

## 단일전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기 구현

(Implementation of a High-Power-Factor Single-Stage Electronic Ballast for fluorescent lamps)

서철식\* · 박재욱 · 김해준 · 김동희

(Cheol - Sik Seo · Jae - Wook Park · Hae - Jun Kim · Dong - Hee Kim)

### 요 약

본 논문에서는 고역율의 단일전력단을 갖는 형광등용 전자식 안정기를 제안하고 설계·제작하였다. 저가의 새로운 형태를 갖는 고역율 단일전력단 형광등용 전자식 안정기는 부스터 컨버터와 LC형 고주파 공진 인버터로 구성되어진다. 그러나, 기존의 안정기와는 달리 제안된 안정기는 브리지 다이오드를 제거하고 간단한 제어회로로 구성함으로써 간단한 구조를 갖는다. 부스터 컨버터는 상용전원의 정(+), 부(-)전압에서 각각 동작하고 불연속 모드에서 동작함으로써 높은 역률을 얻을 수 있다. 63.5[W]의 출력을 갖는 안정기를 제작하여 실험한 결과, PF 0.99, THD 15.4%, CF 1.65의 우수한 결과를 얻을 수 있었다.

### Abstract

In this paper, prototype of high-power-factor single-stage electronic ballast for fluorescent lamp is designed and implemented. A new low cost single stage high power factor electronic ballast for fluorescent lamps is based on integration of two-boost converter and LC type high frequency resonant inverter. The proposed ballast is combined by simple construction, because full bridge rectifier diode is eliminated and simple control circuit is applied. Boost converter operate in the voltage of positive and negative half cycle respectively at line frequency (60Hz), operation in discontinuous conduction mode performs high power factor. The experimental results show the good performance as PF 0.99, THD 15.4%, and CF 1.65 at output 63.5[W].

Key Words : single stage high power factor, boost converter, resonant inverter, discontinuous conductin mode.

### 1. 서 론

형광등은 백열전구에 비하여 발광효율이 높아 가

장 널리 사용되는 인공조명이지만, 형광등의 부정적 항특성으로 인하여 반드시 안정기를 필요로 한다. 안정기는 방전 시 높은 전압을 만들고, 방전 후 전류를 제한하는 역할을 하는 것으로 현재까지 50~60Hz로 동작하는 자기식(코일식)안정기가 가장 많이 사용되고 있다.

그러나, 자기식 안정기는 부피가 크고, 무거우며, 명멸현상(flicker)과 가청잡음이 있고, 큰 전력손실로 인한 낮은 효율 등의 단점을 가지고 있어 최근에는

\* 주저자 : 구미 1대학 컴퓨터정보기술계열 인터넷 전자정보전공 전임강사  
Tel : 054-440-1217, Fax : 054-440-1219  
E-mail : csseo@kumi.ac.kr  
접수일자 : 2002년 4월 8일  
1차심사 : 2002년 4월 9일, 2차심사 : 2002년 10월 28일  
심사완료 : 2002년 12월 24일  
조명·전기설비학회논문지 제17권 제1호, 2003년 1월

## 단일전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기 구현

전자식 안정기(Electronic Ballast)에 대한 관심이 높아지고 있다. 뿐만 아니라, 조명시스템에 전자식 안정기를 채택할 경우 소모전력을 25% 가량을 절감할 수 있으며, 램프의 광 출력 및 수명을 증가시키는 부대효과까지 얻을 수 있어 세계적으로 전자식 안정기에 관계된 기술개발이 매우 활발히 진행되고 있다[1].

전자식 안정기의 고주파 인버터단에 안정적인 직류 전압을 공급하기 위해서는 다이오드 브리지 정류기와 상당히 큰 용량의 커패시터가 필요한데 이 정류회로는 낮은 역률과 심각한 고조파 왜곡을 야기하는 입력전류가 불가피하게 생성하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 능동 역률보상기(PFC : Power Factor Correction)를 브리지 정류기와 직류 링크전압용 커패시터 사이에 삽입시킨다. 즉, 불연속 모드(DCM : Discontinuous Conduction Mode)로 동작하는 부스터 컨버터에 기초한 역률보상이 이루어지는 것이다. 그러나, 이러한 2개의 전력 처리단을 사용하게 되면 시스템 구성이 복잡하게 되어, 비용이 증가하고 신뢰성이 감소하며, 시스템 효율이 떨어질 뿐만 아니라 안정기의 부피도 커지게 된다.

