

One Chip Microcontroller와 압전변압기를 이용한 T5 28W 형광등용 전자식 안정기에 관한 연구

黃樂堉*, 柳周鉉, 張銀星, 曹文澤, 安益秀, 洪在一

A Study on T5 28W Fluorescent Lamp Ballast Using a Piezoelectric Transformer and One-chip Microcontroller

Lak-Hoon Hwang, Ju-Hyun Yoo, Eun-Sung Jang, Moon-Taek Cho,
Ik-Soo Ahn, and Jae-Il Hong

요 약

본 연구에서는 압전 변압기를 이용한 T5 28W급 전자식 안정기를 제작하여 그에 관한 특성을 조사하였다. 제작된 전자식 안정기는 크게 정류부와 능동형 역률 개선 회로부, 마이크로 컨트롤러를 이용한 주파수 발진부와 피드백 제어 회로부, 그리고 하프-브리지 인버터 회로 및 압전 변압기로 구성하였다. 사용된 원칩 마이크로 컨트롤러(AT90S4433)는 주파수를 발진하는 발진 회로부와 형광램프에 인가된 전류값을 측정하여 램프의 구동여부를 판단하는 피드백 제어 회로부로 구성하였으며, 내부 프로그램에 의해 일정 주파수에서 주파수를 감소시킴으로서 램프 방전을 유도하고 방전을 확인 후 정상상태 구동을 하는 주파수 대로의 이동을 통해 형광램프에 일정한 출력을 유지하였다. 결과적으로 개발된 전자식 안정기는 기존의 자기식 안정기가 무겁고 부피가 크며 많은 손실과 깜박거림(Flicker)현상을 지니는 반면에, 75[kHz]대의 고주파수로 동작하면서 99.5[%]이상의 높은 역률과 12[%]이하의 낮은 총 고조파 왜곡률(THD), 그리고 1.5이하의 CF(Crest Factor)를 나타낸다. 따라서 본 연구에서 제작된 압전형 안정기는 기존의 안정기를 대체할 수 있으며, 소형 경량화 되고 높은 효율을 지니게 되므로 경제적 측면에서의 장점도 기대된다.

ABSTRACT

In this paper, T5 28-watt fluorescent lamp ballast using a piezoelectric transformer is fabricated and its characteristic is investigated. Developed electronic ballast is composed of basic circuits and blocks, such as rectifier part, active power factor corrector part, frequency oscillation part using microcontroller and feedback control, piezoelectric transformer and resonant half bridge inverters. The fabricated ballast uses to variable frequency method in external so exciting that the frequency of piezoelectric transformer could be generated by voltage control oscillator using microcontroller(AT90S4433). The current of fluorescent lamp is detected by feedback control circuit. The signal of inverter output is received using piezoelectric transformer, and then its output transmitted to fluorescent lamp. Traditional electromagnetic ballasts operated at 50 60Hz have been suffered from noticeable flicker, high loss, large crest factor and heavy weight. A new electronic ballast is operated at high frequency about 75kHz, and then input power factor, distortion of total harmonic and lamp current crest factor are measured about 0.995, 12% and 1.5, respectively. Accordingly, the traditional ballast is by fabricated electronic ballast using piezoelectric transformer and voltage control oscillator because of its lighter weight, high efficiency, economic merit and saving energy.

Key Words : Fluorescent Lamp, CF(Crest Factor), PT(Piezoelectric Transformer), Ballast, VCO, UART, SPI

1. 서 론

압전 변압기는 1960년대에는 TV의 수평 발진 회로에 이용되는 고압 변압기로서 개발되었지만 고출력 특성을 얻기가 어렵기 때문에 개발이 중단되었다가 고출력용 압전 세라믹의 개발이 진행되면서 1994년 NEC사에 의해 노트북 PC용 액정 표시 장치의 배면 광원용 인버터에 사용하기 위한 대칭형 로젠 3차 방식의 압전 변압기가 개발되는 등 많은 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1]-[12]}. DC-DC 컨버터의 소형화를 위해서도 압전 변압기가 도입되었으며 컨버터를 소형화하기 위해서는 동작 주파수의 상승이 필연적인 반면에 기존의 권선형 변압기로는 코어 손실이 문제가 되어 동작 주파수 상승이 제한되었다. 그러나 압전 변압기는 이러한 코어손실이 존재하지 않으므로 비교적 고효율을 얻으며 전원장치의 소형화를 가능하게 할 수 있다. 이 응용분야에서 현재 논의되고 있는 문제는 압전 변압기의 고효율 구동을 위한 회로의 개발, 입력 전압과 출력 전압의 변동을 동시에 제어하는 문제, 그리고 구동 전력의 한계를 극복하는 문제 등으로 요약될 수 있다^{[3]-[6]}. 무엇보다도 전력전자 분야에서 압전 변압기를 응용하려고 할 때 가장 큰 문제가 되는 것은 전력 구동능력이며 보다 더 큰 전력을 구동하기 위해서는 재료분야와 회로분야에서 더 많은 연구가 필요하게 된다^{[7]-[10]}.

본 연구에서는 압전 변압기를 이용한 T-5 28W급 전자식 안정기를 제작하여 그에 관한 특성을 조사하였다. 제작된 전자식 안정기는 압전 변압기의 구동을 통해 램프 방전과 정상 상태 구동을 유지하게 되며, 회로의 구성은 크게 정류부와 능동형 역률개선 회로부, 마이크로 컨트롤러(AT90S4433)를 이용한 주파수 발진부와 피드백 제어(Feedback Control)회로부, 그리고 하프-브리지 인버터 회로 및 압전 변압기로 구성하였다. 사용된 원칩 마이크로 컨트롤러(AT90S4433)는 주파수를 발진하는 발진 회로부와 형광램프에 인가된 전류값을 측정하여 램프의 구동여부를 판단하는 피드백 제어(Feedback Control) 회로부로 구성하였으며, 내부 프로그램에 의해 일정 주파수에서 주파수 강하를 이룸으

로서 램프 방전을 유도하고 방전을 확인 후 정상상태 구동을 하는 주파수대로의 이동을 통해 형광램프에 일정한 출력을 유지하였다.

