

SEPIC 컨버터를 이용한 무전극형광램프용 고역률 전자식 안정기

周亨鍾^{*}, 張都鉉[†], 權明一^{**}

Electronic Ballast of High Power Factor Using SEPIC Converter for Electrodeless Fluorescent Lamps

Hyong-Jong Joo, Do-Hyun Jang, and Myung-il Kwon

요 약

본 논문에서는 능동역률보상(PFC)의 구조를 가진 SEPIC 컨버터를 이용한 무전극 형광램프(electrodeless fluorescent lamps)용 전자식 안정기를 제안하였다. SEPIC 컨버터는 입력 전류의 낮은 고조파와 고역률의 특성을 가진다. 제안된 제어방법으로는 UC3854의 적분회로를 이용한 것으로 이 기술은 전류연속모드로 동작하는 역률보상 및 과전류보호를 제공하는 매우 간단한 제어 회로이다. 제안된 무전극 형광램프용 전자식 안정기는 3개의 무전극 형광램프용으로 설계되어 기존의 무전극 형광램프용 전자식 안정기보다 에너지 및 제작비 절약 효과가 크다. 제안된 안정기의 특성을 측정하기 위해 실험을 실시하였으며 이를 통해 고역률과 낮은 THD를 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper the electronic ballast using the SEPIC(Single Ended Primary Inductor Converter) converter for the multiple electrodeless fluorescent lamps is proposed, which has the structure of the active PFC and self oscillating function. The SEPIC converter system has the characteristics of the power factor with low input current harmonic distortion. The proposed control method is based on the average-current-mode using the dedicated integrated circuit UC3854. The proposed electronic ballast has the reduction effect for the energy and manufacturing cost because it is designed for tripple electrodeless fluorescent lamps. The experimental results shows that the power factor is higher and the THD is lower.

Key Word : Electronic ballast, Electrodeless fluorescent lamp, SEPIC converter.

1. 서 론

현재 조명에 사용되는 전력에너지를 절감하기 위해 램프의 봉입물질이나 구조개선 및 동작 방식을 통한 효율개선 및 등기구의 형태개선 등 여러 가지 방안

이 제안되고 있다. 형광램프의 경우 가장 보편적인 램프로 백열등에 비해 효율이 좋으나, 1회 점멸시 1.5시간 정도 수명이 줄며 주위의 온도에 의하여 특성이 변동하며, 0-40℃ 범위 밖에서는 점등하기 어렵고 밝기가 저하한다. 또한 전압이 높으면 흑화가 진행되어 수명이 짧고, 전극물질의 소모로 인해 부점등이 되고 이것이 수명을 결정하는 주원인이 되는 단점을 가진다 [1][2].

이러한 문제점을 보완하기 위하여 제시되는 램프가 무전극 형광램프이다. 현재 무전극 형광램프는 1990년대 초기에 개발되어 실용화된 것으로 일반화되지는 않

[†] 교신저자 : 평의원, 호서대 전기정보통신공학부 교수

E-mail : jangdh@office.hoseo.ac.kr

^{*} 장회원, 동아일렉콤 연구원

^{**} 정회원, 호서대 전기정보통신공학부 대학원 박사과정

접수일자 : 2003. 12. 23 1차 심사 : 2004. 2. 23

심사완료 : 2004. 4. 7

았으나 우수한 특성으로 인해 무한한 장래성을 가진다. 그 동안 형광등에 관한 전자식 안정기에 대해서는 무수한 연구 발표가 있었으나, 무전극 형광램프의 경우 개발회사가 가지는 특허권의 제한성에 의해 전용 전자식 안정기에 대해 연구 발표된 사례는 거의 없다.

기존에 사용되어온 무전극 형광램프는 한 개의 램프당 한 개의 전자식 안정기가 사용되어졌으나 본 연구에 제시한 무전극 형광램프용 전자식 안정기는 이론적으로 여러 개의 등을 구동할 수 있어 경제적으로 유리하다. 제안된 전자식 안정기는 안정적인 300[V]의 정출력과 고역률, 저고조파형의 낮은 리플성분을 갖는 회로로 SEPIC 컨버터를 이용하였다. SEPIC 컨버터는 입력전압의 큰 변화에 무관하게 입력전류의 고조파 왜형(THD), 역률(PF)등을 일정하게 하여 역률을 개선하고, 출력전압을 300[V]로 고정시키는 고역률, 저고조파형 컨버터이다.

본 연구에서는 450[W](150 [W]×3등용)급 무전극형광 램프용 타터식 전자식 안정기의 실제 회로를 구성하고 이때 나타나는 안정기 특성을 고찰하였다.