따라서, 본 논문에서는 단일 전력처리단에 기초한 부스터 컨버터와 공진점 이상의 주파수에서 동작하는 LC형 하프브리지 인버터로 결합된 고역율 형광등용 전자식 안정기를 제시하고 있다[2].

제시된 회로에서는 기존의 브리지 회로에서 다이오드를 2개 제거함으로써 상시 도통되는 다이오드의 수를 한 개 줄일 수 있게 되어 도통손실과 소자에서의 전압강하를 줄일 수 있고, boost Converter를 역률 개선용 회로로 사용함으로써 거의 단위 역률로 동작시킬 수 있다. 또한, 부스터 컨버터의 스위칭 소자가 상용 전원 전압의 정(+)-부(-)에서 각각 반주기씩만 동작함으로써 스위칭 소자에서의 발열을 줄일 수 있고, Boost Converter회로와 고주파 공진 인버터회로의 스위치를 같이 공유함으로써 제어 회로를 간단하게 구성할 수 있어 회로를 보다 단순화할 수 있다[3].

## 2. 회로구성과 해석

그림1은 역률보상(PFC)용 Boost Converter 회로와 전원 분할용 커패시터를 갖는 LC형 직렬 공진 고주

파 인버터 회로로 구성된 두 개의 전력처리단을 갖는 전자식 안정기를 보여주고 있다. 그림 2는 역률 보상부(PFC)와 램프 구동 인버터부로 이루어진 제안된 단일 전력처리단을 갖는 안정기(Single-Stage Ballast : SSB)회로를 나타내고 있다. 불연속 모드(DCM)에서 동작하는 부스터 컨버터는

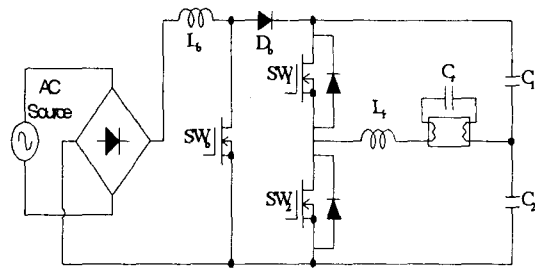


그림 1. 두 개의 전력처리단을 갖는 전자식 안정기  
Fig. 1. Electronic ballast with two power processing stages.

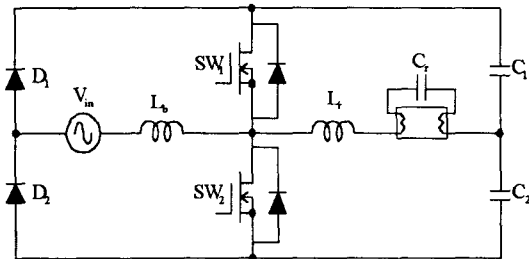
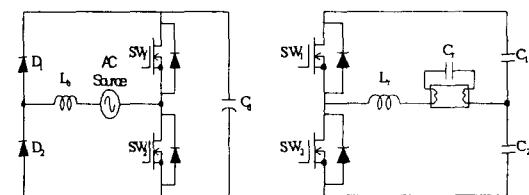


그림 2. 제안된 단일전력단을 가진 전자식 안정기  
Fig. 2. Proposed electronic ballast with single power processing stage.



(a) Boost-Converter회로 (b) LC형 공진회로

그림 3. 등가회로  
Fig. 3. The equivalent Circuit.

파 역률 보상부를 구성하고 있으며, 저항 에뮬레이터의 성질을 가지므로 듀티비와 스위칭 주파수가 일정할

때 입력전류의 평균값은 자동적으로 정현파전압을 따르게 되어 교류 입력측의 고역률을 보증 하게 된다[4].

제안된 전자식 안정기는 그림 3(a), (b)와 같이 부스트 컨버터의 역률보상단과 램프구동을 위한 LC형 고주파 공진인버터단으로 나누어 해석할 수 있으며, 각 단의 경계조건을 고려한 전체 안정기의 해석 결과를 제안된 전자식 안정기의 설계에 적용할 수 있다.

정상상태에서의 회로 해석을 위하여 다음과 같은 몇 가지 가정을 하였다.

- i) 모든 소자들은 이상적인 것으로 한다.
- ii) MOSFET  $SW_1$ 과  $SW_2$ 는 듀티비 50%로 동작하며 고정된 주파수로 한다.
- iii) 커패시터  $C_d$ 는 전압원으로 고려할 정도로 충분히 큰 용량을 가진다.
- iv) 정상상태에서의 램프는 저항부하로 한다.