결과적으로 개발된 전자식 안정기는 기존의 자기식 안정기가 무겁고 부피가 크며 많은 손실과 깜박거림(Flicker)현상을 지니는 반면에 75[KHz]대의 고주파수로 동작하면서 본 연구에서 제작된 압전형 안정기는 기존의 안정기를 대체할 수 있으며, 소형 경량화되고 높은 효율을 지니게 되므로 경제적 측면에서의 장점도 기대된다.

2. 압전 변압기를 사용한 전자식 안정기

2.1 회로 동작 특성

압전 변압기(PT: Piezoelectric Transformer)를 이용한 전자식 안정기의 기본 구동시스템은 그림 1과 같이 이루어진다. 압전 변압기는 구동부의 입력측에 일정주파수를 지닌 전압을 인가하면, 같은 주파수의 전압이 압전 변압기의 발전부에서 압전 변압기의 크기에 관계되는 변압비 만큼의 크기로 변환되어진 전압 및 전류가 출력 측에서 발생하게 된다. 이를 이용하여 형광램프의 방전과 안정상태 전류 유지를 이루게 된다. 제작된 안정기에서는 구동주파수 70~80[KHz]범위로 램프 방전 및 전류 유지에 필요한 압전 변압기 출력을 유지토록 하고 있으며, 회로 측과 형광램프 측은 압전 변압기 특성상 입력과 출력 측이 절연되어 있다.

압전 변압기를 이용한 전자식 안정기는 압전체 구동에 의한 형광램프의 점등이 특징이며, 회로에 적용된 압전체는 입력과 출력이 절연화가 되어 있으므로 안정기와 형광램프의 전기적 분리를 통해 회로에 안정성을 가질수 있으며, 압전 변압기는 역구동 방식의 동작을 실시하였다. 또한 압전 변압기를 구동시키기 위해서는 일정한 70KHz 대 주파수와 고전압의 정현파(약 90~250V)를 입력하여야 한다.

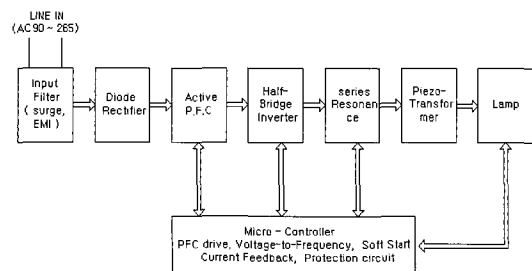


그림 1 시스템 블록 다이어그램
Fig. 1 System Block Diagram

*세명대 전기공학과 교수
E-mail : lhwang@semyung.ac.kr
접수일자 : 2002. 7.24
1차심사요청일 : 2002. 7.30 2차심사요청일 : 2002. 8.28
심사완료일 : 2002.12.23

압전 변압기는 고출력 윌콕 진동모드로 제작한 것이며 탄성 진동 용력을 이용하여 일정 공진 주파수로 구동시 무손실의 경우와 등가 내부 손실 저항을 포함하는 일반적인 경우의 제작된 압전 변압기의 등가 회로를 그림 2에 나타낼 수 있다.

그림 2에서의 화살표는 압전 변압기의 2차측을 1차측으로 변환하는 과정을 나타낸 것이다.

여기서, 등가회로의 용량식을 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$q_p = \omega R_L C_{out} \tag{1}$$

그리고 등가회로에서의 입력 임피던스 Z_{in} 과 전압이득 V_{gain} 은 다음과 같이 된다.

$$Z_{in} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + Z_L \tag{2}$$

$$V_{gain} = \frac{Z_L}{Z_{in}} = \frac{\left| \frac{R_L}{n^2(1+q_p^2)} + \frac{q_p^2}{j\omega n^2 C_{out}(1+q_p^2)} \right|}{Z_{in}} \tag{3}$$

또한, 효율 η 는 다음 식으로서 계산된다.

$$\eta = \frac{\text{Re}[Z_L]}{\text{Re}[Z_{in}]} = \frac{R_L}{(1+q_p^2)n^2R + R_L} \tag{4}$$

따라서, 효율은 다음과 같이 되며, $q_p = 1$ 일때 공진주파수에서 최적효율 $\eta(\text{optimum})$ 는

$$\eta(\text{optimum}) = \frac{R_L(\text{opt})}{2n^2R + R_L(\text{opt})} \tag{5}$$

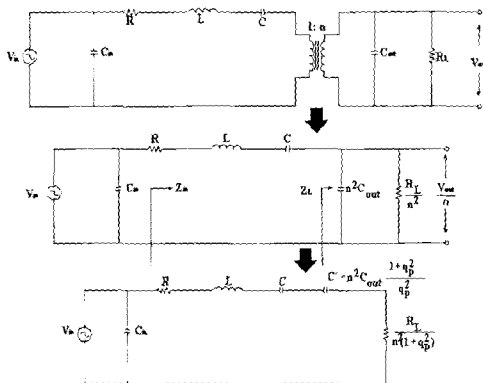


그림 2 압전 변압기의 등가회로
Fig. 2 Equivalent Circuit of Piezoelectric Transformer

이 된다. 따라서, $q_p = 1$, 즉 $R_L = \frac{1}{2\pi f_r C_{out}}$ 일 때 최적효율이 얻어지므로 압전 변압기의 출력 임피던스와 부하 저항과의 임피던스가 같아질 때 압전 변압기의 효율이 최대가 되며, 그 때 온도상승은 최소가 된다.

