

## 주파수 가변 동기 정류기를 이용한 고효율 MHD 램프 안정기

현병철, 이인규, 조보형

서울대학교 전기·컴퓨터공학부 전력전자시스템 연구실

### A High Efficiency MHD Lamp Ballast with a Frequency Controlled Synchronous Rectifier

B.C. Hyun, I.K. Lee, and B.H. Cho

Power Electronics System Lab. in Seoul National Univ.

#### ABSTRACT

In this paper, in order to develop a simple and high efficient ballast without an external ignitor, a half-bridge type ballast with a coupled inductor and a frequency controlled synchronous rectifier is proposed. The internal LC resonance of the buck converter is used to generate a high voltage pulse for the ignition, and the coupled inductor filter is used for steady state ripple cancellation. Also, a synchronous buck converter is applied for the DC/DC converter stage. In order to improve the efficiency of the ballast, a frequency control method is proposed. This scheme reduces a circulation current and turn off loss of the MOSFET switch on the constant power operation, which results in increase of the efficiency of the ballast system about 4 %, compared to a fixed frequency control. It consists a 2-stage version ballast with a PFC circuit. The results are verified with hardware experiments.

#### 1. 서 론

MHD(Metal Halide Discharge)램프는 고효율과 긴 수명, 높은 연색성 등의 특징으로 다목적 광원으로 주목을 받고 있다. 특히 35~150W MHD램프는 형광등 할로겐 램프와 함께 실내등으로 사용 되는데, 다른 방전등과 같이 MHD램프의 점등과정을 보면 초기에는 점등을 위해 고압 펄스가 필요하고, 글로우-아크 천이시는 적절한 전류(takeover current)가 필요하며 정상상태에 도달하기 위해 warmup 전류가 필요하다. 정상상태에서의 MHD 램프 전압은 각 램프마다 다르고(주로 65~110V), 동작 시간에 따라 증가한다. 램프의 긴 수명과 일정한 광 출력을 얻기 위해 램프의 전력이 램프의 전압 변동에 관계 없이 일정한 값으로 조절되어야 한다. 또한 MHD 램프

는 양 전극을 동일하게 소모하기 위해 교류전류로 구동하여야 한다. 한편, 안정기가 AC 상용라인에서 동작하는 경우 역률을 높이기 위해 PFC 회로가 안정기 입력 단에 추가되어야 한다<sup>[1],[2]</sup>. 실내용 안정기는 손쉬운 설치를 위해 크기가 작고 열 발산으로 인한 실내 온도 상승을 방지하기 위해 높은 효율이 매우 중요하다. 그러므로 효율을 높이기 위해 영전류, 영전압 같은 소프트 스위칭 방식이 사용 되어 져야 한다. 안정기 크기를 줄이기 위해 전력단을 통합하기 위한 많은 노력들이 있었다. 일반적으로 하나는 PFC회로와 DC/DC 컨버터를 통합하는 것이고, 또 다른 하나는 DC/DC 컨버터와 풀 브리지 인버터를 통합하는 것이다<sup>[3]</sup>. DC/DC컨버터가 벅 타입이면 두 번째 방식이 좋은 방법인데, 이는 벅 타입이 다른 추가 회로 없이 풀 브리지나 하프 브리지 인버터로 구현이 쉽기 때문이다. 본 논문에서는 외부 이그니터가 없는 주파수 가변 동기 정류기와 커플 인덕터를 이용한 하프 브리지 방식의 간단한 고효율 안정기를 제안한다.

#### 2. DC/AC 변환을 위한 하프 브리지 컨버터

통합형 안정기 구성의 한 부분은 풀 브리지 방식이다. 이 회로에서는 내부 LC공진으로 높은 전압의 초기방전 펄스를 얻기 힘들다. LC공진 회로가 고전압 펄스를 발생 시킬 때, 스위치 전류에 제한을 두기 위해 LC 필터의 특성 임피던스가 커야 한다. LC 공진 회로는 정상상태서 램프의 음향 공진을 피하기 위해 출력 전류 리플을 감소시키는 출력 필터와 같은 역할을 하기 때문에, 커패시턴스는 충분히 커야하고, 이는 인덕턴스를 크게 한다. 이것은 그림1에 보여진 것처럼 2차 LC공진단을 포함한 벅 타입 안정기를 사용하여 개선할 수 있다.

