

인버터식 고효율 네온관용 변압기

(Inverter type High Efficiency Neon Transformers for Neon Tubes)

변재영* · 김윤호

(Je - Young Byun · Yoon - Ho Kim)

요 약

무방향성 규소강판을 사용한 자기식 네온관용 변압기는 내구성이 좋은 반면에 용량에 따른 규소 강판의 무게가 무겁고 외형이 큰 관계로 네온관 설치 작업 시 상당히 불편한 점이 많다. 또한 네온관의 다양한 디스플레이 제어 성면에서도 비합리적 이었다. 이를 개선하기 위한 방법으로 네온 트랜스포머의 전원장치 및 2차측 고압 출력부를 고속의 고주파 스위칭 파워 트랜지스터(MOSFET)를 이용하여 상용주파수 60[Hz]를 고속 스위칭 제어를 통하여 20 [kHz]의 고주파로 변환시킨후, 네온관을 방전시키기 위한 고전압을 발생시키는 인버터식 네온관용 변압기를 구현하였다. 또한 네온관의 파손이나 누전으로 인한 화재나 인체 감전의 위험을 사전에 방지할 수 있는 보호회로 GFCI(Ground Fault Circuit Interrupter)를 제안 하였다.

Abstract

The conventional neon transformer systems are very bulky and heavy because it consist of leakage type transformers made of silicon steel plates. In addition, it has problems in noise by a neon transformer and in possibilities of fire and electrical shock when neon tubes are destroyed.

A protection circuit is designed for all types of neon transformer loaded with one or more neon tubes. Whenever the neon tube fails to be started up, comes to the life end, encounters faults with open-circuits at the output terminals of the neon transformer, the protection circuit will be initiated to avoid more critical hazards. The input of the transformer is automatically cut off when the abnormal condition occurs, preventing waste of no-load power. To improve such problems, in this paper, a new type of neon power supply systems for neon tube is designed and implemented using inverter type circuits and a newly designed lightweight transformer. In the developed neon transformer system, a 60[Hz] power input is converted to 20[kHz] high frequency using half-wave inverters, thereby the transformer reduces its size by 1/5 in volume and 1/10 in weight.

Key Words : Neon Power Supply .Leakage, Silion plates, Half-inverter, GFCI , OCP

1. 서 론

* 주저자 : 중앙대학교 대학원 박사과정
Tel : 032-322-6880, Fax : 032-682-2383
E-mail : jybyun9@hanmail.net
접수일자 : 2002년 9월 6일
1차심사 : 2002년 9월 9일
심사완료 : 2002년 10월 16일

기존에 사용해 오던 네온관용 변압기는 무방향성 규소강판을 사용한 자기회로식 누설변압기를 이용하여 승압하는 방식을 많이 이용해왔다. 무방향성 규소 강판을 사용한 자기식 네온관용 변압기는 내구성이 좋은 반면에 용량에 따른 규소강판의 무게가 무겁고 외형이 큰 관계로 네온관 설치 작업시 상당히 불편

한 점이 많다. 또한 네온관의 다양한 디스플레이 및 제어면에서도 비합리적 이었다. 최근의 인버터 제어 이론은 각종 전력제어 시스템을 포함한 전력전자 응용분야에서 다양하고 광범위하게 활용되어지고 있다. 1980년대 초기에 고주파 점등방식으로 고주파 스위칭 소자를 이용한 인버터 발진방식이 자려식을 위주로 하여 연구되었다. 즉 인덕터와 커패시턴스로 구성된 직렬공진형 회로를 이용하는 방법이다[1]~[5].

이 방법의 적용으로 기존 무방향성 규소강관을 사용하는 자기식 대비 제품이 소형 경량화 되었으며 제어회로 설계상의 용이성과 상용 주파수를 고주파로 변환하는 회로 구성이 쉽게 이루어지고, 효율이 높은 특징이 있어 지금까지 주된 회로로 응용 되어 오고 있다[6]. 그러나 이 방법의 단점으로는 입력전압의 변동에 의하여 소비전력 및 광량의 변화가 심하고 주파수를 높게 하면 원하는 광량의 출력을 얻기 어렵다.