2. 무전극 형광램프^{[1][2]}

무전극 형광램프 시스템은 기존의 램프와 다르게 가스가 봉입된 벌브 내부에 전극(필라멘트, 발광관)이 없는 대신 외부에 페라이트 코어가 장치된 램프로서, 이 페라이트 코어에 고주파 스위칭(250[kHz], 2.65[MHz])이 가능한 특수 인버터(무전극 램프용 전자식 안정기)로부터 에너지가 공급되면 램프에 자계가 발생하여 벌브 내부의 봉입 가스를 여기시켜 발광되며, 형광등에 비해 긴 수명을 가지며, 소형이고, 고출력에 적합하다. 또한 즉시 점멸이 가능하며 전광속 및 효율, 광색, 주위온도 특성이 좋다.

무전극 램프는 크게 3가지 형식이 있다. 첫째, Babat가 명명한 E방전으로 전계 결합형이라고 한다. 그림 1은 E방전을 나타낸다. E방전은 방전관 외부에 금속 박

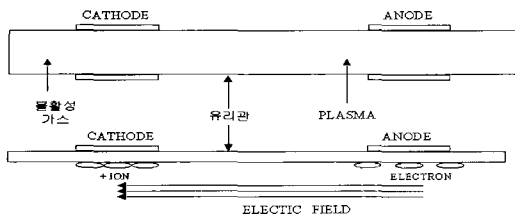


그림 1 무전극 E방전
Fig. 1 The electrodeless E electric discharge

을 설계해서 교류를 인가시키면 관내부에서 방전이 형성된다. 이것은 외면 전극 간에 전기용량을 통한 전류가 흐르는 것으로 생각하여 이 방식을 외면 전극형이라고 부른다. 둘째, H방전이다. 그림 2는 H방전을 나타낸다. 전형적으로 구형의 방전관 외부에 권선을 감아 교류를 인가시키면 전자석 도체로 인해 전계가 생기고 관내부에서 방전이 형성된다. 관내부의 방전 형태는 환형으로 외부권선과의 전자 결합으로 전력이 공급된다. 외부의 권선을 1차 권선, 관내부의 환형 방전을 2차 권선으로 하여 변압기가 형성된 것으로 이해하면 된다. 방전결합형(inductively coupled plasma)라 부르고 일반적으로 무전극 방전이란 H방전 형식을 가리킨다. 셋째, 마이크로 방전이다. 동작 주파수가 높

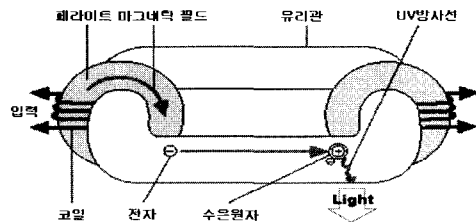


그림 2 무전극 H방전
Fig. 2 The electrodeless H electric discharge

은채로 그 파장이 방전관에 가까워지면 이 전류 방향에 대한 정의가 모호해진다. 이와 같은 경우를 마이크로방전이라고 부른다.

3. SEPIC 컨버터

3.1 SEPIC 컨버터의 특성

일반적인 입력전원의 변화가 발생하는 상태에서의 역률 개선 회로는 승압형 컨버터를 사용하고 있다. PWM 컨버터의 경우 초기 동작시 돌입 충전전류를 막기 위한 보조 회로가 필요하고, 승압형 컨버터 역시 부하단락 등의 경우 단락 전류를 제한할 보조회로가 추가로 필요하다. 또한 출력 DC 전압의 크기는 입력전압의 최대치보다 항상 높게 나타난다. 따라서 구성소자가 갖는 전압 스트레스가 커진다. 입력 전압의 변화에 무관하게 역률 및 입력전류의 THD를 일정하게 유지시키는 형태의 역률 개선 회로가 필요하다. SEPIC 컨버터는 입력전압의 변화에 관계없이 출력전압의 자유로운 조절이 가능하고, 1, 2차 절연이 가능한 장점이 있으며, 승, 강압의 출력전압을 임의로 만들 수 있으며 역률 및 입력전류의 THD 또한 일정하게 유지된다.^[3]

3.2 회로구성 및 관계이론^{[3][4]}

SEPIC 컨버터는 그림 3과 같이 구성된다. 스위치 S가 ON되어 L_1 이 에너지를 저장하는 동시에 C_1 의 에너지가 L_2 로 전달된 후 스위치 S가 OFF되어 있는 경우에는 두 단계의 동작이 차례로 일어나는데, 첫 단계에서는 L_1 에 저장된 에너지는 C_1 을 충전하는 동시에 D_1 을 통해 부하측으로, L_2 에 저장된 에너지는 다이오드 D_1 을 통해 부하측으로 전달되며, 에너지 전달이 끝나면 다음 단계로 L_1 에 흐르던 전류는 계속하여 C_1 에 흐르게 된다.

