

임계모드에서 동작하는 단일 전력단 고역률 방전등용 전자식 안정기에 관한 연구

論 文
54B-12-5

A Study on Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast for Discharge Lamps Operating in Critical Conduction Mode

徐 喆 植* · 朴 宰 煜** · 沈 光 列*** · 金 海 俊§ · 元 載 善† · 金 東 熙§§
(Cheol-Sik Seo · Jae-Wook Park · Kwang-Yeal Sim · Hae-Jun Kim · Jae-Sun Won · Dong-Hee Kim)

Abstract - This paper presents a novel single-stage high-power-factor electronic ballast for fluorescent lamps operating in critical conduction mode. The proposed topology is based on integration of boost converter as power factor corrector(PFC) and a half-bridge high frequency parallel resonant inverter into a single stage. The input stage of the boost converter is operating in critical conduction mode for positive and negative half cycle voltage respectively at line frequency(60Hz). So that a boost converter makes the line current follow naturally the sinusoidal line voltage waveform. The simulated and experimental results for 100W fluorescent lamps operating at 42kHz switching frequency and 220V line voltage have been obtained. This proposed inverter will be able to be practically used as a power supply in various fields as induction heating applications, fluorescent lamp and DC-DC converter etc.

Key Words : Single-Stage, High-Power-Factor, Electronic Ballast, Critical Conduction Mode

1. 서 론

최근 전자식 안정기가 소형화·경량화·고효율화를 이룰 수 있고, 깜빡거림(flicker)과 가청잡음을 줄일 수 있으며, 램프 수명을 향상시킬 수 있다는 장점 때문에 기존의 자기식 안정기를 대신해서 방전램프에 많이 적용하고 있다. 그렇지만, 대부분의 전자식 안정기의 전력단이 브릿지 회로를 이용한 전파정류 회로와 고주파 공진 인버터 회로로 구성됨으로 전원측에 고조파 전류왜곡과 전자파 장애를 야기시킨다. 최근 IEC 1000-3-2와 같은 고조파에 대한 각종 국제 규제가 강화됨으로 고조파 저감과 역률 보상회로에 대한 관심이 높아지고 있다.[1]-[5]

일반적으로 전자식 안정기는 역률개선(Power Factor Correction : PFC)용 회로와 DC/AC 고주파 공진인버터회로로 구성되어 거의 단위역률을 이룰 수 있다. 그렇지만, 두 개의 전력 처리단으로 구성됨으로 부품의 소요가 증가하여 가격이 상승하고, 신뢰성이 떨어지는 문제점을 가진다. 따라서, 최근에 이와 같은 문제점을 줄이기 위하여 역률개선용

Converter와 DC/AC 고주파 공진 인버터에서 각각 사용되는 스위칭 소자를 공용으로 사용하는 단일 전력처리단의 구조를 가짐으로 하나의 스위치를 줄일 수 있고, 이에 따른 제어회로를 간단하게 구성함으로 고효율·고역률 전자식 안정기를 실현할 수 있게 되었다.[6]-[8]

이들 단일 전력 처리단을 갖는 전자식 안정기에서는 역률 개선용 Boost-Converter회로를 불연속 모드(DCM)로 동작시킴으로 단위 역률을 이룰 수 있지만, 불연속의 펄스 입력 전류가 흐름으로 용량이 큰 입력 필터가 요구되고, 스위칭소자에 큰 피크 전류가 흐름으로 정격 용량이 큰 스위칭소자가 요구된다. 또한, DC-링크 전압이 전원전압보다 높아야 한다.

본 논문에서는 임계 모드에서 동작하는 단일 전력처리단으로 구성된 새로운 고효율·고역률 전자식 안정기 회로를 제안하고 기본 동작원리 및 제특성에 관하여 상세히 기술하였다. 또한, 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 연구대상 회로의 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용하여 실험을 통해 이론해석의 정당성도 검토하였다.

2. 본 론

2.1 회로구성

그림 1은 역률개선(PFC)용 Boost Converter 회로와 전원분할용 커패시터를 갖는 LCC형 직렬공진 고주파 공진 인버터 회로로 구성된 두 개의 전력 처리단을 갖는 전자식 안정기를 보여주고 있다. 일반적으로 역률 개선용 Boost Converter는 저전력 회로에서 불연속 모드(DCM)로 동작시

† 교신저자, 正會員 : HSL Electronics 전자설계팀 선임연구원(乙)

E-mail : jsuni@slcorp.co.kr

* 正會員 : 이프리테크 기술이사

** 正會員 : 누리기술 이사

*** 正會員 : 울산과학기술대 전기전자통신공학부 부교수

§ 正會員 : HSL Electronics 전자설계팀 연구원(甲)

§§ 正會員 : 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수

接受日字 : 2005年 7月 2日

最終完了 : 2005年 10月 16日

키고 대전력 회로에서는 연속 모드(CCM)로 동작시킨다.