그림 3은 압전 변압기의 승압특성 곡선으로서 압전체는 일정한 주파수에서 승압비를 가지게 되며 초기구동시의 주파수(f_0)에서 결정된 승압전압(V_0)에 의해 형광램프의 방전을 유도하게 되며, 초기 점등이 끝나고 정상상태로 넘어가면 아래쪽 곡선으로 이동하게 된다.

압전 변압기가 형광램프에 최대 효율을 발생시키는 전류를 제공하는 주파수와 방전을 유도하기 위한 승압전압(V_1)을 제공하는 주파수(f_1)의 대역이 다르다는 것을 확인할 수 있다. 따라서 압전 변압기를 사용한 형광램프의 구성을 위해서는 형광램프 방전후 최대효율을 유도하기 위해 일정 주파수의 이동이 필요하게 된다.

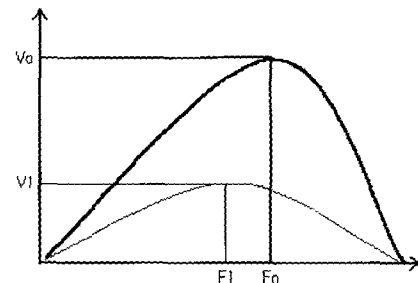


그림 3 압전 변압기의 승압곡선
Fig. 3 Boost Curve of Piezoelectric Transformer

2.2 전체 시스템 개요

전체회로의 동작은 상용전원(90V~265V)의 입력을 받아 서지 억제를 위한 필터를 거쳐 전파 정류된 직류 전압을 지니게 되며, 역률 개선 회로에 의해 승압되어 지고 역률 개선을 이루게 된다. 제어된 직류 링크 전압은 400V까지 승압되어진 일정 전압을 지니게 되고, 다시 하프 브리지 인버터에 의해 인정한 고 주파수를 지닌 전압으로 변환되어 직렬 공진회로에 인가되어지게 되면 다시 정현파의 형태를 지니고 압전 변압기에 인가되어 점등으로써 압전 변압기의 1차 측에 진동을 유도하게 된다. 이 진동은 다시 압전 변압기의 2차 측에 의해 전압형태를 지니게 됨으로서 램프 방전 및 전류 유지를 하게 된다.

2.2.1 입력 및 정류 회로

제작된 전자식 안정기는 입력전원을 역률 개선 회로의 승압형 변압기를 이용함으로써 90V~265V까지의

입력을 받아 구동 가능하며, 입력 회로부는 교류 입력 전원을 통해 들어오는 잡음 제거를 위해 필터와 써지 전압 억제기를 위한 회로로 구성되어 있다.

그림 4는 정류부 회로도이고 그림 5는 승압형 컨버터를 나타내고 있으며 사용된 커패시터 C1은 저주파용 커패시터이고 C2 및 C3는 스위칭시 발생하는 잡음을 제거하기 위한 고주파용 커패시터가 연결되어 있다. 또한, 역률 개선의 방법에는 일단 역률 개선과 이단 역률 개선의 방법이 있는데 본 연구에서는 승압형 컨버터를 기본으로 한 이단형 역률개선을 적용하였다.

이는 램프의 방전이 용이하도록 직류 전압을 승압하기 위한 승압형 컨버터를 내장함으로써 입력전압을 교류 90V~265V의 일정 범위에서 주어지면, 출력측의 저항비를 이용하여 일정한 직류 출력전압을 유지함으로써 자동전압 구동이 가능토록 하여 준다. 이러한 승압 작용은 인덕터에 흐르는 전압을 이용하여 자체 스위칭 동작에 의해 전류가 '0'이 되는 점을 찾아내는 영전류 검출방법을 이용하여 외부에 연결되어진 MOSFET를 스위칭 함으로서 일정한 직류 전압이 얻어지게 된다. 또한, 정류되어진 교류전압은 승압형 컨버터에 이르게 되고, 이는 스위칭 기술을 이용하여 정류된 전압을 일정한 출력을 유지하는 직류 출력전압으로의 승압을 이루게 된다. 승압형 컨버터는 인덕터와 스위칭 소자로서의 MOSFET, 빠른 스위칭 동작을 할 수 있는 다이오드와 평활용 커패시터로 구성되어지며, 기본 개략도는 그림 5와 같이 표현되어진다. 실험에 사용된 MOSFET의 스위칭 동작은 부스트 인덕터의 온 시간을 이용한 방식으로 MOSFET가 턴 오프되면 인덕터는 이 전류가 '0'이 될 때까지 방전을 하게 된다. 인덕터의 방전이 끝나면 스위칭 소자의 드레인 점은 플로팅(Floating)되어지고, 인덕터는 드레인측의 커패시터에 의해 공진하게 되며, 드레인 전압은 즉시 전전압 이하로 떨어지게 되고, 다시 영전류 검출 신호에 의해 MOSFET는 턴 온 되고 또 다른 주기가 반복되게 되어진다.

