하여 램프의 전압을 증가시키는 구간이다. 이 구간에서는 램프가 아직 점등되지 않은 상태이기 때문에 램프의 저항이 매우 크게

되므로 램프는 마치 개방회로 (open-circuit)처럼 동작한다. 이 다음 스파크가 일어나 점등이 이루어지게 되면 '구간 II'로 들어가게 되는데 일단 스파크가 일어나 점등이 되면 전류 경로가 형성되고 이 때 램프 내부의 온도가 상승하면서 전도가 더욱 활발히 진행되어 램프가 정상상태로 들어가게 된다. 그런데 이 때 만약 양쪽 전극을 충분히 가열시켜주지 않으면 램프의 전도가 원활히 이루어지지 않으므로 램프가 아예 소등되거나 정상상태에 도달하는 시간이 길어지게 된다. 그러므로 '구간 II'에서는 양쪽 전극에 직류전류를 충분히 흘려주어 빠른 시간 내에 정상상태에 도달할 수 있도록 해주어야 한다. 그리고 '구간 III'은 정상상태로 여기에서는 램프의 전력을 일정하게 유지하도록 전력제어를 한다.

그림 4에서  $v_L$ 과  $i_L$ 은 각각 그림 2의 램프입력전압과 램프 입력전류를 나타내며,  $V_{lg}$ 는 그림 2의 이그나이터의 점화전압을 나타내고,  $i_{Bin}$ 은 DC-DC 컨버터 변압기 1차측의 입력배터리 전류를 나타낸다.

### 3.2 DC-AC 컨버터 부분

그림 2에서 보는 바와 같이 DC-AC 컨버터 부분은 플라이백 컨버터 형태의 DC-DC 컨버터와 풀브리지 형태의 DC-AC 인버터로 구성된다.

#### 3.2.1 DC-DC 컨버터

DC-DC 컨버터로써의 플라이백 컨버터 구조는 다른 구조들에 비해 출력 인덕터가 필요하지 않으며, 이로 인하여 다중출력을 이용할 경우에 입력 또는 부하 변동에 대해서도 각각의 출력전압을 잘 유지하는 장점이 있다. 또한 무부하시 불연속도동모드로 동작시키면 출력전압을 쉽게 고전압으로 증가시킬 수 있기 때문에 고전압 응용부분에서도 장점을 가진다.

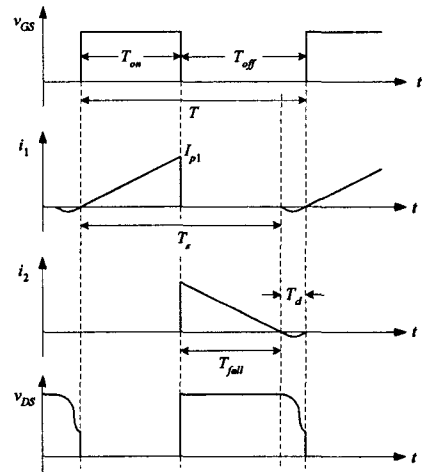


그림 5 DC-DC 컨버터의 이론적인 동작 파형  
Fig. 5 The theoretical operation waveform of the DC-DC converter.

본 논문에서 제안된 안정기의 플라이백 컨버터 구조를 가지는 DC-DC 컨버터는 일정 오프-시간 제어 (constant off-time control) 방식으로 동작한다. 컨버터의 동작 해석을

위해 우선 DC-DC 컨버터의 모든 요소들은 이상적이라고 가정한다. 설계사양은 입력배터리 전압  $V_{in}=9\sim 15V$ , 정격 출력  $P_o=35W$ , 효율은 85%이고 컨버터는 임계도통모드 (critical conduction mode) [7, 8]로 동작하도록 하는데 그 이론적인 동작 파형은 그림 5와 같다. 변압기는 안정기의 크기와 전력 반도체 스위치의 전압스트레스 등을 고려하여 변압기의 1차측 자화인덕턴스  $L_m$ 은  $3.3\mu H$ , 권선비  $n_T (=N_2/N_1)$ 는 6으로 설정하였다.