그림 2는 그림 1에서 역률개선용 Boost Converter 회로와 LCC형 직렬 고주파 공진 인버터회로에서 각각 독립적으로 사용하던 스위칭소자(SW_b, SW₁, SW₂)를 단일 스위칭소자(SW₁, SW₂)로 사용함으로써 회로내부에 역률개선기능을 부여함과 동시에 단일 전력단으로 구현된 새로운 고효율·고역률 전자식 안정기 회로 토폴로지를 보여주고 있다.

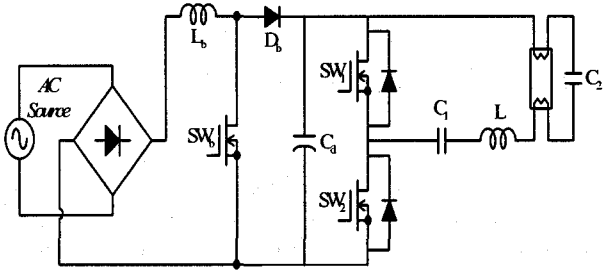


그림 1 두 개의 전력단을 갖는 전자식 안정기
Fig. 1 Two-stage PFC electronic ballast

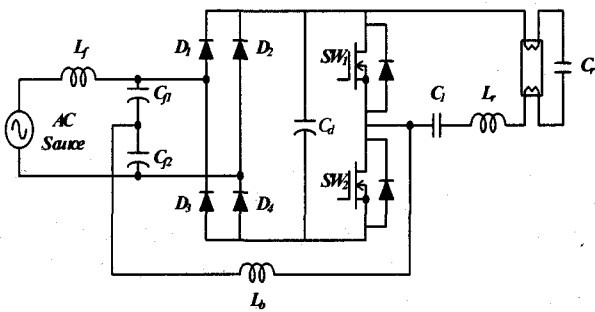


그림 2 제안된 단일 전력단 고효율 전자식 안정기
Fig. 2 Propose single-stage PFC electronic ballast

제안된 전자식 안정기 회로 토폴로지는 브릿지 다이오드를 고속 다이오드로 구성하고, 입력 필터용 커패시터(C₁, C₂)를 2개로 분할하여 전압 분배용으로 사용함으로써 자연스럽게 boost 인덕터에 흐르는 전류를 임계모드로 동작시킨다. 이로 인하여 전원 전류의 왜곡을 줄일 수 있고, DC-링크 전류의 주파수가 스위칭 주파수의 2배가 되며, 스위칭으로 인한 전류의 리플을 줄이기 위한 입력 필터의 크기를 줄일 수 있다.[6][7]

또한, 정류용 브릿지 다이오드(D_b)를 제거함으로써 기존의 안정기에서는 항상 3개(D_b, D₁, D₄ 또는 D_b, D₂, D₃)의 반도체 소자를 통해서 전류가 흐르게 되지만, 그림 2의 회로에서는 2개의 소자(D₁, D₄ 또는 D₂, D₃)를 통해서 흐름으로서 상시 도통되는 다이오드의 수를 한 개 줄일 수 있게 되어 도통손실과 소자의 전압강하를 줄일 수 있다. 또한, 그림 1의 회로에서는 Boost Converter회로가 동작할 때는 항상 스위치 SW₂에 의해서 동작하는데 비해, 그림 2의 회로에서는 전원의 정(+)의 반주기 동안은 스위치 SW₁가 동작하고, 부(-)의 반주기 동안은 스위치 SW₂가 동작함으로써 스위칭 소자에서의 발열에 의한 손실감소 및 Boost Converter를 역률개선용 회로로 사용함으로써 거의 단위 역률로 동작시킬 수

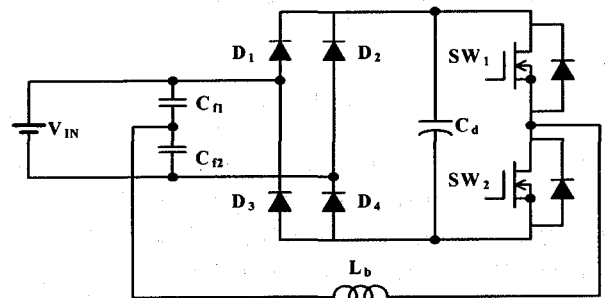
있다. 더욱이, Boost Converter회로와 고주파 공진 인버터회로의 스위치를 같이 공유함으로써 제어회로를 간단하게 구성할 수 있어 회로를 보다 단순화할 수 있다.[8]

2.2 회로해석

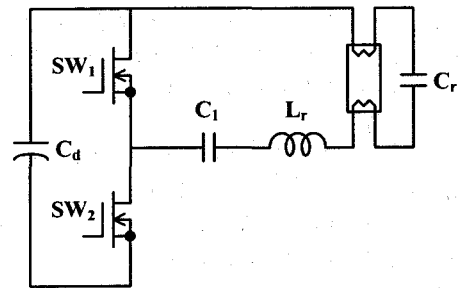
그림 2의 회로 해석은 다음과 같은 다음과 같은 가정에 기초를 두고 행하였다.