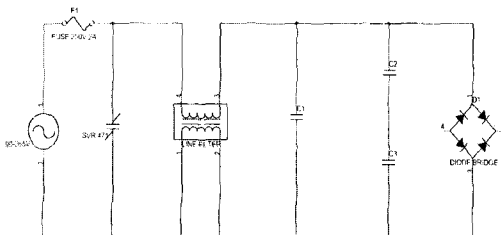


그림 4 정류 회로부
Fig. 4 Rectifier Circuit

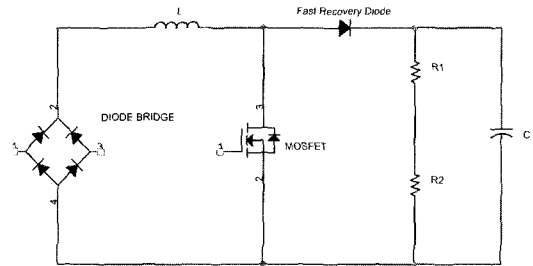


그림 5 승압형 컨버터 회로
Fig. 5 Boost Converter Circuit

실제 회로 구동시 승압된 출력 전압은 입력 전압의 정류된 전압보다 높은 지점에서 600V정도까지 승압이 가능하며, 이러한 승압은 그림 5의 회로도에서 보인 R1과 R2 사이의 센싱을 통해 조절 가능하며 다음과 같은 식 (6)으로 표현 가능하게 된다.

$$2.5V/R_2 = V_{out}/R_1 \tag{6}$$

이러한 부스트 전압의 조절은 램프 용량에 따른 전압 가변을 가능하게 할 수 있다. 외부 스위칭 소자에 흐르는 낮은 턴-온 전압은 스위칭 손실을 줄일 수 있게 됨으로 스위칭소자의 안전 동작영역을 확보 할 수 있게 된다. 인덕터 전류와 MOSFET의 온 오프 주기의 결과는 그림 6과 같이 표현되어 질 수 있다.

그림 6은 MOSFET의 게이트측의 입력 전압 파형과 인덕터 자체 내에서의 전류 스위칭 파형을 측정한 것이며 일반적으로 인덕터의 승압작용에 필요한 스위칭 동작은 20[KHz] 이상의 상태를 가지므로 출력 측 전압은 보다 안정된 형태로 유지될 수 있으며 본 실험에서는 30[KHz]대의 주파수를 사용하였다. 그림 7은 입력과 역률개선 회로로서 PFC IC(KA 6561)를 사용한 입력 및 역률개선 회로부를 나타내고 있다.

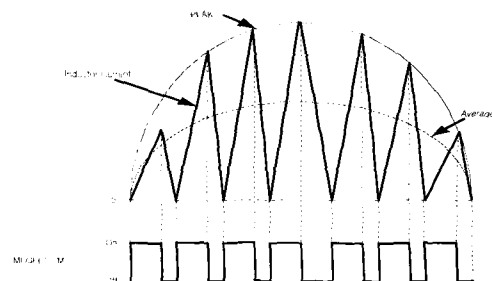


그림 6 MOSFET의 스위칭 주기 모델링
Fig. 6 Switching Time Modeling of MOSFET

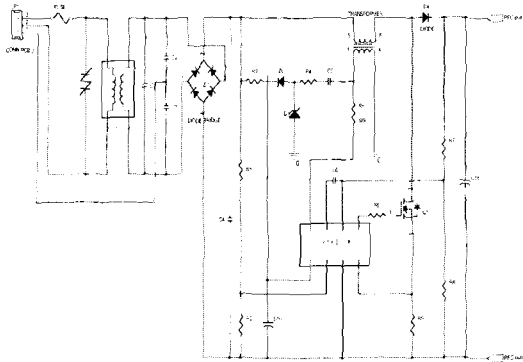


그림 7 입력 및 역률개선 회로부
Fig. 7 Circuits of Input and Power Factor Improvement

2.2.2 하프 브리지 인버터와 제어회로

본 연구에서는 승압된 직류전압을 고주파인 70[KHz] 이상의 구형파로 변환하는 하프 브리지 방식으로 회로 구성을 하였으며 스위칭 소자도 안전동작 영역이 넓고 신뢰성이 높은 MOSFET를 사용함으로써 스위칭 손실을 줄이고 변환효율을 높일 수 있는 소자를 선정하였고, 사용된 스위칭 소자인 MOSFET는 특성을 살펴보면, 턴-온시 캐리어 축적효과에 따른 축적 시간 지연이 없으므로 빠른 스위칭 속도를 지니고 있으며 전압 제어형 소자로 구동전력이 작고 회로 구성이 간단하며 열적 안정성이 뛰어나므로 2차 항복현상이 일어나기 어려우며 과파에 강한 특성을 지닌다. 또한 스위칭 소자 자체에 환류 다이오드가 내장되어 있어 외부 회로가 구성되지 않아도 유도성 부하의 전류가 연속적으로 흐를 수 있다는 장점을 지니게 된다. 하프 브리지 인버터는 직류 전원전압이 두 부분으로 분리됨으로서 각 스위칭 작용이 $V_{dc}/2$ 전압이 걸리게 되므로 스위치 수를 2개로 줄일 수 있다.

그림 8은 하프 브리지 및 직렬 공진회로, 압전 변압기의 구성을 지닌 드라이브 회로의 개략도를 나타낸 것으로, 스위치 M1이 닫혀 있으면 부하전압이 $-V_{dc}/2$ 이고, M2가 닫히면 부하전압이 $+V_{dc}/2$ 가 되며 개방되어 있는 스위치의 양단전압은 부하전압의 2배로서 V_{dc} 가 된다.

스위칭 동작에 의한 하프브리지의 출력 파형을 정현파의 형태로 바꾸어 주기 위해 직렬 공진회로를 거치게 된다. 직렬 공진 인버터에서 인덕터와 커패시터가 부하저항과 직렬로 연결되는 형태를 지니게 되지만, 본 회로에서는 커패시터를 압전변압기의 커패시턴스로 대체함으로써 L-C공진회로를 이루게 된다.