본 논문에서는 이를 개선하기 위한 방법으로 타려식 발진방식의 인버터를 구현하였다. 즉 스위칭 주파수의 조절로 전력 제어가 가능하며 전원 전압의 변화에도 불구하고 안정된 출력을 유지 하는 특징을 갖고 있다[7]. 이를 응용하여 네온 트랜스포머의 전원장치 및 2차측 고압 출력부를 고속의 금속 산화물 반도체 전계효과 트랜지스터 (MOSFET)를 사용하여 상용주파수 60[Hz]를 하프 브릿지 방식에 의해 20[kHz]의 고주파로 변환시킨후, 네온관을 방전시키기 위하여 필요한 고전압을 발생시키는 인버터식 네온관용 변압기를 구현하였다. 그결과 2차측의 고압 출력전압을 더욱더 안정된 전압으로 공급할 수가 있게 되었으며 중량도 기존의 자기식 대비 약 1/10로 줄었고, 외형도 1/5로 소형화 하였다.

특히 네온사인관의 파손이나 누전으로 인한 화재나 인체 감전의 위험을 사전에 방지할 수 있는 보호회로 GFCI(Ground Fault Circuit Interrupter) 를 내장하여 네온관용 트랜스포머의 2차측 부하 이상시 발생할 수 있는 여러가지 위험 조건으로부터 즉시 입력전원이 차단될 수 있도록 보호회로를 설계 하였다.

2. 네온관 부하특성

가늘고 긴 유리관에 저압(10~15[mmHg])의 가스

를 봉입하고 그 양극에 고전압(2000~15000[V])을 가하면 가스를 통하여 방전이 일어나 빛을 낸다. 네온관은 방전관의 일종으로 관에 봉입되는 가스는 주로 네온과 아르곤 가스이나 때로는 헬륨, 및 질소 가스를 사용하는 경우도 있다. 네온 관은 유리관과 전극 부분으로 되어있으며 유리관은 일반적으로 외경 14[mm], 두께 1[mm]의 유리관을 가장 많이 사용하나 특수한 효과를 위하여 외경 6~25[mm]의 관을 용도에 따라 사용한다. 네온관 부하의 특징은 초기 방전 시에는 높은 전압이 필요하게 되지만 방전이 된 후에는 안정된 전압과 전류가 요구된다. 특히 네온관용 트랜스포머는 2차측 출력 전압이 고압이므로 이에 따르는 고압 절연 기술이 복합되어 제작된다. 정격 2차 출력 전압과 정격 2차전류는 네온관의 인입된 가스의 종류, 네온 관의 굵기 및 길이에 따라 출력 전압은 1~15[kV]가 필요하며, 2차 전류도 20~120[mA]를 흘릴 수 있도록 구성된 고전압 정전류 형식의 정전류형 변압기 또는 누설 전류형 변압기에 속하며, 그 특징은 자기 회로상에 누설 코어를 삽입하여 2차 출력 전류를 적절히 조절 할 수 있는 특징을 갖고 있다. 네온관에 흐르는 전류의 양이 감소하게 되면 빛이 흐려지고, 반면에 전류의 양이 늘어나게 되면 과열되고 수명이 짧아지게 된다. 최근에는 콜드 캐소드 타입의 관의 굵기가 18~25[mm]로 120[mA]를 요구하는 특수 네온관도 사용 되고 있다. 즉 관의 굵기가 가늘어지면 임피던스가 높아져서 높은 전압을 사용해야 한다. 네온관용 변압기의 출력에따른 네온관 및 아르곤관의 굵기와 점등가능 길이와의 관계를 표 1에 나타내었다.

표 1. 네온관의 특성
Table 1. Characteristic of neon tubings

관의종류	관의 굵기 (mm)	네온 관용 변압기의 출력 전압과 네온관의 길이(m) (2차전류 20mA 표준형기준)			
		15[kV]	12[kV]	9[kV]	6[kV]
네온가스 봉 입 관	14	10	8	6	4
	12	8	7	5	3
	10	7	6	4	2
	8	6	4.5	3	2
아 르 곤 가스봉입	14	12	10	7	4.5
	12	10	8	6	4
	8	7	5	3.5	2.5