- 1) 모든 소자들은 이상적인 것으로 한다.
- 2) MOSFETs SW₁과 SW₂는 듀티비 50%로 동작하며 고정된 주파수로 한다.
- 3) 커패시터 Cd는 전압원으로 고려할 정도로 충분히 큰 용량을 가진다.
- 4) 정상상태에서 램프는 저항부하로 한다.
- 5) 필터용 커패시터(C_{f1}, C_{f2})의 양단 전압은 스위칭 주기 동안 전압원으로 고려할 정도로 충분히 큰 용량을 갖는다고 가정한다.

그림 2의 전자식 안정기는 그림 3(a),(b)와 같이 임계모드에서 동작하는 부스트 컨버터와 LCC형 고주파 공진 인버터의 독립적인 2개의 독립된 등가회로로 나눌 수 있다.



(a) 부스트 컨버터



(b) LCC형 고주파 공진 인버터

그림 3 제안된 인버터의 등가회로

Fig. 3 Equivalent circuit of proposed inverter

그림 3(a)의 부스트 컨버터의 스위칭 동작모드는 임계모드에서 동작할 때, 교류전원전압의 정(+), 부(-) 반주기에 대하여 각각 4개의 모드로 동작하고, 그림 3(b)의 LCC형 고주파 공진 인버터의 스위칭 동작모드는 유도성 회로로써 4개의 모드로 동작한다.

그림 4는 입력 전압이 정(+)의 반주기에 대하여 스위칭 소자(SW₁, SW₂)에 인가되는 구동신호패턴과 이에 따른 각

소자에 나타나는 정상적인 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다.

그림 5는 구동신호 패턴에 대한 제안 회로의 각 동작 모드에 대한 동작회로를 나타내고 있다.

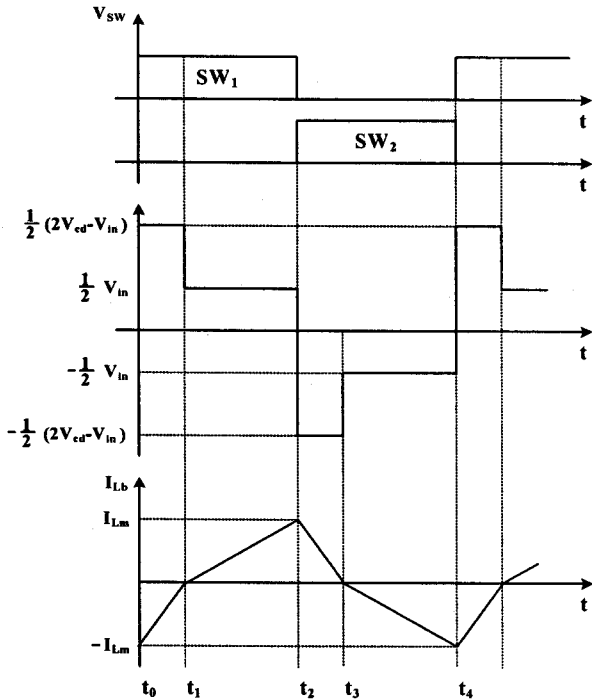


그림 4 정상상태 시의 각 부의 이론 파형
Fig. 4 Main theoretical waveforms in steady state

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$) : 이 모드는 스위치 SW₂가 턴-오프 되고 스위치 SW₁이 턴-온이 된 경우로, 부스트 인덕터 L_b 에 흐르는 전류로 인하여 스위치 SW₂와 다이오드 D_4 를 통해서 흐르던 전류가 스위치 SW₁의 역병렬 다이오드와 다이오드 D_4 로 바뀌어 흐르면서 커패시터 C_d 로 에너지를 회생하는 모드이다. 이때, 인덕터 L_b 에는 $V_{cd} - \frac{1}{2} V_{in}$ 의 전압이 걸리면서 인덕터 L_b 를 통해서 흐르는 전류는 직선적으로 감소하여 0이 된다. 그림 5(a)는 모드1의 동작회로를 나타내고 있다.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$) : 이 모드는 인덕터 L_b 의 전류가 스위치 SW₁과 다이오드 D_1 을 통해서 0에서 직선적으로 증가하는 모드로 인덕터 L_b 에는 $\frac{1}{2} V_{in}$ 의 전압이 인가된다. 그림 5 (b)는 모드 2의 동작회로를 나타내고 있다.

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$) : 이 모드는 스위치 SW₁이 턴 오프 되고 스위치 SW₂가 턴-온이 되는 경우로 부스트 인덕터 L_b 에 흐르는 전류로 인하여 스위치 SW₁과 다이오드 D_1 을 통해서 흐르던 전류가 스위치 SW₂의 역병렬 다이오드와 다이오드 D_1 으로 바뀌어 흐르면서 커패시터 C_d 로 에너지를 회

생하는 모드이다. 이때, 인덕터 L_b 에는 $-V_{cd} + \frac{1}{2} V_{in}$ 의 전압이 걸리면서 인덕터 L_b 를 통해서 흐르는 전류는 직선적으로 감소하여 0이 된다. 그림 5(c)는 모드 3의 동작회로를 나타내고 있다.