인덕터와 압전변압기의 커패시턴스는 공진주파수와

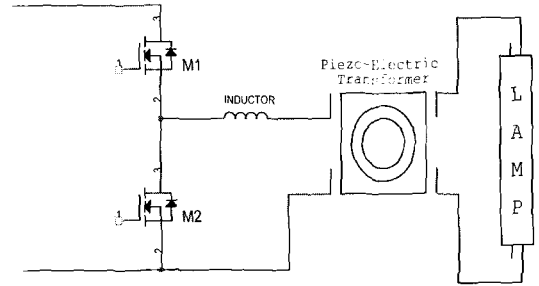


그림 8 하프 브리지 인버터 회로도
Fig. 8 Half Bridge Inverter Circuit

스위칭 주파수가 같도록 선정해야 한다. 입력 전압과 출력 전압의 크기 사이에는 다음과 같은 관계가 성립된다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\omega L}{R} - \frac{1}{\omega RC})^2}} \quad (7)$$

또한 주파수가 다음과 같을 때에 공진(共振)이 발생하게 된다.

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8)$$

압전 변압기를 동작시키기 위한 하프 브리지 인버터(Half Bridge Inverter)의 발진 주파수를 제어하기 위해 전압제어 발진방식(VCO)을 채택하였고, 이는 외부로부터 가해진 전압에 따라 발진 주파수를 V-F 변환하여 주파수를 제어하며 제안된 발진 방식의 블록 다이어그램을 그림 9와 같이 나타낼 수 있다.

본 실험에 사용된 원칩 마이크로 컨트롤러는 아트멜사(Atmel)의 AT90S4433으로 RISC(Reduced Instruction Set Computer)구조로 대부분 단일 사이클 명령을 실행하며 연산과 데이터 저장을 한 번에 할 수 있는 하바드 구조(Harvard Architecture)를 가지고 있음으로써 빠른 처리 능력을 가지고 있다. 또한 전이중 방식의 UART, SPI(Serial Programming Interface), ADC(Analog Digital Conversion)의 기능이 내장되어 있어 다양한 외부접속이 가능하며 그리고 타이머/카운

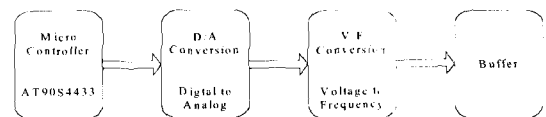


그림 9 마이크로 컨트롤러의 블록 다이어그램
Fig. 9 Block Diagram of Micro-controller Circuit

터 기능과 입력 캡처, 외부 인터럽트 기능 등이 내장되어 각종 제어를 용이하게 한다. 마이크로 컨트롤러에서 내려진 지령값은 자체 포트에 의해 출력되어지고, D/A 변환회로에 의해 일정 직류 전압으로 변환된다. 전압제어 발진 소자는 기준 주파수 250[KHz]에서 최대 0.1%의 주파수 변동율을 지니게 되므로 안정적이고 정밀한 주파수 제어가 가능하게 된다. 마이크로 컨트롤러의 8비트 지령값에 따른 디지털/아날로그 변환된 출력값과 이에 따른 전압제어 발진의 출력 주파수를 나타낸다. 8비트 마이크로컨트롤러의 신호는 약 0에서 255까지 256의 분해능을 지닌 신호를 출력하게 되는데, 이를 바탕으로 확인한 결과 디지털/아날로그 변환시 최대전압을 12V 기준으로 하였을 때, 이론상의 단위 지령값에 따른 전압 변동은 약 0.02[V]이나 실제 실험 결과 약 0.05[V]정도의 변동폭으로 나타났다. 또한 출력 주파수도 압전 변압기의 발진을 시작하는 공진 주파수보다 조금 높은 주파수를 최대 주파수로 사용함으로써 단위 전압당 주파수 제어효율이 높도록 설계되었으며, 단위 전압당 주파수 변동율은 최대 0.3%에서 0.1%정도를 나타냄으로서 압전 변압기의 출력 전류 제어를 위한 정밀 주파수 제어가 가능하게 된다.

2.2.3 궤환제어 회로부

압전 변압기는 입력측에 인가되는 전력과 주파수에 따라 출력측의 전력이 변동되며, 특히 구동 가능 주파수 범위가 2~3[KHz]로 형광램프의 방전과 정상상태 구동이 되며, 최초 점등지점의 전류가 약 130[mA] 정도이고 형광램프는 170[mA]에서 정상 상태 구동이 이루어지게 된다. 따라서 형광램프의 방전 여부와 최적 전류치를 검출하여 압전 변압기의 입력측에 인가되는 주파수를 제어하는 것은 중요한 관점이 된다. T5 28W 형광램프는 수명 말기에 형광램프의 예열상태가 지속되므로, 방전전압에 의한 고전압이 유지되고, 전류는 기준보다 떨어지는 현상이 발생하게 된다. 따라서 이에 대한 보호를 위해서는 형광램프에 인가되는 전류량을 검출함으로써 형광램프 수명말기 현상을 알아내고 회로의 구동을 정지시켜야 한다. 형광램프의 고기능화의 일환으로 에너지 절약과 구동 환경 및 시간대에 따른 조도 조절 기능 부여할 필요가 있으므로 외부 명령에 의한 램프조도를 조절할 수 있는 기능을 부여한다. 형광램프에 인가되는 전류를 검출함으로써 형광램프의 정상상태 동작을 위한 능동적 제어를 하며 형광램프 출력측의 전류 검출을 위한 CT를 사용함으로써 형광램프 구동에 외부의 물리적 요소를 배제한 상태를 고

려하여 구성하였다. 검출된 전류는 다시 절대치 회로를 통해 전파 정류되어지고 이를 다시 일정 배율로 조절함으로써 형광램프에 인가되는 전류량을 산출하게 된다. 그림 10은 램프 전류 검출회로이고, 그림 11은 전체 동작 제어 순서도를 나타내고 있으며, 그림 12는 오실로스코프 이용하여 검출된 형광램프의 CT의 의해 검출된 전류와 전압을 나타내고 있다.