그림 1의 회로의 동작을 살펴보면 초기 방전 모드 시 높은 Q를 가진  $L_1$ 과  $L_2$ 가  $C_2$ 와 공진하여 고전압을 발생시킨다. 점등 후, 하프 브리지 컨버터는  $V_{in}/2$ 의 입력 전압을 가지는 벅 컨버터와 같이 동작한다. 이 회로는 외

부 이그니터가 필요 없고 2차 LC네트워크에 의해 출력 전류 리플을 필터링 하는 장점이 있다. 그러나 두 인덕터의 크기와 무게가 증가하는 단점이 있다.

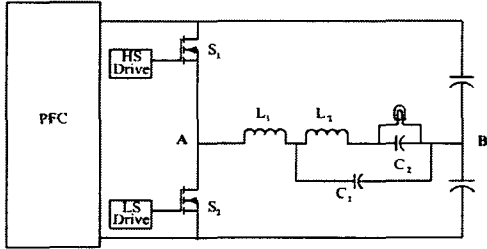


그림 1 기존의 2 stage 방식(하프 브리지 타입)  
Fig. 1 Conventional two-stage approach (a half bridge type)

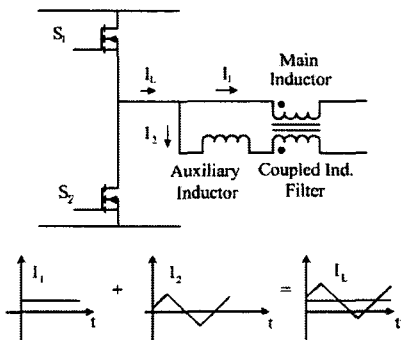
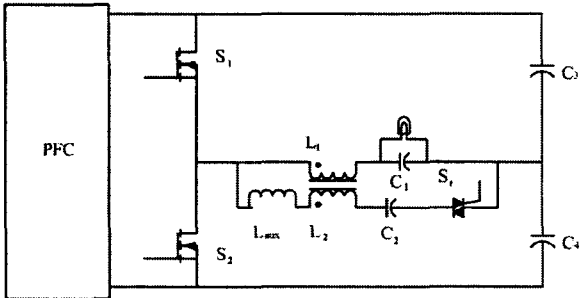


그림 2 제안된 안정기 회로와 리플제거 동작  
Fig. 2 The proposed ballast and its ripple canceling operation

그림 2는 커플 인덕터와 출력 필터 커패시터(C2), 보조 인덕터(Laux) 그리고 출력 전류 리플을 줄이기 위한 트라이액 스위치(S1)를 포함하는 하프 브리지

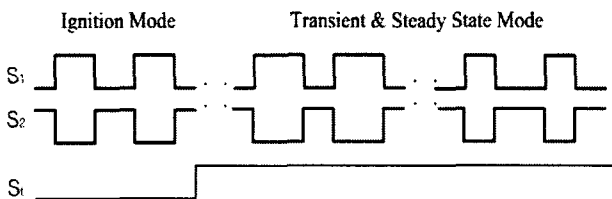


그림 3 스위치 S1, S2, St의 타이밍도  
Fig. 3 Timing chart of S1, S2, and St

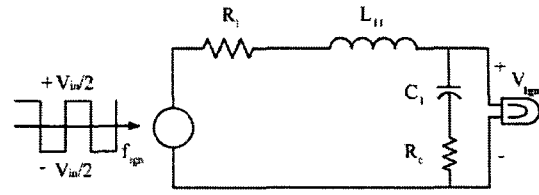


그림 4 초기 점등모드시 등가회로  
Fig. 4 The equivalent circuit of the ignition mode

$$V_{ign} = \frac{2}{\pi} V_{in} \left| \frac{\frac{1}{SC_1} + R_c}{SL_{11} + R_i + \frac{1}{SC_1} + R_c} \right|_{S=j2\pi f_{ign}}$$

$$\cong \frac{2}{\pi} V_{in} \frac{1}{R_i + R_c} \sqrt{\frac{L_{11}}{C_1}} \quad (1)$$

여기서

$$I_{in, pk} = \frac{V_{ign, pk}}{2Z}$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_1}} \quad (2)$$

타입의 안정기이다.  $L_1$  과  $C_1$  은  $S_1$  스위치가 꺼진 상태에서 초기 점등시 고전압 펄스를 발생시키기 위한 것이다. 정상상태에서는  $S_1$  스위치가 켜져  $L_2$ ,  $L_{aux}$ 와  $C_2$ 에 의해 출력 리플 전류가 제거된다.