그림2의 전자식 안정기는 그림 3(a)와 3(b)같은 간단한 2개의 독립된 컨버터로 볼 수 있다. 그림3(a)는 전원 전압의 양(+), 음(-) 파형에 따라 각각 2개의 모드로 동작하는 boost-converter회로고, 그림3(b)는 5개의 모드로 동작하는 LC형 고주파 공진 인버터이다. 따라서, 그림2의 회로는 boost converter회로가 불연속 모드(DCM)로 동작하게 되어 양(+), 음(-)의 전원 전압에 대하여

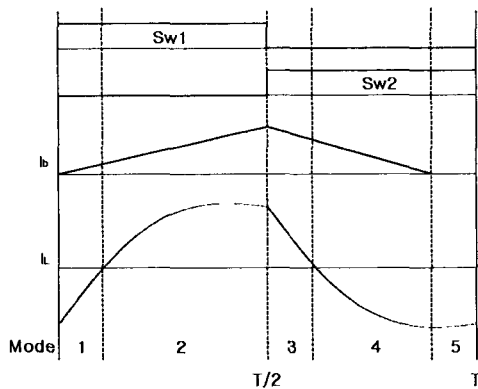


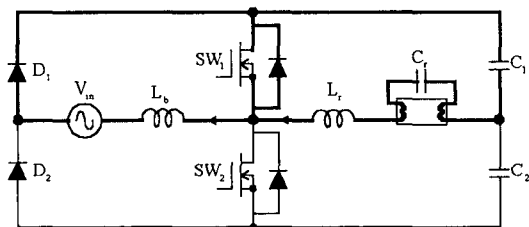
그림 4. 구동 신호 패턴과 이론 파형  
Fig. 4. Drive Signal & Operation waveforms.

그림4와 같이 5개의 동작모드를 이루게 된다. 그림 5는 각 모드별 동작회로를 나타내고 있다.

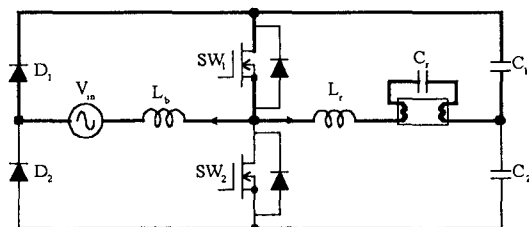
Mode 1 : 이 모드는 스위치  $SW_1$ 이 동작함에 따라 인덕터  $L_b$ , 다이오드  $D_1$ 을 통해서 흐르는 전류가 영(zero)에서 선형적으로 증가하고, 부하전류는 인덕터에 축적된 에너지에 의해서 스위치  $SW_1$ 의 역병렬 다이오드를 통해서 흘러 커패시터  $C_1$ 으로 에너지를 회생하는 모드이다.

Mode 2 : 인덕터  $L_b$ 의 전류는 계속 선형적으로 증가하고, 부하전류는 커패시터  $C_1$ 에 의해서 스위치  $SW_1$ 을 통해서 흐르게 된다.

Mode 3 : 스위치  $SW_1$ 이 턴-오프 되고, 스위치  $SW_2$ 가 턴-온 됨에 따라 Boost용 인덕터에 흐르는 전류는 인덕터  $L_b$ 에 축적된 에너지에 의해서 스위치  $SW_2$ 의 역병렬 다이오드를 통해서 직선적으로 감소되면서 커패시터  $C_1$ ,  $C_2$ 로 에너지를 축적한다. 부하전류는 스위치  $SW_2$ 의 역병렬 다이오드를 통해

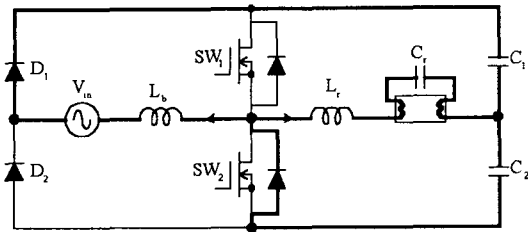


(a) Mode 1

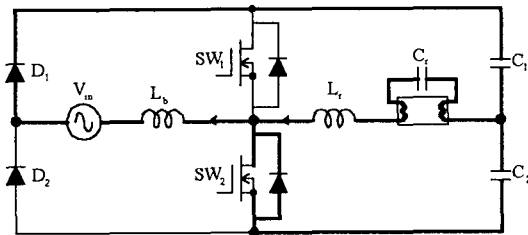


(b) Mode 2

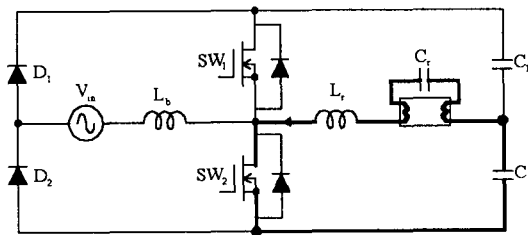
단일전력단을 갖는 고역율 영광등용 전자식 인정기 구현



(c) Mode 3



(d) Mode 4



(e) Mode 5

그림 5. 각 모드별 동작회로

Fig. 5. Circuit operation on each mode.