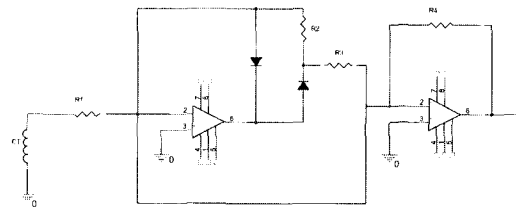


그림 10 형광 램프 전류검출 회로
Fig. 10 Fluorescent Lamp Current Detector Circuits



그림 11 형광 램프 제어 순서도
Fig. 11 Flower Chart of Fluorescent Lamp Control

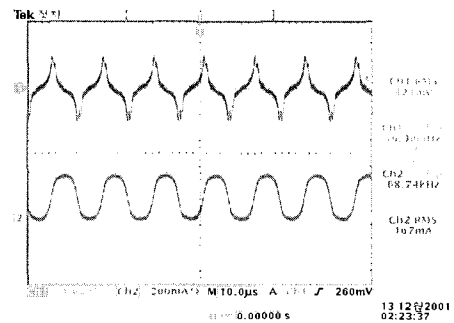


그림 12 형광램프의 전압 및 전류파형
Fig. 12 Waveforms of Current and Voltage Fluorescent Lamp

3. 실험결과 및 고찰

본 연구에서는 원칩 마이크로프로세서를 이용하여 주파수 발진을 하게 됨으로 프로그램 스타트를 가능하게 한다. 출력에는 '0'의 상태는 존재하지 않으며 회로에서 두 스위치 M_1 과 M_2 를 동시에 컷을 때만 출력전압이 '0'이 된다. 그러나 두 스위치가 동시에 켜지면 전원이 단락되므로 사실상 '0' 상태는 존재하지 않는다. 스위칭 소자 M_1 과 M_2 는 서로 교대로 온-오프 동작을 하게 되며, 스위칭 순간의 단락현상으로 인한 교차순간의 충돌현상을 방지하기 위해 지연시간을 만들어 준다. 안정된 동작 유지를 위해 약 $1.2\mu s$ 의 지연 시간을 만들어 주게 되며, 또한 외부 커패시터의 입력값과 저항을 조정함으로써 스위칭 온까지의 상승시간과 오프 시간까지의 하강시간을 조절해 줌으로서 안정된 동작과 스위칭 손실을 줄일 수 있게 된다. 발진된 주파수는 스위칭 소자를 구동시킴으로서 고 주파수를 지닌 구형파 전압을 발생하게 된다. 그림 13은 하프 브리지의 스위칭 소자 M_1 과 M_2 의 게이트 입력측 전압 파형의 지연시간을 측정할 것으로 스위칭 소자 M_1 과 M_2 의 게이트 입력측의 전압 파형을 확인한 것으로 지연시간과 스위칭 손실이 나타나고 있음을 확인할 수 있다. 여기서 M_1 측은 소자 내부의 부스트 스트랩기능에 의해 600V까지의 허용 전압을 지니게 된다. 그림 14는 직렬 공진회로를 거친 전압과 전류의 파형을 나타낸 것으로 이같은 전력은 압전 변압기에 인가되어 압전 변압기의 1차측을 구동시키게 되며, 원칩 마이크로 프로세서에 의해 프로그램이 스타트를 하면 발진 주파수는 보다 높은 주파수에서 발생되어지고 점점 낮은 단계로의 이동을 통해 주파수 이동을 통해 압전 변압기의 구동 주파수로의 이동을 유도하게 된다.

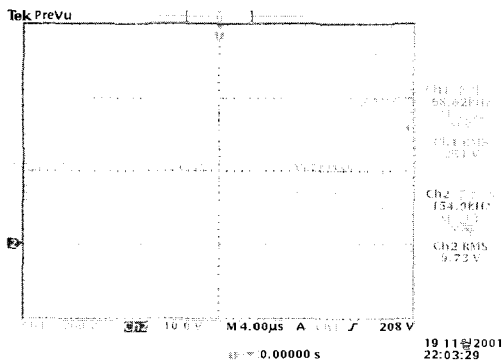


그림 13 하프 브리지 인버터 지연시간 파형
Fig. 13 Waveform of Delay Time at Halfbridge Inverter

따라서 압전 변압기는 공진회로의 출력 전력에 의해 1차측 기계적 진동을 일으키면 내부 승압비에 의해 높은 방전 전압을 발생함으로 램프의 방전을 유도하게 된다. 압전 변압기의 2차 측에 유도되는 전압에 의해 형광램프 자체의 예열을 만들어 줌으로서 초기의 램프 방전을 쉽게 만들어 줄 뿐 아니라 부드러운 점등을 유도할 수 있는 소프트 스타트의 상태와 정상시 압전 변압기의 전압, 전류 출력상태를 각각 그림 15와 그림 16 그리고 정상상태시의 압전 변압기 전압(상), 전류(하)를 그림 17에 나타내었다. 그림 18은 원칩 마이크로 컨트롤러를 사용한 압전 변압기를 이용하여 T5 28W 형광 램프를 동작하는 상태를 나타내고 있으며 그림 19는 마이크로 컨트롤러에서 그림 19(a)는 전압제어 발진기(VCO)의 D/A 변환시 출력 전압과 그림 18(b)은 지령값에 의한 출력전압의 변화를 나타내고 있다.