따라서 전압 전달비 G_V 및 출력전압 V_o 은 시비율 D에 의해 결정되어 다음과 같이 표현된다.

$$G_V = \frac{D}{1-D} \quad (1)$$

$$V_o = G_V \cdot V_i \quad (2)$$

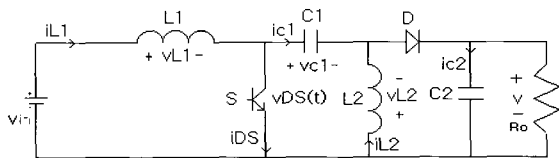


그림 3 SEPIC 컨버터의 회로구성
Fig. 3 Circuit of SEPIC converter.

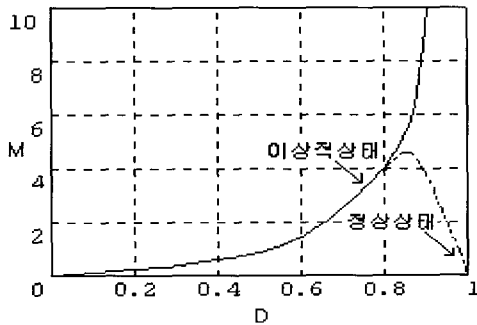


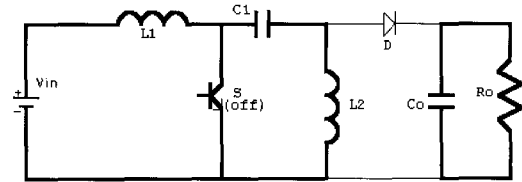
그림 4 시비율(D)에 대한 전압 전달비(G_V)
Fig. 4 Duty ratio vs modulation factor

위의 시비율에 대한 전압 전달비 G_V 의 상관관계 그래프는 그림 4와 같다. 본 연구에서는 출력 전압이 입력보다 크게 되는 $0.5 < D < 1$ 의 영역에서 SEPIC 컨버터를 운전시킨다.

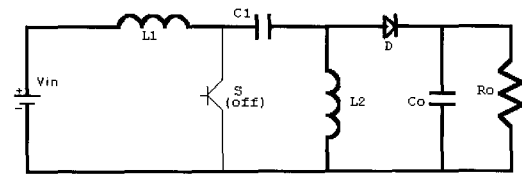
3.3 동작 모드별 해석

그림 5에서는 SEPIC 컨버터의 3가지 모드별 에너지

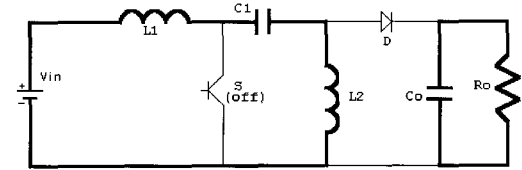
전달 체계를 도식화하였고, 그림 6에서는 모드별로 형성되는 입력측 인덕터 전류, 출력측 인덕터 전류, 입력 전류 및 출력전류를 보였다.



(a) 모드1 (S: ON, D_s : OFF)



(b) 모드2 (S: OFF, D_s : ON)



(c) 모드3 (S: OFF, D_s : OFF)

그림 5 동작모드별 등가회로 (a) 모드1 (S:ON, D:OFF)

(b) 모드2 (S:OFF, D:ON) (c) 모드3 (S:OFF, D:OFF)

Fig. 5 Equivalent circuits. (a)Mode 1 (b)Mode 2 (c)Mode 3

3.3.1 모드 1($t_0 - t_1$)

그림 6의 전류파형 중 t_0 에서 t_1 까지는 모드 1에서 형성된 전류 파형을 보여주고 있다. 스위치 S가 ON되면 다이오드 D는 OFF 상태가 유지되며, 입력전압인 V_m 은 인덕터 L_1 양단에 걸리게 된다. 인덕터 L_1 에 흐르는 전류는 선형적으로 증가되며, 동시에 커패시터 C_1 의 전압

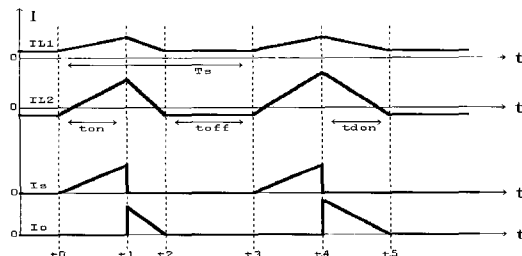


그림 6 모드 1에서의 전류 파형
Fig. 6 Current waveforms on mode 1

은 인덕터 L_2 양단에 걸리게 된다. 또한, 인덕터 L_1 과 L_2 의 크기가 같을 때 커패시터 C_1 에 흐르는 전류와 인덕터 L_2 에 흐르는 전류는 일치한다. 정상 상태의 인덕터의 평균전압은 영이 된다. 그러므로 입력전압 V_m 는 커패시터 C_1 양단에 걸린다.