### 2.1 초기 방전 현상 분석

초기 점등모드시, 하프 브리지 스위칭에 의해 구형파 전압이 LC 공진 네트워크에 입력된다. 그림 4는 초기 점등 모드 시 등가회로를 보여준다. 입력 피크 전류와 점등 전압이 식 (1)과 (2)에 의해 결정 된다. 식 (1)에서  $f_{ign}$  는 초기 점등모드시 공진 주파수와 가까운 스위칭 주파수 이다.

### 2.2 정상상태 리플 제거 - 커플 인덕터

초기 점등 후, 커플 인덕터 필터를 작동하기 위해  $S_1$  가 연결된다. 식 (3)의 커플 계수와 유효 턴 비가 조정된 커플 인덕터를 이용하여, 램프의 리플 전류가 제거 된다.

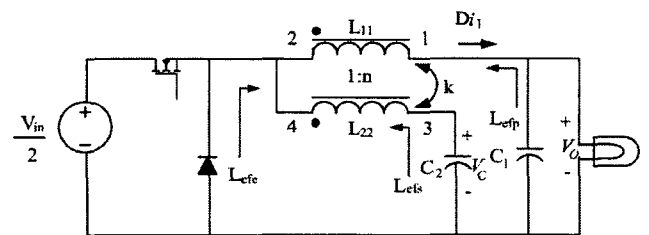


그림 5 초기 점등후 등가회로; k=커플계수, n=유효턴비,  $L_{eff}$ =유효인덕턴스

Fig. 5 The equivalent circuit after ignition; k=coupling coefficient, n=effective turn ratio,  $L_{eff}$ =entire effective inductance

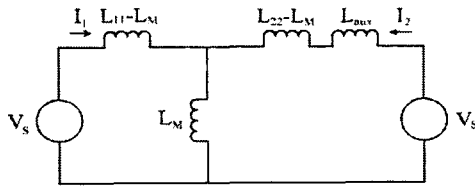


그림 6 커플 인덕터의 T등가회로와 보조 인덕터  
Fig. 6 The T-equivalent circuit of the coupled inductor and the auxiliary inductor

그림 5는 이그니션 동작후 등가회로로서 그림2의 보조 인덕터가 없는 구조이고  $L_{11}$ ,  $L_{22}$ 는 각각 1차측, 2차측 자체 인덕턴스를 나타낸다. 이 회로는 커플 인덕터 필터를 가진 범용적인 벽 컨버터다. 회로에서  $L_{11}$ 을 통하여 흐르는 램프의 리플 전류는 MHD램프의 음향 공진을 피하기 위해 최소화 되어야 한다.

식 (4)와 (5)의  $L_{efp}$ 와  $L_{efs}$ 는 커플 인덕터의 1차측과 2차측의 유효 인덕턴스로 정의된다. 출력 리플 전류는 식 (6)과 같이 표현된다. 그러므로  $n$ 은  $L_{efp}$ 를 크게 하기 위해  $1/k$ 에 가까운 값이어야 한다. 이렇게 하면, 1차측의 리플 전류가 2차측으로 넘어가게 된다. 하지만 이때 1차측에 많은 리플 성분이 남게 되는데, 이는 필터링 커패시터( $C_2$ )의 높은 리플 전압 때문이다. 그림2에 있는 커플 인덕터 전류( $I_2$ )의 AC성분은  $L_2$ 를 통해 흐르고, 안정기용 전류 전원 컨버터에서는 보통 값이 작은  $C_2$ 에 의해 필터링 되는데,  $C_2$ 가 큰 리플 전압을 가지며 커플인덕터를 통하여 램프로 인가되기 때문이다.

그림 5회로의 또다른 문제는 그림 2의 초기 점등 스위치( $S_i$ )의 전압 스트레스이다. 스위치  $S_i$ 의 오프시 전압은 초기 점등시 램프 전압과 같으므로 이그니션 전압 ( $1\sim 2kV$ )이 스위치에 인가되어 스위치소자를 파괴시킨다.