플라이백 컨버터 변압기의 1차측 스위치 전류  $i_1$ 의 피크치  $I_{P1}$ 은 다음과 같이 온시간  $T_{on}$ 와 2차측의 전류감소 시간  $T_{fall}$ 과 각각 관련이 있다.

$$I_{P1} = \frac{V_{in} T_{on}}{L_m} \quad (1)$$

$$I_{P1} = \frac{V_2 T_{fall}}{L_m n_T} \quad (2)$$

이 때 변압기 2차측 전류  $i_2$ 의 평균치  $I_2$ 는 스위칭 주기  $T$ 에 대하여

$$I_2 = \frac{I_{P1}}{2} \frac{T_{fall}}{n_T T} \quad (3)$$

이다. (1)과 (2)로부터 온시간  $T_{on}$ 과 변압기 2차측 전류  $i_2$ 의 전류감소 시간  $T_{fall}$  간에는 다음의 관계가 성립한다.

$$\frac{T_{on}}{T_{fall}} = \frac{M}{n_T} \quad (4)$$

여기서  $M=V_2/V_{in}$ 로써 전압변환비이다. 또한 (2)와 (3)으로부터 또 하나의 DC-DC 컨버터 변압기의 2차측 전류  $i_2$ 의 평균치  $I_2$ 를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$I_2 = \frac{V_2}{2L_m T} \left( \frac{T_{fall}}{n_T} \right)^2 \quad (5)$$

컨버터가 임계도통모드로 동작하면

$$T_s = T_{on} + T_{fall} \quad (6)$$

이고 스위칭 주기  $T$ 는 다음과 같다.

$$T = T_s + T_d \quad (7)$$

여기에서  $T_d$ 는 기생-공진 주기의 1/2로써 다음과 같다.

$$T_d = \pi \sqrt{L_m C_s} \quad (8)$$

여기서  $C_s$ 는 반도체 스위치  $Q_1$ 과 다이오드  $D_3$ 의 기생캐패시터의 합이다. 그리고  $T_d$ 는  $T_s \gg T_d$ 이므로 무시가 가능하여  $T \approx T_s$ 로 근사화할 수 있으므로 (5)의  $I_2$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$I_2 = \frac{V_2}{2L_m T_s} \left( \frac{T_{fall}}{n_T} \right)^2 \quad (9)$$

그러면 (4), (6), (9)로부터

$$T_{fall} = \frac{I_2}{V_2} 2L_m n_T^2 \left( 1 + \frac{M}{n_T} \right) \quad (10)$$

$$T_s = \frac{I_2}{V_2} 2L_m n_T^2 \left( 1 + \frac{M}{n_T} \right)^2 \quad (11)$$

이다.

이 때 제어기가 임계도통모드로 DC-DC 컨버터의 출력을 제어하면 (4)와 (11)로부터 그 출력  $P_2$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$P_2 = \frac{T_s}{2L_m} \left[ \frac{V_2}{n_T (1 + V_2/(n_T V_{in}))} \right]^2 \quad (12)$$

여기서 예로 만약  $T_s=5\mu sec$ 로 설정된다면 스위칭 주파수  $f (=1/T)$ 는 약 200kHz이고 정상상태 출력  $P_2$ 는 약 35W 정도 된다.

정상상태에서의 DC-DC 컨버터 변압기의 1차측 입력전압과 2차측 출력전압 및 전류는 제안된 안정기의 제어기로 이용된 마이크로컨트롤러의 A/D 컨버터를 이용해 센싱된다. 그리고 DC-DC 컨버터의 PWM 주기는 센싱된 값들과 (8)을 이용하여 계산한 뒤 제어기의 마이크로컨트롤러의 PWM 주기 레지스터에 로드한다.