모드 1에서 각 소자 사이에서 전압 및 전류 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} \cdot V_m = \frac{V_{1r}}{L_1} \quad (3)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_2} \cdot v_m = \frac{v_{c1}}{L_2} \quad (4)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = -\frac{1}{C_1} \cdot i_m = -\frac{i_{L2}}{C_1} \quad (5)$$

따라서, 인덕터 전류 i_{L1} , 및 i_{L2} 는 다음과 같이 구해진다.

$$i_{L1} = i_{min} + \frac{v_m}{L_1} DT_s \quad (6)$$

$$i_{L2} = -i_{min} + \frac{v_m}{L_2} DT_s \quad (7)$$

3.3.2 모드 2 ($t_1 - t_2$)

그림 6의 전류파형 중 t_1 에서 t_2 까지는 모드 2에서 형성된 전류 파형을 보여주고 있다. 스위치 S가 OFF 상태가 되면, 다이오드 D는 ON상태가 되며 인덕터 L_1 의 충전된 에너지가 커패시터 C_1 으로 충전하며 전류는 선형적으로 감소한다. 마찬가지로 인덕터 L_2 에 충전된 에너지는 커패시터 C_2 로 이동된다. 이때 다이오드 D의 전류는 인덕터 L_1 과 L_2 에 흐르는 전류의 합이 된다.

모드2 에서 각 소자 사이에서 전압 및 전류 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} (v_m - v_{c1} - v) \quad (8)$$

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_{L1} \quad (9)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{1}{L_2} \cdot v \quad (10)$$

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{C_2} - \frac{v}{C_2 R} \quad (11)$$

따라서, 인덕터 전류는 다음과 같다.

$$i_{L1} = i_{min} + \frac{v_m}{L_1} DT_s - \frac{v}{L_1} t \quad (12)$$

$$i_{L2} = -i_{min} + \frac{v_m}{L_2} DT_s - \frac{v}{L_2} t \quad (13)$$

3.3.3 모드 3 ($t_2 - t_3$)

그림 6의 전류파형 중 t_2 에서 t_3 까지는 모드 3에서 형성된 전류 파형을 보여주고 있다. 스위치 S는 OFF되어 있고 다이오드 D가 OFF되면 입력전류가 인덕터 L_2 를 통해 계속 흐르면서 커패시터 C_1 을 충전되고, 출력 전압은 커패시터 C_2 에 충전된 에너지에 의해 유지하게 된다.

모드 3 에서 각 소자 사이의 방정식과 인덕터 전류는 다음과 같다.

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \cdot i_{L1} \quad (14)$$

$$\frac{dv_{L1}}{dt} = \frac{v_m - v_{C1}}{L_1 + L_2} \quad (15)$$

$$\frac{dv_{L1}}{dt} = -\frac{v}{C_2 R} \quad (16)$$

$$i_{L1} = -i_{L2} = i_{min} \quad (17)$$

이 모드는 회생 모드로 다음 스위칭 구간까지이며, 스위치와 출력다이오드의 OFF시간은 다음 식과 같다.

$$t_{off} = T_S - t_{on} - t_{tdon} \quad (18)$$

4. 전자식 안정기의 설계

본 논문에서 제안된 무전극 형광램프용 전자식 안정기의 기본 구조는 그림 7과 같다. 우선 정류부를 통해 교류를 직류로 바꾸고, SEPIC 컨버터에서 역률 보상 회로를 사용하여 역률을 향상시키도록 한 후, 2상한 ZVS 방식의 인버터를 사용하여 공진회로에 구형파 교류 입력을 인가하고, 최종적으로 방전램프를 점등하도록 시스템을 구성하였다. 이때 2상한 ZVS 방식의 인버터의 구조는 별도의 구동 회로 제어부를 가지는 타러식 방식을 사용하였다.

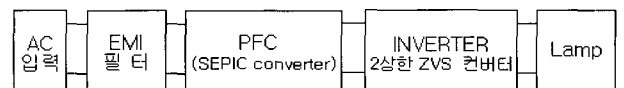


그림 7 무전극 형광램프용 전자식 안정기의 기본 구조
Fig. 7 Basic structure of the electronic ballast for electrodeless fluorescent lamp.

4.1 SEPIC 컨버터를 이용한 역률 개선 회로의 설계

본 연구에서 개발한 전자식 안정기는 150[W]의 무전극 형광램프는 세 개의 등을 부하로 사용하였다.

표 1 SEPIC 컨버터의 설계조건
Table 1 Specification of Sepic converter

	값	비고
입력전압	130~250[V]	교류전압
출력전압	300[V]	직류전압
컨버터의 출력	450[W]	150[W]*3등용
스위칭 주파수	30[kHz]	스위칭 주파수

설계 조건에서 역률 개선 회로의 중요한 점은 입력전원의 변화가 심한 환경에서 능동역률 개선용 전용 IC 인 UC3854를 사용함으로써 입력 변화에 따른 역률의 변화를 최소화하고, 입력전류의 THD를 낮게 하여 저고조파, 고효율을 추구하는 것이다^[8]. SEPIC 컨버터를 이용한 역률 개선 회로의 기본구조는 그림 8과 같다.