초기 점등시 공진 전류를 낮은 값으로 제한하기 위해 특성 임피던스가 높아야 하므로,  $L_{11}$ 은 크게하고  $C_1$ 은 작게해야 한다.  $S_i$ 의 전압이 낮아져야 하므로  $n$ 은 커질 수 없으며, 그림5의 유효 인덕턴스 ( $L_{efe}$ )는 커야 한다. 그 결과 저주파에서 영전압 동작을 위해 스위칭 주파수가 낮아져야 하는데, 이는 램프의 리플 전류를 크게 한다.

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (3)$$

$$L_{efp} = L_{11} + \frac{L_P}{L_S} L_M = L_{11} \frac{1-k^2}{1-kn} \quad (4)$$

$$L_{efs} = L_{22} + \frac{L_S}{L_P} L_M = L_{22} \frac{1-k^2}{1-\frac{k}{n}} \quad (5)$$

여기서

$$L_P = L_{11} - L_M \quad L_S = L_{22} - L_M$$

$$\Delta i_1 = \frac{\frac{V_{IN}}{2} - V_O}{L_{efp}} \quad (6)$$

또 하나의 문제점은  $n$  과  $k$  의 조정이 매우 민감하다는 것이다. 1차측 코일과 2차측 코일이 같은 페라이트 코일에 감기므로  $k$ 는 거의 1이고  $n$  또한 거의 1이므로 (예를 들어  $k=0.99$ 이면  $n=1.01$ 이다.),  $n$ 을  $1/k$ 의 값으로 조정하는 것이 매우 어렵다.

### 2.3 정상상태 리플 제거 - 보조 인덕터 추가

위에 열거한 문제점들을 해결하기 위해 보조 인덕터,  $L_{aux}$ 를 그림2처럼 커플 인덕터 2차측에 추가 하였다. 리플제거 동작에서 위의 인덕터 추가에 의한 영향은 아래와 같이 설명된다.

그림 6의  $L_{aux}$ 를 포함한 T등가회로는 리플 제거의 영향을 분석하기 위해 사용된다. 그림 6에서 1차측 유효 인덕턴스는 그림 5의 경우와 같이 식 (6)에 의해 구해진다. 바뀐  $C_2$ 에서 보이는 2차측 유효 인덕턴스는 식 (7)과 같다.

$L_{22}+L_{aux}$  가  $L_M$ 과 같도록 설계되면, 식 (7)의  $L_S$ 는 0이 되고  $C_1$ 에서 보이는 유효 인덕턴스  $L_{efp}$  는 무한대가 되어 램프 리플 전류를 거의 영으로 만든다.

$L_{aux}$ 를 회로에 추가함으로써 아래와 같은 장점이 있다

$$L_{efs} = L_{22} + L_{aux} + \frac{L_S}{L_P} L_M \quad (7)$$

여기서

$$L_S = L_{22} + L_{aux} - L_M$$

- 1)  $L_{aux}$ 가  $L_{efp}$ 보다 매우 작아서 리플 전압이  $L_{aux}$ 에 인가되므로,  $C_2$ 의 리플 전압이 램프 전압에 나타나지 않는다.
- 2) 초기 점등시, 이그니션 전압이  $S_i$ 와  $L_2$ ,  $L_{aux}$ 에 분배되므로  $S_i$ 의 전압 스트레스가 크게 감소하여  $S_i$  파괴 문제가 줄어든다.
- 3)  $L_{aux}$ 가 커플 인덕터 2차측에 추가되면 1차측의 리플이 0이 되는 조건이  $k$ 와  $n$ 이 아닌  $L_{aux}$ 에 의해 결정된다. 그리하여  $L_{22}$ 가 줄어들게 되어  $L_M$ 이 줄어든다. 벽 컨버터의 유효 인덕턴스  $L_{efe}$ 는 그림6의  $L_M$ 과 같이 줄어든다. 작은 인덕턴스로 인하여 동기 정류기의 ZVS조건을 맞추기 위해 스위칭 주파수가 증가하게 되고 이것은 스위칭 전류 리플을 작게 하고 효율을 높이는 것이 되는데, 이는 작은 인덕턴스 값으로 인해 인덕터 음의 피크전류가 줄어들어 회로의 순환 에너지를 줄이기 때문이다.
- 4) 그림6의 리플을 0으로 하기 위한  $n$ 과  $k$  값 조절의 민