### 3.2.2 DC-AC 인버터

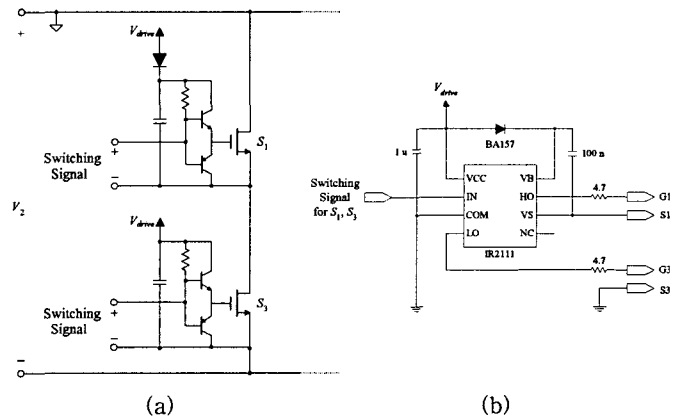


그림 6 부트스트랩 방식을 이용한 전력반도체 스위치의 브리지 드라이브 회로 : (a) 상세회로, (b) 제안된 시스템의 구현에 이용된 실제회로

Fig. 6 A drive circuit for the bridge of power semiconductor switches using bootstrap method : (a) Detail circuit, (b) The real circuit used for realization of the proposed system.

DC-AC 컨버터부의 DC-AC 인버터의 주역할은 앞의 DC-DC 컨버터에서 출력되는 직류전압을 입력전압으로 하여 400Hz의 구형파 교류전압으로 만들어 램프에 공급하는 것이다. DC-AC 인버터의 구조는 그림 2에서 보듯이 풀브리지 구조로 되어 있다. DC-AC 인버터는 안정기의 초기 동작인 램프 점화 시에는 동작하지 않고 있다가 램프 점화가 일어난 후에 스위칭을 시작한다. 또한 그림 2에 나타나 있듯이 DC-AC 인버터의 직류링크단은 아래쪽의 기준 전위에 대하여 고전위 부분 (양 (+)의 전압 극성)이 시스템 접지에 연결되어 있어 음 (-)전위를 가지게 된다. 이를 인하여 반도체 전력스위치  $S_1\sim S_4$ 의 게이트 드라이브회로가 약간 복잡하게 되는데 그 이유는 게이트 구동 전압의 레벨 (level) 문제 때문이다. 이에 대하여 제안된 안정기에서는 부트스트랩 (bootstrap) 방식을 이용하여 게이트 드라이브회로를 구현하였다. 이 회로를 이용한 이유는 회로의 구현에 있어 다른 방식에 비해 복잡성이 다소 덜하고 이 방식으로 쉽게 구현할 수 있는 드라이브 IC들이 이미 다수 개발되어 있기 때문이다. 그림 6은 부트스트랩 방식을 이용한 풀브리지의 한 쪽 레그의 반도체 전력스위치의 드라이브회로의 상세회로 (a)와 현재 판매되고 있는 부트스트랩 드라이브 IC인 International Rectifier사의 IR2111을 이용하여 제안된 시스템을 위해 구현

된 드라이브회로의 실제 회로 (b)를 보인다. 여기서  $V_{drive}$ 는 직류링크  $V_2$  전압의 기준 전위인 음 (-) 전위에 대하여 생성된 구동전압을 나타낸다. 또한 스위칭 신호 (Switching Signal for  $S_1, S_3$ )는 제어기의 마이크로컨트롤러의 또 다른 PWM 모듈을 이용하여 또 다른 PWM 포트에서 발생시켜 공급된다.

3.3 이그나이터 관련 부분

제안된 시스템에 사용된 램프는 DIS 램프로 전구와 아크 갭이 하나로 되어 있는 일체형 램프이다. HID 램프의 초기 기동을 위한 이그나이터 관련 부분은 고전압을 생성하는 전압배가기와 DIS 램프 내에 포함된 아크갭으로 구성된다. 그림 7은 이그나이터와 관련된 부분을 나타내는 것으로 그림 2의 회로 중에서 이그나이터와 관련된 전압배가기와 DIS 램프 내에 포함된 아크갭을 나타낸다.