4.4.1 역률 보상회로

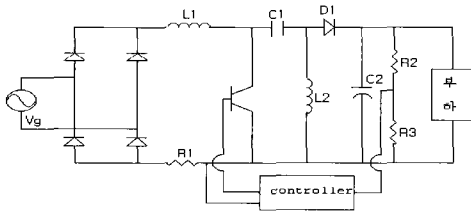


그림 8 SEPIC 컨버터의 역률 개선 회로
Fig. 8 The PFC circuit for Sepic converter

A. 인덕터 L₁ 과 L₂

인덕터 L₁, L₂는 입력 전류의 리플을 고려하여 설계된다. 입력전류의 리플은 최대 입력 전류의 30%로 한정할 때 리플 전류의 최대치는 $\omega t = 90^\circ$ 에서 발생하며, 다음 식과 같이 구해진다.

$$\Delta I = 0.3 \cdot \frac{P_0 \cdot \sqrt{2}}{0.9 \cdot V_g} = 0.3 \cdot \frac{450 \cdot \sqrt{2}}{0.9 \cdot 220} = 0.92 A \quad (19)$$

L 은 40%의 최대 리플전류를 감당 할 수 있는 값으로 선정된다.

$$L_1 = 0.4 \cdot \frac{V_{gpk}}{\Delta I \cdot f} = 0.4 \cdot \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{0.92 \cdot 30 \cdot 10^3} = 4.51 mH \quad (20)$$

인덕턴스 L₂은 $V_g = V_{C1}$ 임으로 인덕턴스 L₁과 같은

방식으로 유도된다.

B. 캐패시터 C₁

C₁에 걸리는 전압의 변화는 스위치의 ON, OFF에 따른 입출력 전압의 변화량이며 다음과 같이 구해진다.

$$C_1 = \frac{1}{(2\pi \cdot 3 \cdot 10^3)^2 \cdot 4.51 mH} = 640 nF \quad (21)$$

C. 출력 캐패시터 C₂

C₂는 최대 출력전압 리플로 계산할 수 있다. 또한 매 반주기마다 발생하는 입력전류 발진을 피하기 위하여 입력 전류주파수 보다 충분히 큰 값이어야 한다.

$$C_2 = \frac{P_0}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot V_{DC} \cdot \Delta V_0} = \frac{450}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 300 \cdot 9} = 220 \mu F \quad (22)$$

표 2는 위의 설계식에 의한 설계치를 나타낸다. 제안된 전자식 안정기의 SEPIC 컨버터의 역률 개선 회로는 표 2의 설계 조건에 맞추어 설계하였으며, 그림 9는 이

표 2 각 소자별 설계값
Table 2 Calculated element values

	값	오차범위
L ₁	4.5[mH]	5[%]
L ₂	4.5[mH]	5[%]
C ₁	640[nF]/400[V]	10[%]
C ₂	330[μF]/400[V]	10[%]
스위치	8[A]/600[V]	.

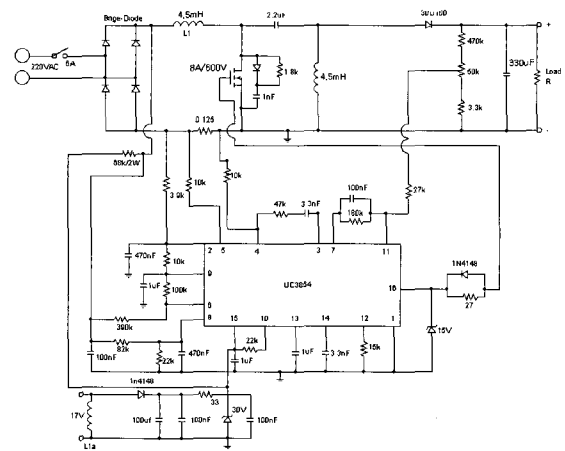


그림 9 SEPIC 컨버터의 실제 회로
Fig. 9 Practical circuit of the SEPIC converter

에 따른 실제 SEPIC 컨버터의 설계 회로이다. 구동 IC의 전원공급은 초기 전원공급, 점등후 전원공급으로 구성되어 있다. 초기 상태에는 전파 정류된 전압을 RC 시정수에 의해 C에 충전하여 그 전압을 IC의 전원으로 공급한다. 또한 동작시에는 SEPIC 컨버터의 L_1 의 2차측 권선에 유기되어 전압을 IC전원으로 사용한다.

4.2 멀티 램프용 2상한 ZVS 공진 인버터 회로의 설계

본 논문에서는 SEPIC 컨버터의 출력 전원을 이용하여 멀티 무전극형 형광등을 점등하기 위하여 그림 10과 같이 2상한 ZVS 공진형 인버터 회로를 사용하였다. 여기서, 무전극형 형광등은 회로중 병렬로 배치하여 여러 램프의 사용이 가능하게 하였다^{[5][6]}.