감도 문제는  $L_{aux}$ 를 추가함으로써 해결된다.  $L_{aux}$ 는 커플 인덕터의 누설 인덕턴스보다 훨씬 크고 1차권선과 2차 권선이 같은 코어에 감기면  $k$ 는 거의 1이다. 그러므로 조정 조건  $L_{22}+L_{aux}=L_M$ 은  $L_{aux}$ 의 설계로 얻어지며, 영전압 스위칭을 위해  $L_{aux}$ 가 바뀌어도, 식(4)의 분자  $L_P$ 는  $1-k^2$ 보다 매우 크므로 식(4)와 식(7)의 어떤 항도 바뀌지 않게 되어 민감도 문제가 해결된다.

5) 작은  $L_{eff}$ 와 높은 스위칭 주파수로 인해 음의 최대전류가 영전압 스위칭 조건을 만족하면서도 줄어들어 인덕터 전류의 교류성분이 작아져 커플 인덕터에 사용되는 코어의 크기를 줄인다.

제어기법에 있어서 안정기의 소프트 스위칭 동작을 얻기 위해 동기 정류형 벽 컨버터를 도입하였다.<sup>[6][7]</sup> 그러나 동기 정류형 벽 컨버터는 MHD안정기에서 단점을 가진다. 정상상태의 MHD램프의 전압이 같은 회사의 램프라 하더라도 넓은 범위(주로 65~110V)에서 변화하여 정전력 제어 동작하에서도 각각의 램프의 임피던스와 전류가 달라 벽 컨버터의 동작점을 변화 시킨다. 그림8처럼 램프 전압이 높을 때 인덕터 전류는 더 많은 순환 전류를 포함하며 이 순환 전류는 안정기의 효율을 떨어뜨린다.

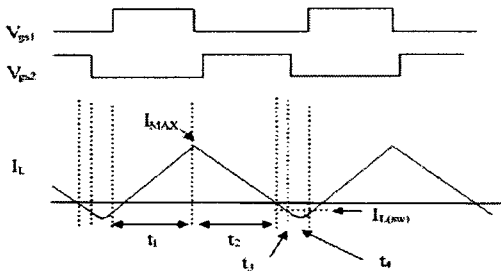
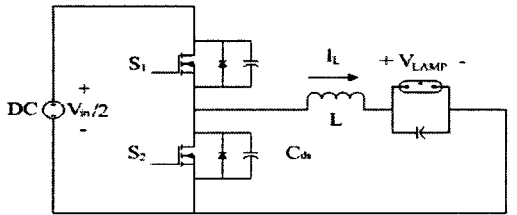


그림 7 동기 정류형 벽 컨버터와 게이트 드라이브 전압 및 인덕터 전류  
Fig. 7 Synchronous rectifier buck converter and its gate drive pulse and inductor current

또한 인덕터 전류의 큰 피크-피크 전류는 스위치의 턴 오프 손실을 증가 시킨다.

벽 컨버터의 인덕턴스, 스위칭 주파수, 인덕터 전류의 피크-피크 값, 그리고 램프 임피던스간의 관계는 그림7로 설명 할 수 있다. 영전압 동작을 하기 위해 턴 오프 시 인덕터 전류( $I_{L(su)}$ )는 충분한 음의 값을 가져야 하며,  $t_3$ 는  $I_{L(su)}$ 를 얻기 위한 시간이다. 동기 정류기의 턴 오프와 메인 스위치의 턴 온 사이 구간  $t_4$ 는 공진 주기의 1/4로 결정 된다.