서 흘러 인덕터( $L_r$ )에 축적된 에너지를 커패시터  $C_2$ 로 회생하게 된다.

Mode 4 : 인덕터  $L_b$ 에 흐르는 전류는 커패시터  $C_1$ ,  $C_2$  및 스위치  $SW_2$ 의 역병렬 다이오드를 통해서 직선적으로 감소하여 완전히 영(zero)이 된다. 한편, 부하전류는 커패시터  $C_2$ 에 의해서 스위치  $SW_2$ 을 통해서 흐르게 된다.

Mode 5 : 인덕터  $L_b$ 의 전류가 완전히 영(zero)이

됨으로 불연속 모드를 형성하게 되고, 부하전류는 스위치  $SW_2$ 를 통해서 계속 흐르게 된다.

### 3. 회로설계

부스터 컨버터로 구성된 역률보상단의 주 설계 파라미터는 부스터 인덕턴스이다.

인덕터  $L_b$ 에 흐르는 전류피크의 포락선은 선전압  $v_i(t) = V_m \sin \omega t$  ( 이때,  $V_m$ 은 입력 선전압의 최대값)의 파형을 따르게 되어 식(1)로 표현된다[8].

$$i_{Lb}(t) = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{L_b} = \frac{V_m \cdot D \cdot T}{L_b} \cdot \sin \omega t \quad (1)$$

여기서,  $T$ 는 스위칭 사이클의 주기이고,  $D$ 는 듀티비를 나타내며,  $\omega$ 는 전원 각주파수이다.

식(1)로부터 인덕터 피크전류  $i_{Lb}$ 는 정현적으로 변화함을 알 수 있다. 스위치  $SW_1$ 이 턴 오프 될 때, 인덕터  $L_b$ 에는 전압  $V_c - V_{in}$ 가 인가되어  $L_b$ 를 통해서 흐르는 전류는 DC 링크단으로 방전되면서 서서히 감소하여 0이 된다. 이때, 방전시간  $T_d$ 는 다음 식으로 표현된다[2].

$$T_d = \frac{I_{Lb}}{(V_c - V_{in})/L_b} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{V_c - V_{in}} \quad (2)$$

여기서,  $V_c$ 는 DC 링크단 전압이다.

불연속 모드(DCM) 동작 시  $T_d \leq (1 - D)T$ 이므로 듀티비  $D$ 는 불연속 인덕터 전류를 형성하기 위해  $(1 - \alpha)$ 보다 작거나 같아야 한다.

$$\text{즉, } D \leq (1 - \alpha) \quad (3)$$

여기서,  $\alpha = V_m/V_c$ 이다. 그러므로,  $(1 - \alpha)$ 의 최대치는 적어도 0.5이어야 한다. 즉, DC 링크전압은 교류입력 피크전압의 두배보다 작거나 같아야 한다.  $\alpha$ 는 각 단의 관계에서 중요한 역할을 하고,  $\alpha$ 가 작아질수록 입력전류의 파형은 더욱 정현적이되며 역률도 높아진다.

입력전류는 턴-온 시간동안의 평균 인덕터 전류 ( $I_{on}$ )와 방전시간 동안의 평균 인덕터 전류( $I_d$ )로 형성된다. 즉,

$$I_{in} = I_{on} + I_d \quad (4)$$

이다.

이때, 턴-온 시의 평균 인덕터 전류  $I_{on}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다[8].

$$I_{on} = \frac{i_{L_b}}{2} \cdot \frac{T_{on}}{T} = \frac{V_{in} \cdot D^2 \cdot T}{2L_b} \quad (5)$$

또한, 방전 시의 평균 인덕터 전류  $I_d$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.[8]

$$I_d = \frac{i_{L_b}}{2} \cdot \frac{T_d}{T} = \frac{V_{in}^2 \cdot D^2 \cdot T}{2L_b(V_c - V_{in})} \quad (6)$$

식(5), (6)을 식(4)에 대입해서 선전류  $I_{in}$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{in} &= \frac{D^2 \cdot T}{2L_b} \cdot \left( \frac{V_c \cdot V_{in}}{V_c - V_{in}} \right) \\ &= \frac{D^2 \cdot T \cdot V_c}{2L_b} \cdot \left( \frac{\alpha \cdot \sin \omega t}{1 - \alpha \cdot \sin \omega t} \right) \\ &= k \cdot \left( \frac{\alpha \cdot \sin \omega t}{1 - \alpha \cdot \sin \omega t} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서,  $k = \frac{D^2 \cdot T \cdot V_c}{2L_b}$  이고,  $\alpha = \frac{V_m}{V_c}$  으로

$0 < \alpha < 1$ 이다.