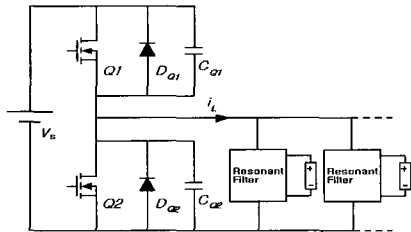


그림 10 멀티 램프용 2상한 ZVS 공진형 인버터회로
Fig. 10 Two-quadrant ZVS resonant inverter for multi-lamp

2상한 공진형 타력식 인버터는 안정적인 동작과 입력 전원 변화에 상관없이 동작주파수의 변화가 일어나지 않는 특성이 있다. 또한, 250[kHz]~1.5[MHz]의 고속 스위칭에 적합하며 스위치 Q1 및 Q2에 의해 영전압 스위칭(ZVS)이 가능하다. PWM제어를 통해 출력전압을 조절하게 되고, 두 개의 스위치는 각각 주 스위치 Q_1 과 보조 스위치 Q_2 로 구분할 수 있으며, 주 스위치 및 보조 스위치의 도통시간을 각각 DT 및 (1-D)T로 하여 동작시킨다. 이때 주 스위치와 보조 스위치의 동작 사이에는 일정한 데드 타임이 존재해야 하며, 이 구간 동안 소프트 스위칭이 이루어진다^[8].

그림 11에서는 V_{gs1} , V_{gs2} 는 각각 스위치 Q_1 및 Q_2 의 구동 신호를 나타내며, V_s 는 변압기 1차 측에 인가되는 전압을 나타낸다. 또한, 두 신호 사이에 데드 타임이 존재함을 보여주고 있다.

그림 12는 고주파 LCC 공진 필터부의 모델을 보여주고 있다. 고주파 LCC 공진 필터에서 각 소자에 값은 수식에 의해 다음과 같이 구해진다^[9].

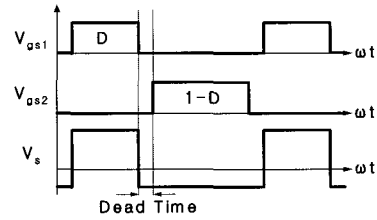


그림 11 2상한 ZVS 인버터의 이상적인 파형
Fig. 11 Ideal waveforms of the two phase ZVS inverter

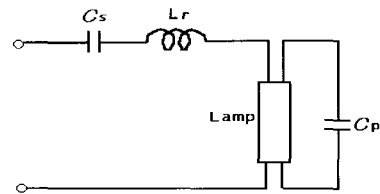


그림 12 고주파 공진형 필터
Fig. 12 High-frequency resonant filter

A. 공진 커패시터 C_s

공진 커패시터는 다음과 같이 구해진다.

$$I_L = \frac{P_L}{V_L} = \frac{150}{200} = 0.75 A \tag{23}$$

$$C_s = \frac{15 \cdot I_L}{\left(\frac{V_{DC}}{2}\right)^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{15 \cdot 0.75}{(150)^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3} = 398nF \tag{24}$$

B. 병렬 커패시터 C_p

전부하에 대한 점등 전압 V_{ig} 이 1100[V]일때, 공진 필터 커패시터 C_p 은 다음과 같다.

$$C_{eq} = \frac{5I_L}{(2\pi f) V_{ig}} = \frac{5 \cdot 0.75}{(2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 10^3) \cdot 1100} = 18.01 nF \tag{25}$$

병렬 커패시터 C_p 은 다음과 같다.

$$C_p = \frac{C_{eq} \cdot C_s}{C_s - C_{eq}} = \frac{18.01 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 10^{-9}}{400 \cdot 10^{-9} - 18.01 \cdot 10^{-9}} = 18.8 nF \tag{26}$$

C. 공진 인덕터 L_r

공진 인덕터 L_r 은 다음과 같다.

$$L_r = \frac{5 \cdot I_L - (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot C_{eq} \cdot V_{DC}}{5 \cdot I_L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C_{eq}}$$

$$= \frac{5 \cdot 0.75 - (2\pi \cdot 30 \cdot 10^3) \cdot 18 \cdot 10^{-9} \cdot 300}{5 \cdot 0.75 \cdot (2\pi \cdot 30 \cdot 10^3)^2 \cdot 18 \cdot 10^{-9}} = 2mH \quad (27)$$

D. 공진주파수 f_0

공진주파수 f_0 는 다음과 같다.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_r \cdot \left(\frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p} \right)}}$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{2 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{400 \cdot 10^{-9} \cdot 18.8 \cdot 10^{-9}}{400 \cdot 10^{-9} + 18.8 \cdot 10^{-9}} \right)}}$$

$$= 250 \text{ kHz} \quad (28)$$

E. 램프전류 i_{Lr} 와 램프전압 V_{cp}

램프전류와 램프전압은 다음과 같이 나타낸다.