표 1은 방전 후 정상상태에서 압전 변압기 동작에 의해 형광램프에 공급되는 전압 및 전류 동작시 온도, 입력, 출력 등의 값을 나타낸 것으로 28W급 형광램프는 전압 167V, 전류 170mA 에서 최고의 효율을 나타낸다.

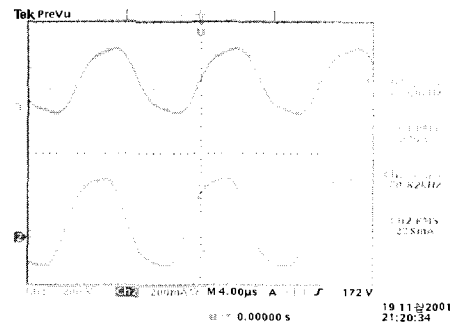


그림 14 직렬 공진회로 출력 전압파형
Fig. 14 Waveforms of Output Voltage at Series Resonant Circuit

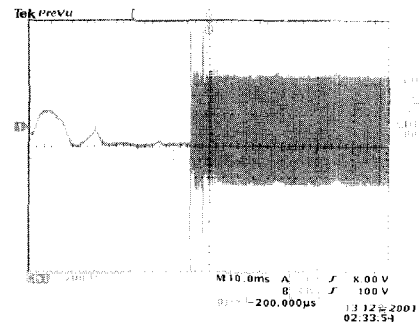


그림 15 램프 방전시 전압파형
Fig. 15 Waveforms of Voltage at Lamp Discharge

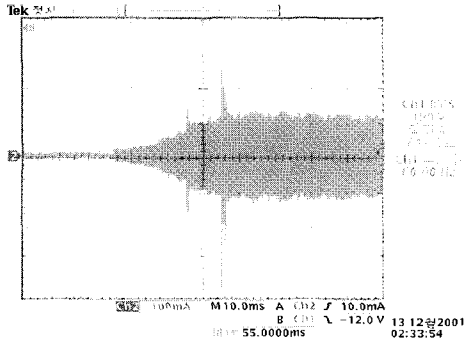


그림 16 램프 방전시 전류파형
Fig. 16 Waveform of Delay Time at Lamp Discharge Current

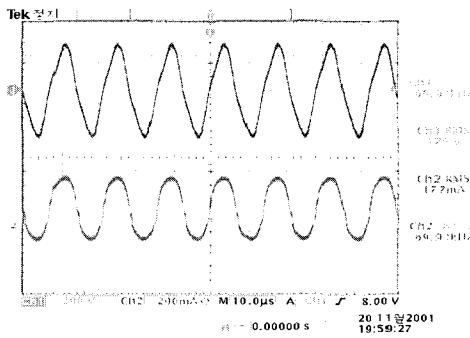


그림 17 정상상태시의 압전 변압기 전압(상), 전류(하) 특성
Fig. 17 Characteristic of Piezoelectric Transformer voltage(Top) and Current(Bot) at Steady State

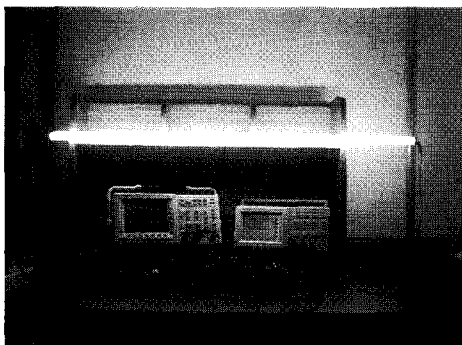
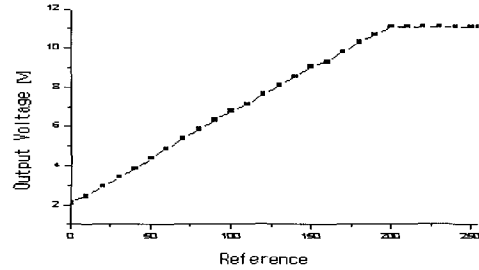
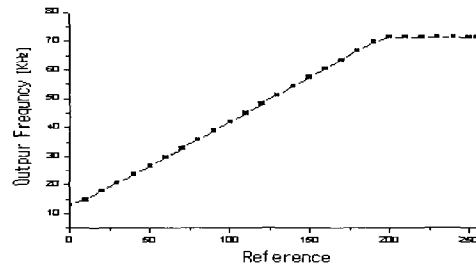


그림 18 T5 28W 형광램프 구동 사진
Fig. 18 Photographic of T5 28W Fluorescent Lamp Drive

형광램프의 광도를 제어하는 전류는 압전 변압기에 인가되는 주파수에 반비례하는 특성을 가지고 있으므로 이를 이용하여 주파수로 변환하여 전류값을 맞추어



(a) D/A변환 출력전압
(a) Output Voltage of D/A Transfer



(b) VCO 출력주파수
(b) Output Frequency of VCO

그림 19 지령값에 의한 출력 변화
Fig. 19 Output Variable by Reference Value

표 1 안정기의 특성
Table 1 Characteristics of Ballast

구 분		110V	220V
입 력	전압 V	110.8	224.0
	전류 mA	271	153
	전력 W	34.4	33.9
	PF	0.995	0.997
	CF	1.46	1.48
	전압 THD(%)	7.0	10.3
출 력	K-Factor	1.10	1.75
	전력 W	28.96	28.74
TUBE	효율	0.84	0.85
	전압 THD(%)	7.6	8.5
	CF	1.62	1.56
	Modulation	1.2	0.7
	전류 THD(%)	12.1	12.7
	CF	1.37	1.38
	Modulation	2.6	2.1

야 한다. 압전 변압기는 등가적으로 C값을 지니고 있으므로 기존의 권선형 전자식 안정기와 비교시 형광램프쪽의 공진을 위한 커패시터는 제거되게 된다.