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$) : 이 모드는 인덕터 L_b 의 전류가 스위치 SW₂와 다이오드 D_4 을 통해서 0에서 직선적으로 증가하는 모드로 인덕터 L_b 에는 $-\frac{1}{2} V_{in}$ 의 전압이 인가된다. 그림 5(d)는 모드 4의 동작회로를 나타내고 있다.

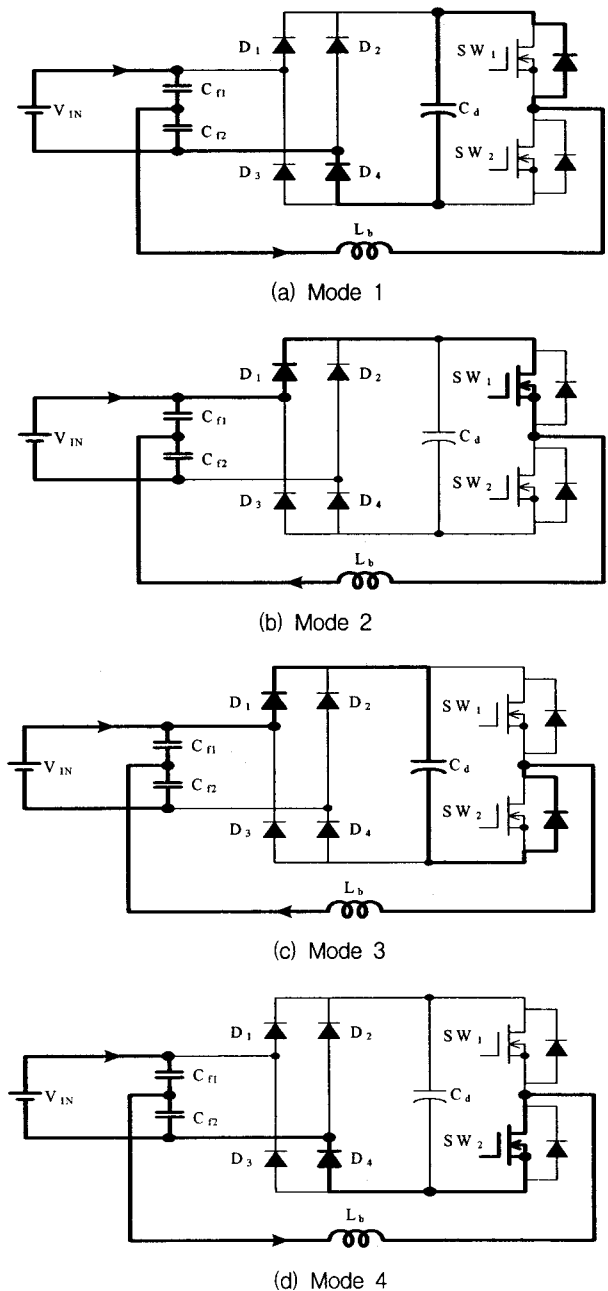


그림 5 각 모드의 동작회로
Fig. 5 Operating circuits in each mode

3. 특성 평가 및 회로 설계

3.1 부스트 컨버터의 특성

2.2절의 회로해석에서 알 수 있듯이, 부스트 인덕터 전류 (i_{Lb})는 양방향으로 동작하고 부스트 인덕터의 충전전압 (V_{Lb})는 정류된 라인 전압의 반이고 방전전압은 링크 전압에서 정류된 라인 전압의 반을 뺀 전압과 동일하다.

입력 필터용 커패시터(C_{f1} , C_{f2})를 2개로 분할하여 전압 분배용으로 사용함으로써 자연스럽게 부스트 인덕터에 흐르는 전류를 임계모드로 동작시킴으로써 높은 입력역률을 얻을 수 있다. 또한, DC-링크 전류의 주파수가 스위칭 주파수의 2배가 되며, 스위칭으로 인한 전류의 리플을 줄이기 위한 입력 필터의 크기를 줄일 수 있다.

그림 3(a)의 정현파 입력전압을 $V_{in} = V_m \sin(\omega t)$ 라고 가정하면, 스위칭 기간 동안에 부스트 인덕터(L_b)에 흐르는 파크전류($i_{Lb_{pk}}$)는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$i_{Lb_{pk}} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L_b} \frac{1}{2} T_s = (V_{cd} - \frac{1}{2} V_{in}) t_d \quad (1)$$

여기서, T_s : 스위칭 주기

부스트 컨버터의 방전시간(t_d)은 입력전압에 의존하고 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$t_d = \frac{V_{in}}{2 \cdot (2V_{cd} - V_{in})} T_s \quad (2)$$

($i_{Lb1} + i_{Lb2}$)의 최대전류는 $i_{Lb_{pk}}$ 와 같으며, ($i_{Lb1} + i_{Lb2}$)의 최소 전류는 다음과 같다.