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_s \cdot w_s}{L_r(w_s^2 - w_r^2)} (\cos(w_r t) - \cos(w_s t)) \quad (29)$$

$$V_{cp} = \frac{w_s \cdot V_s}{L_r \cdot (w_r^2 - w_s^2)} \cdot \frac{1}{w_s \cdot C_{eq}} \quad (30)$$

단, $w_r=2\pi f_0$, $w_s=2\pi f$, $C_{eq} = \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}$

표 3은 위의 설계식에 의한 최종 설계치 및 제어칩 등을 나타낸다.^[5]

표 3 인버터부 설계사양
Table.3 Design parameters of inverter.

	300[V]	제어칩	TL494
f_s	250[kHz]	구동IC	TC4420
C_r	47[nF]	테트타임	RCD적분회로
L_r	2[mH]		
I_0	1.5[A]		

5. 실험결과

그림 13은 SEPIC 컨버터에 능동 역률 전용 IC UC3854를 사용하였을 때 나타나는 입력전압 및 입력전류의 측정파형을 보여주고 있다. 주파수 60[Hz]인 입

력 전압 220[V]에 대해 입력 전류와 전압은 거의 동상을 나타내며 역률은 98[%]으로 측정된다. 그림 14는 SEPIC 컨버터에서 입력전압이 변화할 때의 출력 전압과 역률을 나타낸다. 출력 전압은 입력전압에 관계

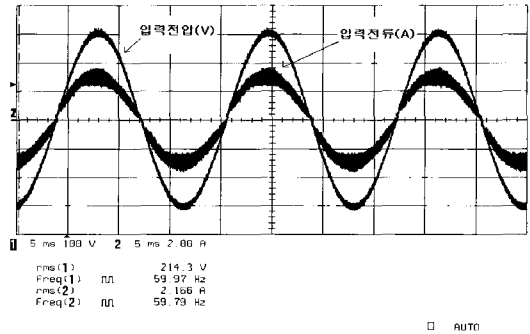
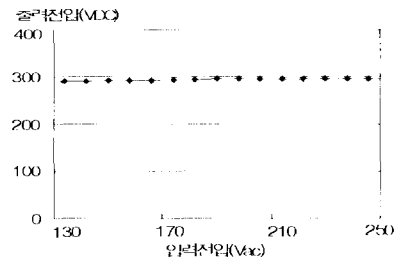
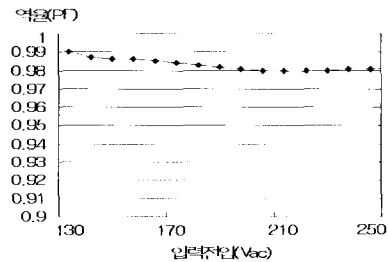


그림 13 입력전압 및 입력전류 파형
Fig. 13 Waveforms for input voltage and current



(a)



(b)

그림 14 입력전압에 대한 (a)출력 전압 및 (b) 역률 변화
Fig. 14 Input voltage vs. (a) output voltage, and (b) power factor.

없이 거의 일정하게 유지되고 있으나, 입력전압이 증가할 때 출력전압에서 리플 성분이 커지므로 역률은 감소한다.

그림 15는 무전극 형광램프용 전자식 안정기에서 인버터 측의 스위칭 전압 V_{DS} , 구동신호 V_{GS} , 공진전류 i_r 및 정상상태의 램프 관 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다. 공진전류의 최대값은 대략 2.7[A] 정도로 나타났으며

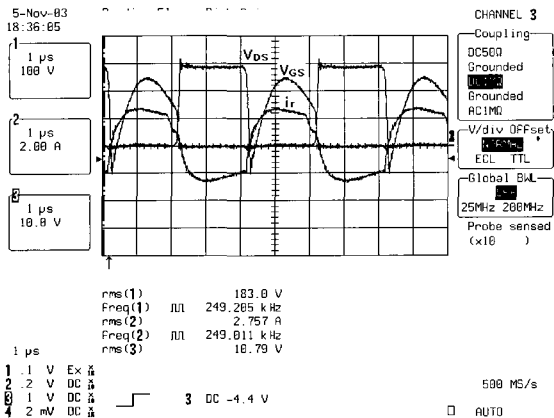


그림 15 공진형 인버터의 스위칭 전압, 구동 신호 및 공진 전류
Fig. 15 Switching voltage, driving pulse and resonant current of the resonant converter

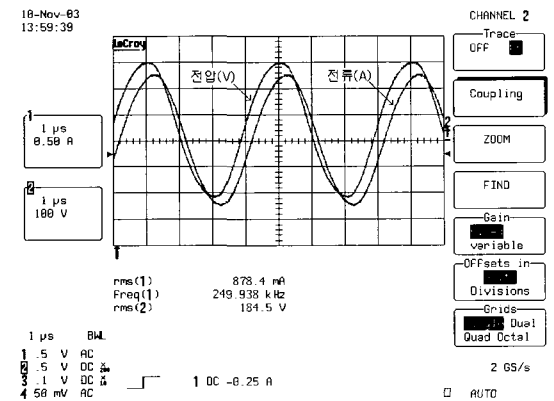


그림 16 램프의 관 전압 및 전류 파형
Fig. 16 Lamp voltage and current waveform

공진주파수는 대략 250[kHz]로 수렴되었다. 스위칭 전압과 공진전류의 위상은 거의 근접하며, 이에 따라 입력측의 역률은 1에 근접함을 알 수 있다.