4. 결 론

현재의 국내 안정기의 대부분은 자기식 혹은 역률 개선이 적용되지 않는 전자식 안정기들이 대부분이며 앞으로 적용될 전력 품질 규정에 대비하여 새로운 적용사항들이 요구되어 진다. 본 연구에서 제작된 압전 변압기와 원칩 마이크로 컨트롤러를 사용 전압 발진형 제어 방법을 적용한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

첫째는 전자식 안정기는 약 75[kHz]대의 주파수에서 동작하며 99.5[%]이상의 높은 역률 특성을 지니고 있었다.

둘째는 형광램프의 수명에 절대적 영향을 미치는 CF도 1.5이하로 안정적 구동에 의해 기존 방식에 비해 높은 형광램프의 수명을 보장할 수 있으며, 총 고조파 왜곡률도 12[%]이하이며 전체 적인 출력효율도 84[%]이상의 우수한 특성을 나타내고 있었다.

셋째는 기존의 자기식 혹은 일부 전자식 안정기에서는 큰 용량의 자기식 변압기의 사용으로 인하여 부피가 커지고 무거워지게 되나, 본 연구에서 실험 제작된 안정기는 이러한 부분을 배제할 수 있으므로 소형 경량화 할 수 있다는 장점을 지니게 되었다.

넷째는 원칩 마이크로컨트롤러에 의한 제어를 함으로서 앞으로 제기되는 전자식 안정기의 고기능화 목적인 조도조절과 보호회로, 소프트스타트 등에 대해 능동적 제어를 할 수 있다는 장점을 지니게 되었다.

따라서 앞으로 전력품질 규정에 대비하여 이러한 요구를 충분히 수용할 수 있을 것으로 기대되며 차세대 전자식 안정기로서 기존의 전자식 안정기를 대체할 경우에 경제적인 관점에서 뿐만 아니라 실용화함으로 에너지 절감효과가 매우 클 것으로 사료된다.

본 연구는 1999년도 과학재단 특정기초연구과제 (과제번호: R01-1999-00209)로 연구되었습니다.

참 고 문 헌

[1] Chick-Kwo Liang, Long Wu, and Tien-Shou Wu, "Temperature Stability of Resonant Frequency of Ternary PZT Ceramic at MPB by Variation of Sintering and Poling Treatment", *Ferroelectrics*, Vol. 120, pp. 185~195, 1991.
 [2] G. Chae, "New Single-Stage Cost-Effective High Power Factor Electronic Ballast with Series/Parallel

Resonant Inverter", 한국과학기술원 박사학위 논문, Nov. 1999.
 [3] E.E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamp Up to 500kHz", *J. Illuminating Engineering Society*, pp. 52~61, Winter, 1987.
 [4] G. Chae, Y.S. Youn, and G.H. Cho, "High Power Factor Correction Circuit for Low-Cost Electronic Ballast ", *IEE Electronics*, Vol. 33, No. 11, pp. 921~922, May 1997.
 [5] Y.S. Youn, G. Chae, and G.H. Cho, "A Unity Power Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamp Having Improved Valley Fill and Valley Boost Converter", *IEEE PESC '97 Record*, pp. 53~59, 1997.
 [6] G. Chae, Y.S. Youn, and G.H. Cho, "High Power Factor Correction Circuit Using Valley Charge Pumping Circuit for Low-Cost Electronic Ballasts", *PESC '98, Record*, pp. 2003~2008, 1998.
 [7] 이인규, 이규찬, 조보형, "Development of Ballast for an Automatic Headlight", 98년도 대한전기학회 하계학술대회 논문집, PEP71, 1998.
 [8] Samsung, *KA7526 data sheet*, Samsung's Power Devices Data Sheet, 1996.
 [9] 홍순찬, "전자식 안정기", *전력전자학회지*, 제4권 제3호, 1999년 6월.
 [10] 김희준, "PFC 기술동향", *전력전자학회지*, 제6권 제1호, 2001년 2월.

저 자 소 개

황락훈(黃樂堉)



1958년 7월 4일생. 1981년 명지대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1988년~1991년 충남전문대학 전기과 조교수. 1991년~현재 세명대학교 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원.

류주현(柳周鉉)



1957년 8월 4일생. 1984년 연세대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년~현재 세명대학교 전기공학과 교수.



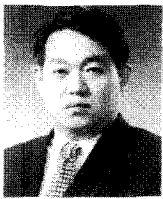
홍재일(洪在一)

1958년 9월 26일생. 1982년 연세대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년 미국 펜실베이니아 주립대 Post-Doc. 1991년~현재 동서울대 전기정보제어과 교수.



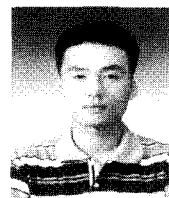
안익수(安益秀)

1962년 6월 28일생. 1985년 명지대 전자계산학과 졸업. 1987년 동 대학원 전자계산학과 졸업(석사). 1987년~1991년 서울공항 전산실장. 1991년~1996년 (주)큐닉스컴퓨터 선임연구원. 1996년~2001년 (주)한화/정보통신교환 SW개발팀장. 2002년~현재 대원과학대학 인터넷 전자상거래과 전임강사.



조문택(曹文澤)

1965년 2월 23일생. 1988년 명지대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1996년~현재 대원과학 대학 전기과 부교수.



장은성(張銀星)

1976년 9월 27일생. 2002년 세명대 전기공학과 졸업.