$$i_{Lb_{min}} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L_b} t_d = \frac{T_s}{4L_b} \frac{V_{in}}{2V_{cd} - V_{in}} V_{in} \quad (3)$$

한 주기 동안의 입력전류의 평균값은 다음과 같다.

$$i_{L_{base}} = \frac{T_s V_{cd}}{8 L_b} \left(\frac{M \cdot \sin(\omega t)}{1 - M \cdot \sin(\omega t)} \right) \quad (4)$$

여기서, $M = V_m / 2V_{cd}$

한 주기동안에 입력전력의 평균값은 식 (5)과 같이 된다.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_{in}(\omega t) \cdot I_{L_{base}}(\omega t) d(\omega t) = \frac{T_s V_{cd} M V_m}{8 \cdot \pi \cdot L_b} \cdot y \quad (5)$$

여기서,

$$y = -\frac{2}{M} - \frac{\pi}{M^2} + \frac{2}{M^2 \sqrt{1-M^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{-M}{\sqrt{1-M^2}} \right) \right]$$

역률(PF)는 M의 함수로써 다음과 같이 표현된다.

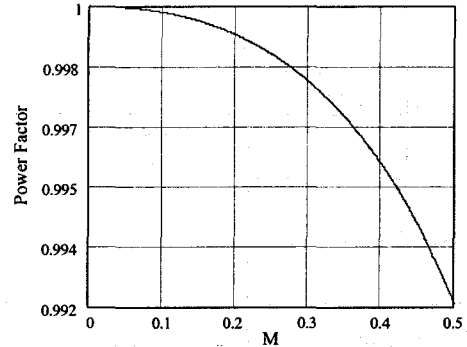
$$PF = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{y}{\sqrt{z}} \quad (6)$$

여기서, $z = \int_0^{\pi} \left[\frac{\sin(\omega t)}{1 - M \cdot \sin(\omega t)} \right]^2 d(\omega t)$

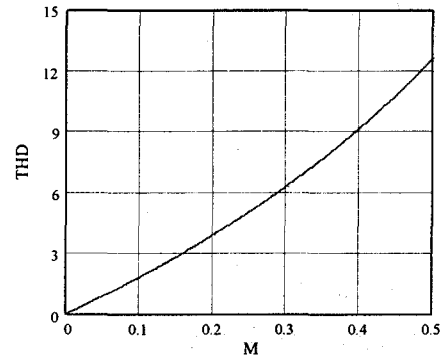
또한, 고조파 함유율(THD)은 식 (7)과 같이 표현된다.

$$THD = \frac{1}{PF} \cdot \sqrt{1 - PF^2} \quad (7)$$

그림 6(a),(b)는 M의 변화에 따른 역률(PF)과 고조파 함유율(THD)의 변화를 도식적으로 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, M가 증가함에 따라 역률은 감소하고, 고조파 함유율은 증가하는 것을 알 수 있다.



(a) 역률



(b) 고조파 함유율

그림 6 M의 변화에 따른 PF와 THD의 변화

Fig. 6 Variation of PF and THD as a function of M

3.2 LCC형 고주파 인버터의 특성

고주파 공진 인버터단에서의 주된 설계 파라미터는 공진 성분 L_r , C_r , C_1 이다. 방전 램프는 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. 또, C_1 이 C_r 보다 충분히 크다고 가정한다면 그림 3(b)는 그림 7의 간략화된 모델로 나타낼 수 있다.

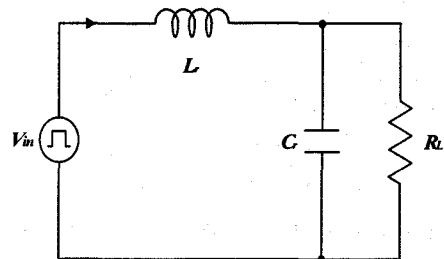


그림 7 LCC형 고주파 인버터의 간략화된 모델

Fig. 7 Simplified model of LCC type inverter

그림 7의 간략화 된 모델의 회로해석을 행하기 위하여 다음과 같은 파라미터를 정의하였다.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad : \text{Comer frequency} \quad (8)$$

$$\omega_r = \omega_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}} \quad : \text{Resonant frequency} \quad (9)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad : \text{Characteristic impedance} \quad (10)$$

$$Q_L = \frac{R_L}{Z_o} \quad : \text{Quality factor} \quad (11)$$

$$\mu = \frac{\omega_s}{\omega_o} \quad : \text{Normalized frequency} \quad (12)$$

출력 전압(램프 전압)의 실효값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{R_L} = \frac{\sqrt{2} V_{cd}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2]^2 + [\frac{1}{Q_L} \cdot (\frac{\omega_s}{\omega_o})]^2}} \quad (13)$$

또한, 램프전류의 실효값은 아래 식으로 구할 수 있다.

$$I_{R_L} = \frac{\sqrt{2} V_{cd}}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_o \cdot \sqrt{Q_L^2 \cdot [1 - (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2]^2 + (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2}} \quad (14)$$

스위치를 통해서 흐르는 전류의 최대값은 다음과 같다.