또한, 승압 컨버터단에 유입되는 한 주기 동안의 평균 입력전력  $P_{in}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{in} \cdot I_{in} dt \\ &= \frac{V_m^2 \cdot D^2}{2L_b} \int_0^T \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)} dt \end{aligned} \quad (8)$$

입력전력  $P_{in}$ 이 인버터단의 출력전력과 같다면, DC링크전압  $V_c$ 는 일정하게 유지된다. 반면, 입력

전력  $P_{in}$ 이 램프의 출력 전력보다 크다면, DC링크 전압  $V_c$ 는 무한대로 증가해서 다른 소자에 큰 충격을 주게 된다. 식(3)에서 DC링크전압  $V_c$ 는 듀티비  $D$ 와 스위칭 주파수를 조절함으로 일정하게 유지할 수 있음을 알 수 있다.

입력전력  $P_{in}$ 과 램프에 유입되는 전력  $P_o$ 와 사이의 관계 즉, 효율이 다음과 같은 관계가 성립하면,

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \quad (9)$$

승압용 인덕터의 인덕턴스의 크기는 식 (10)으로 나타낼 수 있다[8].

$$L_b = \frac{V_m^2 \cdot D^2}{2 \cdot \eta \cdot P_o \cdot f_s \cdot T} \int_0^T \frac{\sin^2(\omega t)}{1 - \alpha \cdot \sin(\omega t)} dt \quad (10)$$

여기서,  $P_o$ 는 램프 입력전력,  $f_s$ 는 스위칭 주파수를 나타낸다.

반주기에 대한 입력전력을 고려하면 식 (10)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$L_b = \frac{V_m^2 \cdot D^2}{2\pi \cdot \eta \cdot P_o \cdot f_s} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \theta}{1 - \alpha \cdot \sin \theta} d\theta \quad (11)$$

인버터단에서의 주된 설계 파라미터는 공진성분  $L_r, C_r$  이다. 그림6은 제안한 회로를 해석하기 위해서 그림 3(b)에 대한 등가회로를 나타내고 있다.

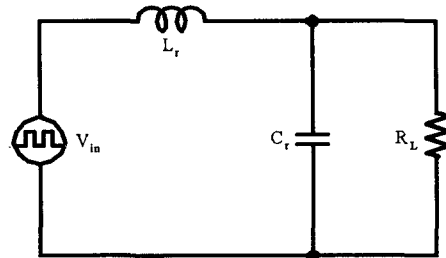


그림 6. 등가회로  
Fig. 6. Equivalent circuit.

단일전력단을 갖는 고역용 영광등용 전자식 안정기 구현

점등되기 전에 저항  $R_L$ 은 매우 크기 때문에 개방 회로로 모델링 할 수 있고, 점등 후에는 저항성분이 낮아져  $C_r$ 과  $R_L$ 의 병렬회로로 나타낼 수 있다. 스위치  $SW_1$ 와  $SW_2$ 는 이상적이고 스위칭 주파수  $f_s$ 로 각각 상보적으로 동작한다는 가정하면 전압  $V_{in}$ 는 구형파 형태로 나타낼 수 있다. 그림 6에서 구형파 입력의 기본과 성분에 대해서 고려해 보면,

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad : \text{corner frequency} \quad (12)$$

$$\omega_r = \omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}} \quad \text{resonant frequency} \quad (13)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \text{characteristic impedance} \quad (14)$$

$$Q_L = \frac{R_L}{Z_o} \quad : \text{quality factor} \quad (15)$$

이고, 출력전압(램프전압)의 실효값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{R_L} = \frac{\sqrt{2} V_c}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2]^2 + [\frac{1}{Q_L} \cdot (\frac{\omega_s}{\omega_o})]^2}} \quad (16)$$

또한, 램프전류의 실효값은 아래 식으로 구할 수 있다.

$$I_{R_L} = \frac{\sqrt{2} V_c}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_o \cdot \sqrt{Q_L^2 \cdot [1 - (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2]^2 + (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2}} \quad (17)$$

본 논문에서는 출력전력  $P_o = 64[W]$ , 출력전압  $V_o = 230[V]$  효율  $\eta = 0.95$ , 스위칭주파수 = 45 (kHz), 입력전압 = 110[V] / 60[Hz]을 설계조건으로 하여 FLR32[W] 2등용 안정기를 설계하였다.