그림 16은 실제 회로를 설계하였을 때 무전극 형광램프에 나타나는 입력되는 입력전류와 입력전압의 파형을 보여주고 있다. 두 파형의 주파수는 공진 주파수 250[kHz]에 가까우며, 전류의 피크값은 0.878[A]에 근접하고, 두파형의 모양은 정현파에 근접한다. 또한 무전극 형광램프는 정상상태에서 저항부하의 특성에 가깝다는 것을 알 수 있다.

6. 결 론

본 연구에서는 비교적 신광원으로 알려진 무전극 형광

램프를 구동함에 있어서 회로의 안정적인 동작을 위해서 SEPIC 컨버터 및 2상한 ZVS 방식의 인버터를 설계하였다.

SEPIC 컨버터에 역률 보상 전용 IC인 UC3854를 사용하여 입력측의 역률을 개선하고, 입력전압의 변화가 심할 때 발생하는 전자식 안정기의 여러 가지 문제점을 보완하였다. 또한, 입력전압의 변화(130[V]-250[V])에도 고역율, 저고조파형의 출력을 나타냄을 실험을 통해서 확인했다.

기존의 벽, 부스트, 벽-부스트 컨버터의 문제로 제시되었던 불연속적인 입출력 전압을 연속적인 입출력 전압으로 개선함으로써 회로의 손실 및 노이즈를 줄였고, SEPIC 컨버터의 출력전압을 일반적인 컨버터의 출력전압인 300[V]로 고정함으로써 인버터 스위칭 소자의 스트레스를 줄이고, 램프의 안정적인 동작을 도모하였다. 또한 논문에서 제안한 전자식 안정기는 3개의 무전극 형광램프를 구동할 수 있어 기존의 무전극 램프형 전자식 안정기에 비해 경제적인 효과가 기대된다.

향후 개선 과제로는 수십 개의 무전극 형광램프를 구동할 수 있는 고출력 전자식안정기를 제작하여 경제적인 효과를 더욱 향상시키며 전체 손실의 상당한 부분을 차지하는 SEPIC 컨버터의 스위치단의 손실을 줄이는 방안을 검토해야 할 것으로 생각된다. 또한 L_1 과 L_2 의 절연을 통해 회로의 안정성을 높이고, 게이트 단에 구동 트랜스를 사용하여 본 회로와 제어회로를 절연하는 방안을 검토할 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] D.O.Warmby, "A Electroless lamps for lighting : a view," IEE proceedings A, Vol.140, No.6, pp.465~473, Nov., 1993.
- [2] B. Cook, "New developments and future trend in high efficiency lighting," Eng. Science and Ed. Journal, pp.207~217, Oct., 2000.
- [3] R.W. Erickson, "Fundamentals of Power Electronics", Chapman & Hall, 1997.
- [4] D.S.L Simoneti, J. Seastian, and J.Uceda, "The Discontinuous Conduction Mode SEPIC and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 5, pp. 630~637, 1997.
- [5] Marco.Dalla Costa, Mario L.Landerdahl Jr, and Ricardo N, do Prado, "Independent Multi-Lamp Electronic Ballast", IEEE Ind. Appl. Conf. Record, pp. 1065~1070. 2003.

[6] T.-F.Wu, Y.C. Liu and Y.-J.Wu, "High-efficiency low-stress electronic dimming ballast for multiple fluorescent lamps," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 14, No. 1. pp. 160~167, 1999.

[7] J. Sebastian, J. Uceda, J. A. Cobos, J. arau, F. Aldana, "Improving power factor correction in disrtibuted power supply systems using PWM and ZCS-QS SEPIC topologies", PESC record, pp. 781~791, 1991.

[8] R.O.Brioschi, and J.L.Vieira, "High-power-factor electronic ballast with constant DC voltage", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 6. pp. 1030~1037, 1998.

[9] R.Gules, I.Barbi, and E.M. Simdes, "A 1.2 kW electronic ballast for multiple lamps, with dimming capacity and high-power-factor", APEC Record, pp. 720~726, 1999.

저 자 소 개



주형중(周亨鍾)

1976년생. 2002년 호서대 공대 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년~현재 동아일렉콤 연구원.



장도현(張都鉉)

1956년생. 1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1993년~1994년 미국 Texas A&M Univ. 객원교수. 현재 호서대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원장.



권명일(權明一)

1963년생. 1989년 호서대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정