$$I_s = \frac{2 V_{cd}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{1 + (Q_L \frac{\omega_s}{\omega_o})^2}}{Z_o \cdot \sqrt{Q_L^2 \cdot [1 - (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2]^2 + (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2}} \quad (15)$$

인버터의 출력 P_o는 식 (15)을 사용함으로써 식 (16)와 같이 주어진다

$$I_s = \frac{2 V_{cd}^2 Q_L}{\pi^2 Z_o} \cdot \frac{[1 + (Q_L \frac{\omega_s}{\omega_o})^2]}{(Q_L^2 \cdot [1 - (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2]^2 + (\frac{\omega_s}{\omega_o})^2)} \quad (16)$$

3.1절과 3.2절의 회로해석을 통한 특성평가에서 얻은 결과를 기초로하여 회로설계사양으로 출력전력 P_o[W], 출력전압 V_o[V], 효율 η[%], 스위칭 주파수 f_{sw}[kHz], 입력전압[V]가 설계사양으로 주어진 경우, 회로 설계기법의 일 예를 나타내면 다음과 같다.[8][9]

Step 1 부스트 인덕터 L_b를 산출 : 식 5 참조

$$L_b = \frac{n T_s V_m^2}{16 \cdot \pi \cdot P_o} \cdot y$$

Step 2 기준 임피던스 Z_o 산출 : 식 11 참조

Step 3 첨레도 Q_L을 산출 : 식 13 참조

$$Q_L = \frac{\mu}{\sqrt{(\frac{\sqrt{2} V_{cd}}{\pi V_{R_L}})^2 - (1 - \mu^2)^2}}$$

Step 4 L_r, C_r 선정 : 식 8과 식 10참조

$$L_r = \frac{Z_o \cdot \mu}{\omega_s}, \quad C_r = \frac{\mu}{Z_o \cdot \omega_s}$$

4. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 임계 모드에서 동작하는 단일 전력 단을 갖는 고역률·고효율 형광등용 전자식 안정기에 대한 타당성을 증명하기 위하여 3절에서 설명한 특성평가를 기초로 한 회로 설계법에 의해서 설계된 회로정수에 MOSFET를 스위칭 소자로 사용하여 실험을 행하였다. 실험에 사용한 회로 정수의 정격은 표 1과 같다.

시스템 구성은 고조파 성분을 제거하기 위한 필터(Filter), 교류 전원으로부터 직류 전원으로 만드는 AC-DC 정류부, 역률 개선을 위한 부스트 능동 역률 개선 회로(PFC)부, 직류전원으로부터 고주파 스위칭을 통해서 부하에 전력을 공급하는 하프 브리지 인버터 회로부 그리고 전체 시스템을 제어하는 제어회로 등으로 구성되어 진다.

표 1 실험 정수값

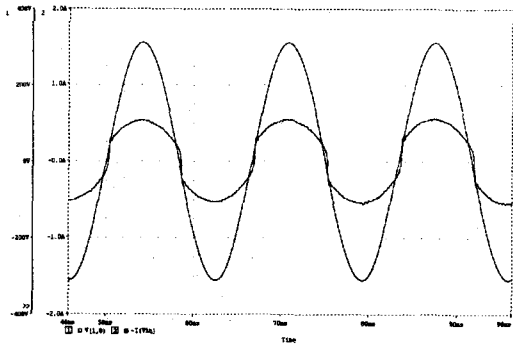
Table 1 Experimental parameter.

Parameter	V _{in} =220[V], P _{out} =100[W], f _{sw} =42[kHz]
L _b	0.62[mH]
L _r	2.65[mH]
C _r	5.6[nF]
C ₁	1[μF]
C _d	47[μF]
C _{f1}	0.33[μF]
C _{f2}	0.33[μF]
L _f	20[mH]
D	0.5

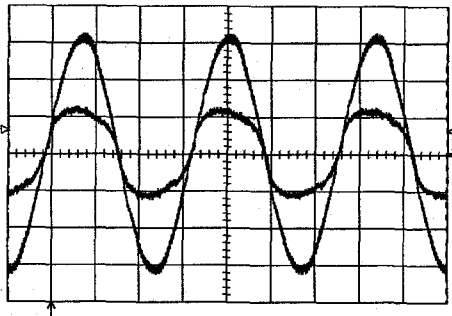
그림 8(a)는 입력필터 C_{f1}=C_{f2}=0.33[μF], L_f=20[mH]를 사용했을 경우 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해서 얻은 부스트 컨버터부의 입력 라인 전압과 전류 그리고 9(a)는 부스트 인덕터 전류의 이론 파형을 보여주고 그림 8(b)와9(b)는 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 실험을 통해 얻어진 입력 라인 전압과 전류 및 부스트 인덕터 전류의 실측 파형을 보여주고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, Pspice에 의한 이론 파형과 실측 파형의 결과는 거의 일치하는 것을 알 수 있다. 역률 보상용 부스트 컨버터가 임계 모드에서 동작한다는 것을 알 수 있으며, 임계 모드에서 동작함으로써 전류의 피크값이 불연속 모드에 경우 보다 작고 부가적인 입력 전류 제어기 없이 고역률이 이루어짐을 알 수 있다. 제안된 고주파 공진 인버터는 역률이 0.99, 고조파 함유율도 8.5[%]로 한 전반적으로 양호한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.