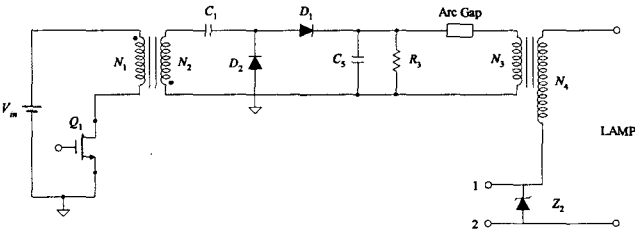


그림 7 이그나이터와 관련된 전압배가기와 DIS 램프 내에 포함된 아크갭  
Fig. 7 The voltage doubler and the arc gap included in the DIS lamp related to the igniter.

이그나이터 관련부는 그림 7에서 보듯이 DC-DC 컨버터를 또한 이용하고 여기에 전압배가기와 아크갭이 포함된 구조로 되어 있다. 초기 구동 시의 전압배가기와 이그나이터의 동작원리를 설명하면 각각 다음과 같다.

1) 전압배가기의 동작 원리 : 초기 구동 시에 DC-DC 컨버터의  $N_1$ 과  $N_2$ 로 구성된 변압기의 2차측 권선 전압은 DC-DC 컨버터의 동작으로 유도되어  $-nT \cdot V_i$  ( $= -U$ )의 진폭을 가지는 구형파 전압이 된다. 이 구형파 전압이  $C_1$ 과  $D_2$ 의 클램퍼 (clamper) 회로를 통과하고 나면  $+U$ 의 진폭을 가지는 구형파 전압으로 변환되고 다시 이 구형파 전압이  $D_1$ 과  $C_2$ 를 통과하면  $C_2$ 의 윗부분은  $+U$  전위를 가지고 아랫부분은  $-U$ 의 전위를 가지게 되어  $C_2$ 의 양단전압이 결국  $2U$ 가 되게 된다. 따라서 DC-DC 컨버터에서의 전압보다 배가 (double)할 수 있게 된다.

2) 이그나이터의 동작원리 : 초기 구동 시에 전압을  $C_2$ 에 저장하고 있다가 아크갭의 한계 전압을 초과하는 순간 방전하여 수천 V의 아크를 발생한다. 그리고 이 아크를 권선  $N_3$ 와  $N_4$ 를 이용해서 수만 V로 승압하여 램프의 시동전압을 생성시킨다. 초기 구동이 종료되고 나면 전압이 아크갭의 한계 전압까지 상승하지 않기 때문에 아크는 발생되지 않고  $C_2$ 의 전압은 저항  $R_3$ 를 통하여 점차로 방전되어 아크갭의 한계 전압 이하로 유지하게 된다.

4. 실험 결과

마이크로컨트롤러를 이용한 시스템에서의 소프트웨어의 유

연성은 제어 기법의 개발과 업데이트를 용이하게 하고 고성능의 현대 제어기법 도입을 가능하게 하며 시스템의 회로를 간략화할 수 있도록 한다. 그러므로 본 논문에서는 마이크로컨트롤러의 이러한 장점을 이용하기 위하여 제안된 시스템의 주제어기로, 그림 8의 제안된 HID 램프용 안정기의 전체 시스템 구성 블록 다이어그램에서와 같이, Microchip사의 저가형 8비트 마이크로컨트롤러인 PIC16C73을 이용하였다. 각 필요 지점에서 획득된 아날로그 전압/전류값은 PIC16C73의 A/D 변환기 (A/D converter)로 입력되어 디지털 값으로 변환되며 램프전압의 점화전압 도달 여부 판단, PWM 주기 계산 및 시스템 회로보호 등에 이용된다.