고정 주파수 동작에서는 램프의 정 전력 제어로 인하

여 램프의 전압이 높을 때( $V_{LAMP}=100V$ ) 인덕터 전류의 피크-피크 가 램프 전압이 낮을 때 보다 커진다. 고정된 인덕턴스 값에 대해 변하는 램프에 대하여 전압에 따라 스위칭 주파수를 바꾸어 줌으로  $t_3$ 와 인덕터 전류의 피크-피크 값을 줄여서 순환 에너지를 줄이고 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

그림 9는 스위칭 주파수가 증가할 때 인덕터 전류의 변화를 보여 준다. 여러 가지 램프 전압에 대해서도 회로의 영전압 동작을 위하여 벽 컨버터의 인덕턴스는

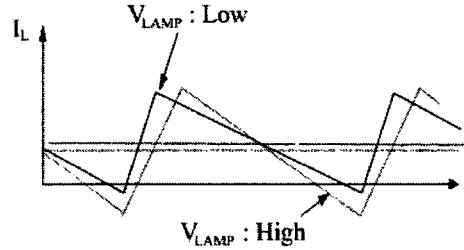


그림 8 램프 전압이 다를 때 인덕터 전류  
Fig. 8 Inductor current for different lamp voltage

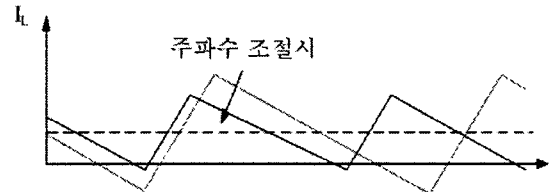


그림 9 가변 스위칭 주파수에 대한 인덕터 전류  
Fig. 9 Inductor current with respect to changing the switching frequency

표 1 실험 및 시뮬레이션을 위한 소자 및 설계값  
Table 1 Designed parameter values

소자	설계값
$S_1, S_2$	IRF840
$L_1$	1.5mH
$L_2$	150uH
$L_{aux}$	330uH
$C_1$	3.3nF
$C_2$	0.22uF

$$t_3 \geq \frac{V_{IN}}{V_{LAMP}} \sqrt{2LC_{ds}} \quad (8)$$

$$t_4 = \frac{2\pi\sqrt{2LC_{ds}}}{4} \quad (9)$$

램프의 전압이 가장 낮은 경우로 두고 설계한다. 높은 전압의 램프가 안정기에 사용되었다면 제어기는 램프의 전압을 검출하여 식 (8)의  $t_3$ 를 최소화하기 위해 스위칭 주파수를 증가 시킨다.

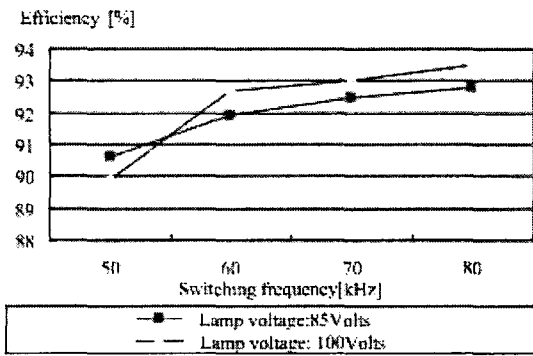


그림 10 전압이 다른 여러 램프와 스위칭 주파수에 대한 효율  
Fig. 10 Efficiency for various lamp voltage and frequency

### 3. 시뮬레이션 및 실험결과

실험은 Osram사의 70W MHD램프를 이용하고 표1과 같은 파라미터를 이용하여 그림 2의 안정기를 구현하였다.

그림 10은 각 램프의 정상상태 전압이 다를 때의 효율과 스위칭 주파수를 보여 준다. 최저 램프전압(65V)을 고려할 때, 고정된 스위칭 주파수는 전체 램프 전압범위(65~110V)에 대해 영전압 스위칭을 하도록 50KHz로 설계 되었다. 실험에서는 2종류의 램프가 사용되었고 램프 전압이 더 높을수록 스위칭 주파수가 증가하므로 효율이 높아졌다. 예를 들어, 가변 주파수 방식에서는 100V 램프의 50KHz에서 동작하는 고정 주파수 방식에 비해 4% 효율이 높았다. 그림11은 램프 전압과  $S_1$  전압의 시뮬레이션 결과이다.  $S_1$  전압은  $L_{aux}$ 가 추가 되지 않고  $n=1$  일 때의  $S_1$  전압의 절반이다.