그림 10(a)(b)는 부스트 인덕터 전압 및 전류 파형에 대한 시뮬레이션 파형과 실험 파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 이론 파형과 실측 파형의 결과가 거의 일치하고 있음을 보여주고 있다.



(a) Pspice 파형

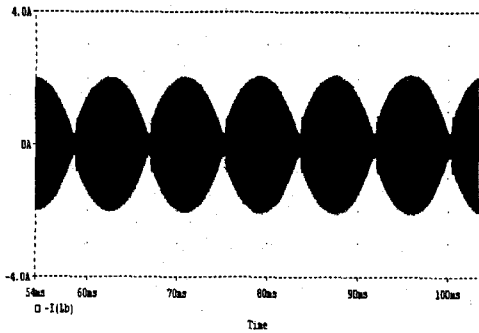


(b) 실측 파형

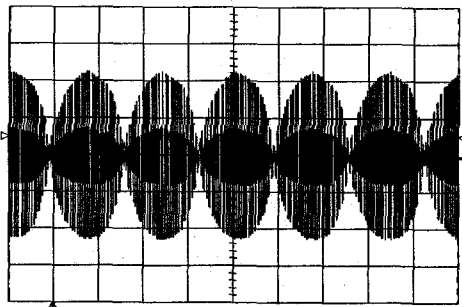
($V_{in} : 100[V]/div, I_{Lb} : 0.5[A]/div, Time: 5[ms]/div$)

그림 8. 입력 전압과 인덕터 전류

Fig. 8 Input voltage and inductor current.



(a) Pspice 파형

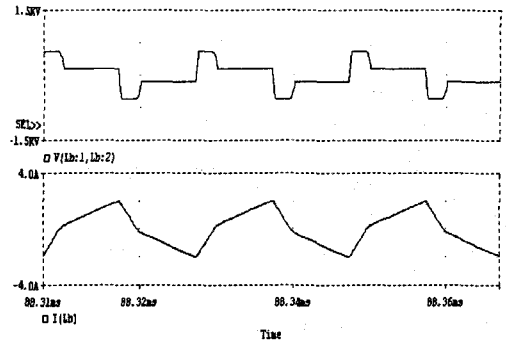


(b) 실측 파형

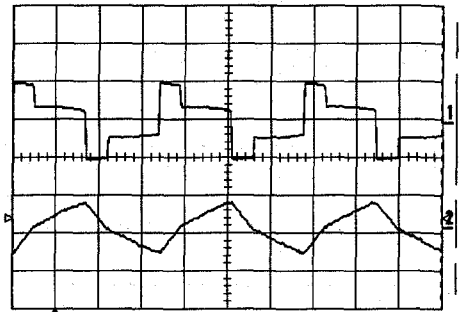
($I_{Lb} : 1.0[A]/div, Time: 5[ms]/div$)

그림 9. 부스트 인덕터 전류

Fig. 9 Boost inductor current.



(a) Pspice 파형

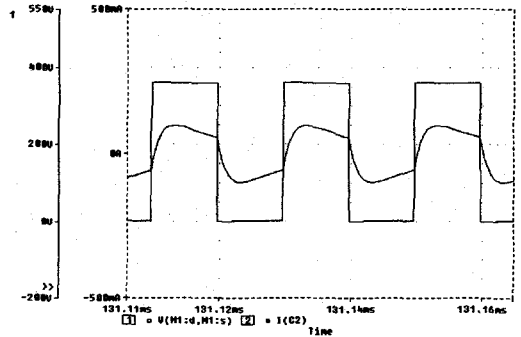


(b) 실측 파형

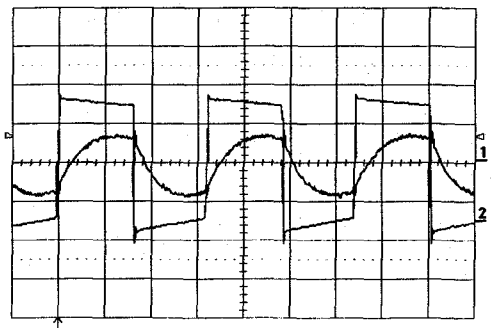
($V_{Lb} : 500[V]/div, I_{Lb} : 2.0[A]/div, Time: 1[\mu s]/div$)

그림 10 부스트 인덕터 전압 및 전류 파형

Fig. 10 Waveform of boost inductor voltage and current



(a) Pspice 파형



(b) 실측 파형

($V_{Sw} : 200[V]/div, I_{Lb} : 0.5[A]/div, Time: 5[\mu s]/div$)