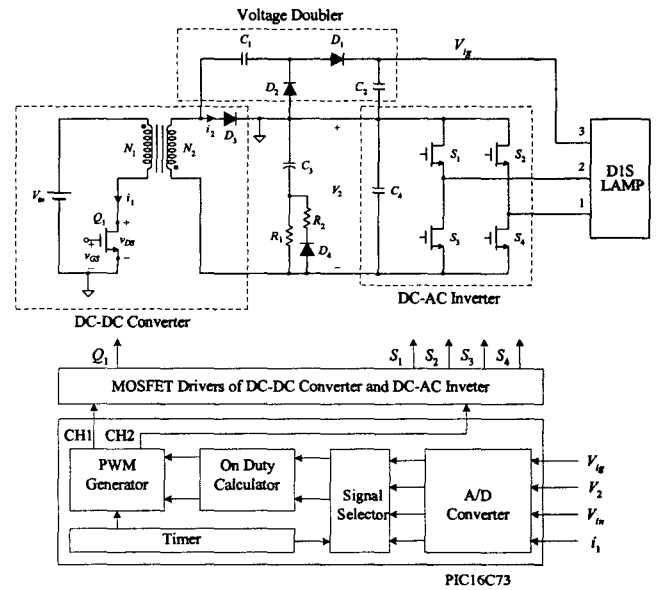


그림 8 제안된 HID 램프용 안정기의 전체 시스템 구성 블록 다이어그램.  
Fig. 8 The total system block diagram of the proposed HID lamp ballast.

전체 시스템은 제어회로와 전력회로의 두 부분으로 구분된다. 제어회로는 제안된 시스템의 알고리즘을 수행하는 PIC16C73 마이크로프로세서의 CPU 회로와 MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)를 구동하는 각 컨버터와 인버터의 MOSFET 드라이브회로로써 구성된다. 제안된 안정기의 부피를 줄이기 위하여 DC-DC 컨버터의 변압기의 부피를 줄이고 주스위치를 고주파로 스위칭하도록 하였는데 주로 동작하는 스위칭주파수  $f=200kHz$  정도로 하였다. 그리고 HID 램프의 점화 후 교류제어를 위해 DC-AC 인버터에서 발생하는 PWM의 주파수는 DIS 램프의 사양대로 400Hz로 하였다.

그림 9는 플라이백 컨버터 구조를 가지는 DC-DC 컨버터가 불연속도동모드로 동작할 때의 정상상태 파형을 보이고 있다. 여기에서 스위치 전류  $i_1$ 는 불연속도동 구간을 지나 스위치가 온 되면 선형적으로 증가하고 스위치가 오프 되면 전류도 흐르지 않아 전류 불연속 구간으로 들어가는 파형을 보이고 있다. 또한  $v_{GS}$ 는 DC-DC 컨버터의 변압기의 1차측 주스위치의 게이트 전압을 나타내고  $v_{DS}$ 는 스위치 양단간의 전압을 나타낸다. 이 파형은 제안된 안정기의 DC-DC 컨버터가

안정적으로 잘 동작하고 있음을 보인다.

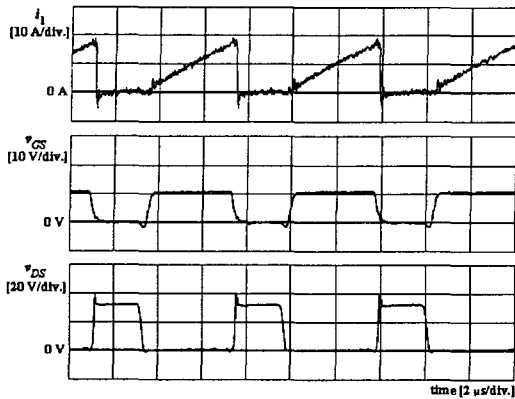


그림 9 플라이백 컨버터 구조를 가지는 DC-DC 컨버터의 변압기 1차측의 정상상태 동작 파형  
 Fig. 9 The steady-state operational waveform of the transformer primary winding of the DC-DC converter with the flyback converter topology.

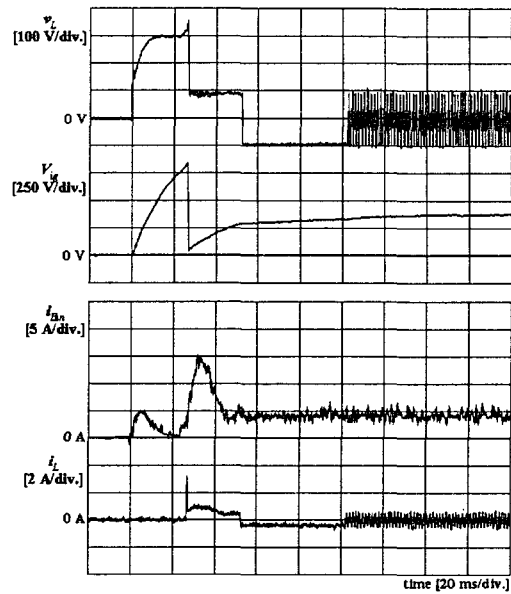


그림 11 HID 램프의 가열 상태 기동시의 램프와 안정기 각 부분의 동작 파형  
 Fig. 11 Operational waveform of each part of the lamp and ballast when HID lamp hot starting.