승압용 인덕터의 인덕턴스  $L_b$ 는 식(11)을 이용하여 구할 수 있다. 설계조건을 적용하여 구하여 보면,

$$L_b = \frac{V_m^2 \cdot D^2}{2\pi \cdot \eta \cdot P_o \cdot f_s} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \theta}{1 - a \cdot \sin \theta} d\theta$$

$$= \frac{155^2 \times 0.5^2}{2\pi \times 0.95 \times 67.5 \times 45,000} \int_0^\pi \frac{\sin^2 \theta}{1 - (\frac{155}{290}) \cdot \sin \theta} d\theta$$

$$= 975[\mu H]$$

승압용 인덕터에 흐르는 전류의 피크치와 최대자속밀도는 식(18)과 식(19)을 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{pk} = \frac{2P_o}{V_{ac}} \times P_i \quad (18)$$

$$= \frac{2\sqrt{2} \times 67.4}{110} = 1.733[A]$$

$$B_{max} = \frac{1}{2} (B_{sat}) = \frac{0.496}{2} = 0.248 \quad (19)$$

\*  $B_{sat}$ 는 삼화 Core Data Book에 의해 420[mT] ~ 510[mT]로 6종이 주어진다.

$$B_{sat} = \frac{1}{5} (440 + 430 + 420 + 510 + 500 + 500)$$

$$= 496[mT]$$

또한, 권선 턴수 N은 식(20)에 의해 구하였다.

$$N = \left( \frac{L \times I_{pk}}{B_{max} \times A_e} \right) \times 10^4 \quad (20)$$

$$= \left( \frac{975 \times 10^{-6} \times 1.733}{0.248 \times 0.844} \right) \times 10^4 = 77.4$$

Core 선택은 삼화코어 매뉴얼에 의한 수치로 유효 단면적  $A_b = A_w \times A_e > 0.158[cm^2]$ 을 충분히 만족하는 EI2820S를 선택하였고, 공극은 식(21)에 의해 결정하였으며, 공극을 정밀하게 하도록 Diamond Milling을 이용하여 연마하였다.

$$l_g = \left( \frac{\mu_o \cdot \mu_r \times N_p^2 \times A_e}{L} \right) \times 10^{-2} [cm] \quad (21)$$

$$= \left( \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 77^2 \times 0.844}{975 \times 10^{-6}} \right) \times 10^{-2}$$

$$= 0.064[cm] = 0.64[mm]$$

램프의 등가저항  $R_L$ 은 아래의 식으로 구할 수 있다.

$$R_L = \frac{P_o}{I_{op}^2} = \frac{64}{0.49^2} = 265[\Omega]$$

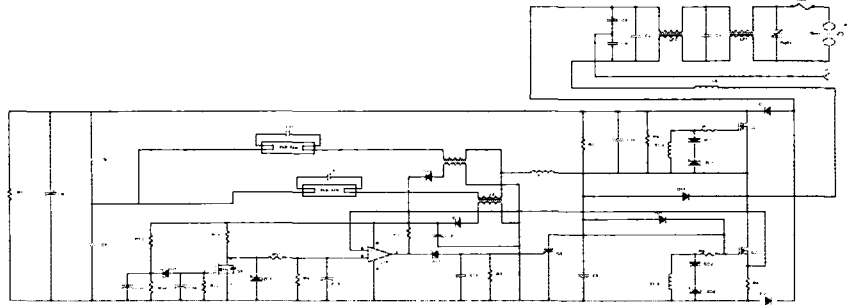


그림 7. 제안된 안정기의 전체구성도  
Fig. 7. The complete diagram of the proposed ballast.

또한, 동작 주파수  $f_s = 45[\text{kHz}]$ 에서 특성임피던스  $Z_o$ , 공진 성분  $L_r, C_r$ 은 식(12)에서 식(17)로부터 다음과 같이 구하였다.

$$Z_o = 689[\Omega], L_r = 2.61[mH], C_r = 5.5[nF]$$

그림7은 앞에서 설계한 수치에 의하여 제작된 단일 전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기의 회로를 보여주고 있다. 형광램프 이상 및 수명 말기시 회로 보호를 위해 Dual comparator IC를 이용한 soft\_start 및 전류제한 회로를 구성하였다.