그림 11 스위치 전압 및 부하 전류 파형

Fig. 11 Waveform of switch voltage and load current

그림 11(a)(b)는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해서 얻은 스위치 양단 전압과(V_{sw})와 부하 전류(I_{sw})의 이론 파형과 실험을 통한 실측 파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 이론 파형과 실측 파형의 결과가 거의 일치하였으며 부하 전류의 파형은 정현파 상으로 진동하고 있음을 보여주고 있다. 또한, 정상상태에서 스위칭 주파수 f_s 가 회로 공진 주파수 f_r 보다 높게되어 유도성 부하형태로 동작하기 때문에 ZVS 동작이 이루어짐을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문은 임계 모드에서 동작하는 역률 개선용 부스트 컨버터 회로와 LCC형 직렬 공진 고주파 인버터를 일체화시켜 단일전력단으로 구성된 간단한 구조의 고효율·고역률 전자식 안정기 회로를 제안하고 기본 동작원리 및 제특성에 관하여 상세히 기술하였다. 제안회로는 입력 필터용 커패시터를 2개로 분할하여 전압 분할용으로 같이 사용하여 부스트 컨버터를 임계모드에서 동작시킴으로써 높은 입력역률 및 DC링크전류의 주파수가 스위칭 주파수의 2배로 되어 스위칭으로 인한 전류리플을 줄이기 위한 입력 필터의 크기를 줄일 수 있었고 스위칭 소자를 전원 입력의 반주기동안 교대로 사용함으로 상시 도통하는 반도체 소자의 숫자를 줄임으로 도통손실과 소자에 의한 전압 강하를 줄일 수 있었다.

또한, 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 제안회로의 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용해 얻은 실험 결과와 시뮬레이션 결과를 비교·검토하여 제안회로의 타당성도 확인하였다. 제안된 회로는 향후 통신용 DC/DC 컨버터의 전원장치 또는 전자식 안정기 등의 전원회로에 응용이 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] E. Deng and S. Cuk, "Single stage, high power factor, lamp ballast," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., Feb. 1994, pp. 441-449
- [2] 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
- [3] 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
- [4] 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
- [5] 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.
- [6] 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.

- [7] Marcio Almeida Co, Domingos S. L. Simonetti, and Jose Luiz F. Vieira, "High-Power-Factor Electronic Ballast Operating in Critical Conduction Mode", IEEE pp93-101, JANUARY, 1998. Transactions on Power Electronics, VOL. 13, NO.1,
- [8] K.-H. Liu and Y.-L. Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converter", in IEEE PESC'89 Record, Vol. 2, pp. 825~829, 1989.
- [9] 김 동희, 원 재선, "Wax-Sealing용 전류형 고주파 공진 인버터의 특성해석에 관한 연구", 전기학회 논문지, Vol. 50B, No. 11, pp. 568~574, NOV, 2001.
- [10] 원 재선, 박 재욱, 남 승식, 이 봉섭, 석 줄기, 김 동희, "고역률 초퍼-인버터 일체형 고주파 발생회로의 특성 해석에 관한 연구", 전기학회 논문지, Vol. 53B, No. 10, pp. 610~617, OCT, 2004.
- [11] J. S. Won, D. H. Kim, D. Y. Jung, B. S. Lee, J. H. Kim, "Characteristic analysis of ZVS-HB type high frequency resonant inverter according to the variable capacitance of the DC voltage source separation capacitor", EPE 2001, Proceedings, DS2.3-7, Aug. 27th, 2001.

저 자 소 개



서철식 (徐喆植)

1968년 4월 19일생. 1993년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 8월 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2001년 3월~2005년 2월 구미1대학 정보미디어계열 전임강사. 현재, 이프리테크 기술이사.
Tel : 053-588-9856, Fax : 053-588-9857
E-mail : csseo7000@naver.com



김해준 (金海俊)

1973년 3월 20일생. 1998년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 2001년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재, HSL Electronics 기술연구소 전자설계팀 연구원(甲).
Tel : 053-850-8721, Fax : 053-850-8778
E-mail : hjuni@slcorp.co.kr



박재욱 (朴宰煜)

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재, 영진전문대 인터넷전자정보계열 겸임교수, 누리기술 이사.
Tel : 053-322-4085, Fax : 053-322-4086
E-mail : pjw1472@dreamwiz.com



원재선 (元載善)

1973년 2월 20일생. 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재, HSL Electronics 기술연구소 전자설계팀 선임 연구원(乙).
Tel : 053-850-8721, Fax : 053-850-8778
E-mail : jsuni@slcorp.co.kr



심광열 (沈光烈)

1961년 5월 27일생. 1983년 경남대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1985~1991년 현대중공업(주)기전연구소 선임연구원. 현재, 울산과학기술대 전기전자통신공학부 부교수.
Tel : 052-279-3148, Fax : 052-279-3149
E-mail : kysim@mail.ulsan-c.ac.kr



김동희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 졸업(석사). 1987년 국립 Kobe대학 졸업(공박). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자 연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 현재, 영남대 공대 전기공학과 교수.
Tel : 053-810-2488, Fax : 053-813-8230
E-mail : dohkim@yu.ac.kr