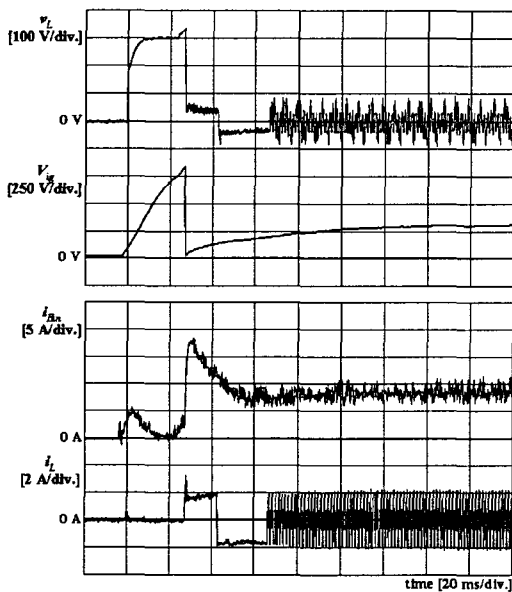


그림 10 HID 램프의 냉각 상태 기동시의 램프와 안정기 각 부분의 동작 파형  
 Fig. 10 Operational waveform of each part of the lamp and ballast when HID lamp cold starting.

그림 10은 HID 램프가 냉각 상태일 때 기동하는 램프와 안정기의 각 부분의 동작파형을 보인다. 여기에서  $v_L$ 은 램프 전압을 나타내고  $v_B$ 는 이그나이터의 점화전압을 나타낸다. 여기에서의  $i_{Bin}$ 은 DC-DC 컨버터의 입력배터리 전류이고  $i_L$ 은 램프의 입력전류를 나타낸다. 이 파형은 냉각 상태의 램프에 대하여 동작하는 제한된 안정기의 동작 파형이 이론적인 파형과 거의 일치하며, 이것은 곧 램프 제조사가 요구하는 사양에 적합함을 보이는 것이다.

그림 11은 HID 램프가 한 번 이상 동작하여 가열 상태로 있을 때의 램프와 안정기의 각 부분의 동작 파형을 보인다. Take-over와 run-up 시간이 램프 냉각 상태에 비해 다소 길어졌을 뿐 파형의 모양은 냉각 상태와 거의 유사함을 볼 수 있다. 그리고 전압의 크기는 다소 증가하였으나 전류의 크기는 다소 감소하였음을 알 수 있다. 그러나 이 파형 역시 이론적 파형과 거의 일치하며 램프 제조사의 사양에도 적합함을 볼 수 있다.

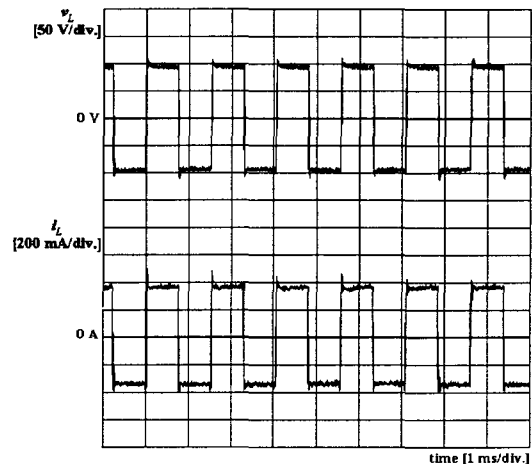


그림 12 정상상태에서의 램프 전압과 전류.  
 Fig. 12 Lamp voltage and current in steady-state.