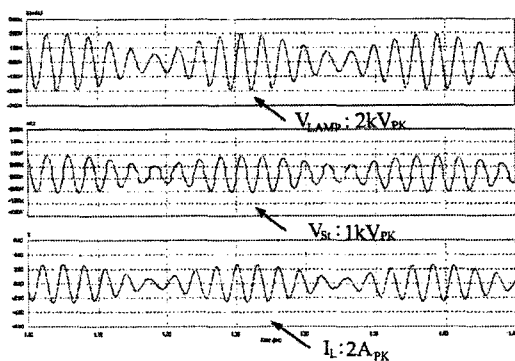


그림 11 램프전압과  $S_1$  전압 시뮬레이션 파형  
Fig. 11 Simulation result of the lamp voltage and the  $S_1$  voltage

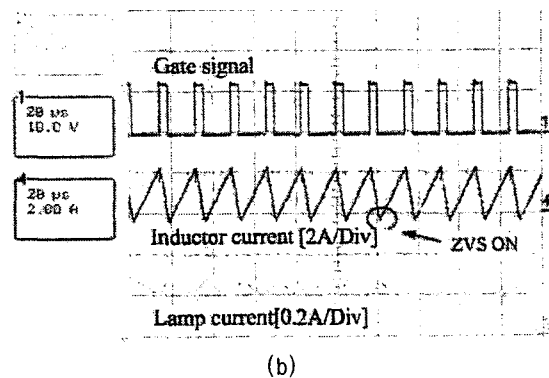
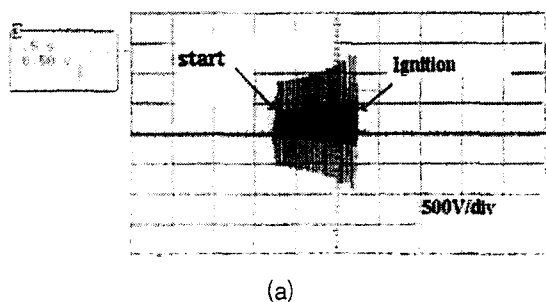


그림 12 실험결과; (a) 초기방전전압, (b)게이트전압, 인덕터 전류, 램프전류  
Fig. 12 Experimental results; (a) the ignition voltage, (b)gate signal, inductor and the lamp ripple current

### 4. 결론

본 논문에서는 가격과 크기를 줄이는 내부 이그니터를 이용한 새로운 고효율 안정기를 제안 하였다. 벽 컨버터의 정상상태 리플 제거를 위해 내부 LC 공진과 커플 인덕터가 사용되었다. 동기형 주파수제어 벽 컨버터가 DC/DC 변환 단계 사용되었다. 안정기의 동작 모드를 분석하고, 가변주파수 제어기법을 도입함으로써 시스템의 효율을 향상시켰다. 또한, 70W MHD램프 안정기를 사용하여 제안된 회로를 실험으로 검증하였다.

이 논문은 (주)인터파워와 에너지관리공단의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

### 참고 자료

- [1] H.J. Faehnrich and E. Rasch, " Electronics Ballasts for Metal Halide Lamps", Journal of the Illuminating Engineering Society, pp131-140, Summer,1988
- [2] Kyu-Chan Lee, B.H. Cho, " Design and analysis of automotive HID lamp ballast system using auxiliary winding", PESC00, pp544-549 vol.1
- [3] H.Nishimura, H.Nagase, K.U. chihashi, T.Shiomi, M. Fukuhara, "A New Electronic Ballast for HID Lamps", Journal of the illuminating Engineering Society, pp70-76, Summer,1998
- [4] Yiyoung Sun, Takeshi Goriki, "Driving Circuit For Hight intensity Discharge Lamp Electronic Ballast", US patent 6,020,691
- [5] S.Cuk and R.D. Middlebrook, "Advances in Switch-Mode Power Conversion", Pasadena, CA: Tesla Co, Vol I-III,1983
- [6] Henze, C.P., Martin, H.C, Parsley, D.W. "Zero-voltage switching in high frquency power converters using pulse width modulation", APEC88, pp33-40
- [7] Djekic, O., Brkovic, M, Roy, "A High frequency synchronous buck converters for low voltage applications", PESC98, pp1248-1254 vol.2
- [8] Byoung-Chul Cho, S.J .Moon, I.K. Lee and B.H. Cho, "A New HID Lamp Ballast using Internal LC resonance and Coupled Inductor Filter", ICPE2001, pp737-740