#### 4. 회로 실험

제안된 회로 실험을 위해 그림 8과 같은 안정기를 제작하였다. 표1은 제작된 전자식 안정기의 전기적 특성을 보여주고 있는데, THD(Total Harmonic Distortion: 고조파 함유율)가 KS C8100(한국표준산업규격)에서 규정한 20%이하를 만족시켰으며, CF(Crest Factor) 또한 1.85 이하를 만족시켰다.

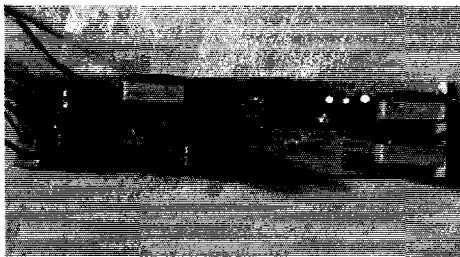


그림 8. 제작한 형광등용 전자식 안정기  
Fig. 8. Electronic ballast used in proposed circuit for fluorescent lamp.

표 1. 측정결과  
Table 1. Measured results.

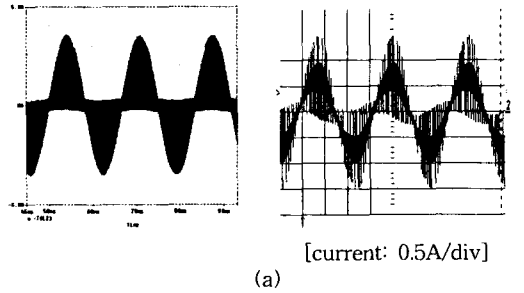
측정 항목	측정 결과	KS C8100기준 (2002)
입력전압[V]	110	
입력전류[mA]	582	
입력전력[W]	63.5	
2차전압[V]	145.9	
2차전류[mA]	262	
DC링크전압[V]	288.5	
역률	0.992	0.92이상일 것
음극예열전류[A]	0.67	0.35~0.85
전류고조파 함유율THD[%]	14.5	20이하일 것
램프전류파형 파고율(CF)	1.62	1.85이하일 것
동작주파수[kHZ]	42	33미만 40이상일 것

그림9(a)(b)는 Boost-Converter회로의 인덕터 ( $L_b$ )에 흐르는 전류 파형을 나타내고 있다. 그림(b)에서는 전류가 불연속 모드(DCM)에서 동작한다는 것을 알 수 있다. 그림(c)는  $C_f = 0.47[\mu F]$ ,  $L_f = 20[mH]$ 의 필터회로를 통해서 필터링(Filtering)된 후의 전원 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다.

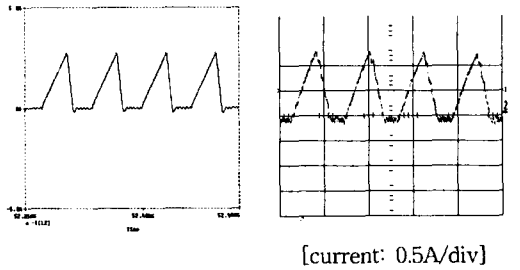
그림(d)는 제시된 안정기가 soft\_start 점등이 이루어지고 있으며 예열시간이 약800[ms]가 됨을 보여주고 있다. 이상의 그림9에서 보면 Pspice를 통한 시뮬레이션 파형과 구현된 안정기의 실측 파형이 아주 유

단일전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기 구현

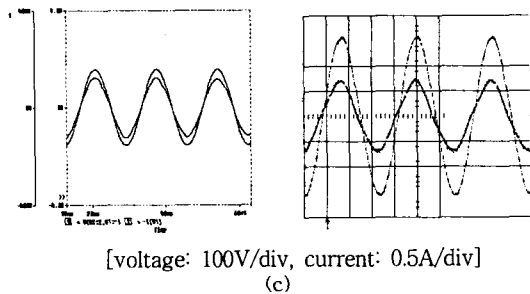
사함을 볼 수 있다. 또한, 그림 10에서는 안정기에서 방출되는 잡음단자 전압이 class B를 만족시킴을 볼 수 있다.



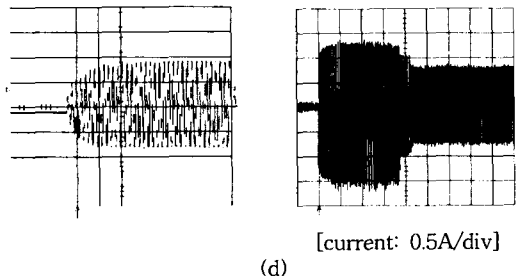
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 9. 시뮬레이션 및 실험 파형  
Fig. 9. Simulated and measured waveforms.