그림 12는 램프와 안정기가 초기 구동하여 정상상태에 도달했을 때의 램프 전압과 램프 입력전류를 보인다. 이로써 안정기가 정상상태에서 램프를 안정적으로 교류제어하고 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 자동차 전조등에 적용이 가능한 자동차 HID 램프용 안정기의 효과적 드라이브를 제안하였다. 제안된 안정기는 시스템의 전체 부품수의 최소화를 통하여 전체적인 크기를 최적화하고 비용최소화를 하기 위해 저가형 단일칩 8비트 마이크로컨트롤러인 PIC16C73칩을 이용하여 모든 제어 기능이 구현되었다. 이 안정기는 램프의 점화를 위하여 높은 개방전압을 발생시키며 램프의 절연파괴 후 워밍업 시간을 단축시키기 위해 필요한 전력을 충분히 공급한다. 안정기의 DC-AC 컨버터부의 DC-DC 컨버터는 이용되는 부품수가 최소화될 수 있는 플라이백 컨버터 구조를 이용하였다. 또한 제안된 안정기의 크기를 더욱 감소시키기 위하여 변압기의 크기를 최소화하여야 하는데 이를 위하여 발생하는 PWM 펄스는 고주파로 발생되고 이는 마이크로컨트롤러 내의 PWM 모듈을 이용하였다. 그리고 램프의 점화 후 램프와 안정기의 동작이 정상상태에 도달하게 되면 안정기는 DC-AC 인버터를 이용하여 램프를 교류제어해야 하는데 이를 위하여 역시 마이크로컨트롤러 내의 또 하나의 PWM 모듈을 이용하였다. 또한 이그나이터와 관련된 부분은 DC-DC 컨버터를 이용하고 여기에 전압배가기와 아크갭을 포함한 구조를 이용하였다. 제안된 HID 램프 안정기의 제어기가 HID 램프 안정기의 제어기로써 양호한 성능을 보임을 실험 결과를 통하여 보였다.

감사의 글

본 연구과제는 2005학년도 순천향대학교 산업기술연구소 학술연구조성비 일반연구과제로 지원을 받아 수행하였음.

참 고 문 헌

[1] H. Kakehasi, M. Habu, T. Ninomiya, M. Shoyama, H. Ogasawara, and Y. Ohta, "Analysis of an HID-lamp igniter using a two-stage magnetic-pulse-compression circuit", *Power Electronics Specialists Conference*, 1998. PESC 98 Record. vol. 2, pp. 1768 - 1773, 17-22 May, 1998.

[2] H. Ohguchi, M. H. Ohsato, T. Shimizu, G. Kimura, and H. Takagi, "A high-frequency electronic ballast for HID lamps based on a  $\lambda/4$ -long distributed constant line", *IEEE Trans. on. Power Electron*, vol. 13, no. 3, pp. 1023-1029, Nov. 1998.

[3] H. J. Faehnrich and E. Rasch, "Electronic ballasts for metal halide lamps", *J. Illum. Eng. Soc.*, pp. 131-140, Summer, 1998.

[4] R. Fiorello, *Lamp igniter circuit*, Tech. Rep., 1997.

[5] T. J. Liang, W. B. Shyu, C. A. Cheng, C. M. Chuang, and J. F. Chen, "Investigation on transient and steady-state characteristics with electronic ballast of automotive HID lamp", *PESC2002*, pp. 1651-1655,

2002.

[6] 홍규완, "고광도 방전 램프용 안정기의 해석과 구현", 포항공과대학교 석사학위논문, 2000.

[7] Y. Panov and M. M. Jovanovic, "Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched flyback converter at light loads", *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 17, no. 4, pp. 596-603, July 2002.

[8] K. C. Lee and B. H. Cho, "Design and analysis of automotive high intensity discharge lamp ballast using micro controller unit", *IEEE Trans. on Power Electron.* vol. 18, no. 6, pp. 1356-1364, Nov. 2003.

저 자 소 개



정 강 루 (鄭 康 律)

1971년 12월 17일생. 1997년 영남대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1999년 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 졸업(공학석사). 2002년 동대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공학박사). 동년 동대학원 BK21 박사후 연구원. 2003년~현재 순천향대학교 정보기술공학부 조교수.