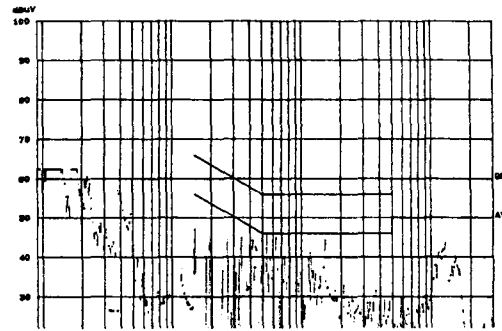


그림 10. EMI Level  
Fig. 10. EMI Level

5. 결 론

본 논문에서는 단일 전력단을 갖는 새로운 고역율 형광등용 전자식 안정기를 설계·제작하였다. 역률 개선용 Boost-Converter회로와 전원 분할용 커패시터를 갖는 LC형 직렬 공진 고주파 인버터로 구성된 제안 회로는 스위칭 소자를 컨버터와 인버터에서 공통으로 사용함으로 소자의 숫자를 줄였고, 간단하게 제어 회로를 구성함으로 소형·경량화를 이룰 수 있었다. 또한, 입력측 정류용 다이오드를 제거함으로 회로구성 시 도통하는 반도체 소자의 숫자를 줄임으로 도통손실과 소자에 의한 전압강하를 줄일 수 있었으며, Boost - Converter에서 사용되는 스위칭 소자를 입력전압의 반주기동안 교대로 사용함으로 스위칭 소자에서의 발열을 감소시킬 수 있었다.

제안된 전자식 안정기를 제작 시험한 결과, 고역율 및 낮은 THD와 CF를 얻음으로 구조 및 설계법의 타당성을 실험결과로부터 확인하였다.

References

- (1) 김능수 & 이상국, 최근 방전등 안정기의 기술현황, KINTEI, 조사연구보고1호(BW-1),1992.
- (2) E. Deng and S. Cuk, "Single stage, high power factor, lamp ballast," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., Feb. 1994, pp. 441-449.
- (3) J. L. F. Vieira, M. A. Co, and L. D. Zorzal, "High power factor electronic ballast based on a single power processing stage," in IEEE-PESC Proc., 1995, pp. 687-693.



- [4]. R. N. Prado, S. A. Bonaldo, M. C. Moreira, and D. L. R. Vidor, "Electronic ballast with a high power factor for fluorescent lamps," in conf. rec. IEEE PESC'96, 1996, pp. 1215-1220.
- [5]. E. E. Hammer, "Starting voltage characteristics of 40-w biaxial fluorescent lamps," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-18, pp.647-652, Nov./Dec. 1982.
- [6]. Richard Redl, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter : Experimental Results at 1.5kW, 100 kHz", IEEE TRANS on PE, VOL. 6, NO.3 pp 408~418, JULY, 1991.
- [7]. Tsai - Fu Wu, Te - Hung Yu, Meng - Chian Chiang, "Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor", IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 13, NO.3, pp 586-597, MAY, 1998.
- [8]. Kwang-Hwal Ju, "Current Waveform distortion in power factor circuit employing Discontinuous-Mode Boost Converter", IEEE PESC, pp 825-829, 1989.
- [9]. L. Laskai, "Whith-noise modulation of high frequency high intensity discharge ballast," IEEE IAS'94 annual meeting, 1994, pp 1953-1961.
- [10]. J. Olsen and W. Moskowitz, "Time resolved measurements of HID lamp acoustic frequency spectra" IEEE IAS'98 annual meeting, 1998, pp 2111-2116.
- [11]. R. Reol and J. Paul, "A new high-frequency and high-effency electronic ballast for HID lamps: topology, analysis, design, and experimental results" IEEE APEC '99, pp1174-1178, 1999.

◇ 저자소개 ◇

**서 철 식 (徐喆植)**

1968년 4월 19일생. 1993년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2000년 8월 영남대 공대 전기공학과 박사과정 수료. 현재 구미1대학 인터넷전자정보전공 전임강사.

**박 재 욱 (朴宰煜)**

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 현재 영남대 공대 전기공학과 박사과정. 영진전문대학 전자정보계열 겸임교수.

**김 해 준 (金海俊)**

1973년 3월 20일생. 1973년 경일대 공대전기공학과 졸업. 2001년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 현재 영남대 공대 전기공학과 박사과정.

**김 동 희 (金東熙)**

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe 대학 졸업(박사). 1987-1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 현재 영남대 공대 전자·정보공학부 교수.