3. 소프트 스위칭 하프 브릿지 인버터

인버터식 네온관용 변압기는 고주파 스위칭시 스위칭 손실의 증가 및 노이즈 발생의 문제점을 내포하고 있다. 이를 개선하기 위하여 영전압 스위칭 기술을 PWM 인버터에 적용하여 고주파 스위칭이 가능하게 하고 또한 스위칭 손실과 노이즈 발생을 줄일 수 있도록 하였다. 그림 1은 네온관용 인버터식 변압기의 주 회로도를 나타낸다. 그림에서 네온 램프의 점등을 위한 구동 회로는 영전압 스위칭 하프 브릿지 인버터 회로가 이용되고 있음을 알 수 있다. 입력용 필터 커패시터 C는 입력 전압 2E를 나누어 전압원 E로 작용한다. 트랜스포머의 누설 인덕턴스 L_s 와 표유 커패시턴스 C_L 직렬공진 회로를 구성하고 있으며, 스위치의 출력 커패시턴스 C_1, C_2 는 천이 구간 동안에 공진하여 스위치 S_1 및 S_2 가 영전압 스위칭 조건으로 동작하도록 하였다. 영전압 스위칭이 이루어지기 위한 조건으로서 트랜스포머의 누설 인덕턴스인 L_s 에 저장된 에너지가 스위치의 출력 커패시턴스 C_1 또는 C_2 를 완전히 방전시킬 수 있도록 충분히 커야 한다. 또한 커패시턴스 C_1, C_2 의 충전은 두 스위치가 꺼지는 데드 타임 기간 중에 이루어져야 하고 스위치의 역병렬 다이오드의 도통 기간내에 스위치가 턴온된다.

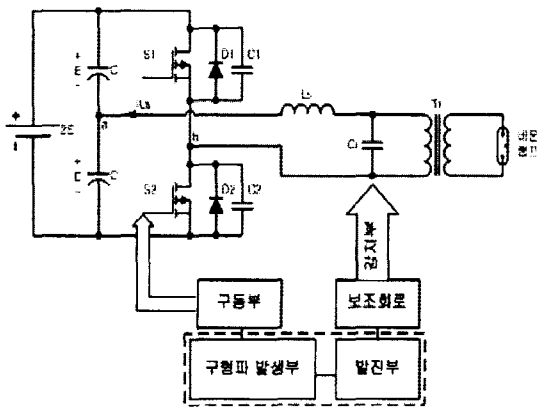


그림 1. 인버터식 네온 변압기 회로도
Fig. 1. The circuit diagram of Inverter type neon transformer

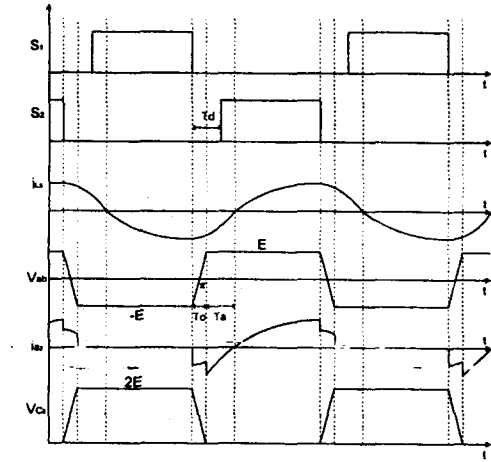


그림 2. 각부의 이론적인 동작 파형
Fig. 2. Theoretical operating waveform of each part

그림 2는 그림 1에 나타난 소프트 스위칭 하프 브릿지 인버터 각 부의 이론적인 동작 파형을 나타낸다. 위로부터 스위치 S_1, S_2 의 게이트-소스간 전압, 공진 인덕터 전류 i_{Ls} , 트랜스포머 1차측 양단 전압 V_{ab} , 스위치 S_2 의 전류를 i_{S2} , 스위치 S_2 의 드레인-소스간 전압 V_{c2} 로 나타냈다. 인버터의 동작을 설명하기 위하여 한주기를 6개의 동작 모드로 구분할 수 있으며 이하 각 모드별 동작을 설명한다.

(1) Mode 1 : powering mode ($t_0 < t < t_1$)

스위치 S_1 이 도통한 상태에서 공진 전류 i_{Ls} 가 흐르고 트랜스포머를 통하여 전력이 부하측으로 전달되는 구간이다.

(2) Mode 2 : free resonance mode ($t_1 < t < t_2$)

$t = t_1$ 에서 스위치 S_1 이 턴 오프되면 공진전류 i_{Ls} 는 스위치의 출력 커패시턴스 C_1, C_2 를 통해 공진을 하면서 흐르게 된다. i_{Ls} 에 의해 스위치 S_1 의 출력 커패시턴스 C_1 은 충전되어 스위치 양단 전압 V_{c1} 은 $2E$ 로 선형적으로 증가하는 한편, 스위치 S_2 의 출력 커패시턴스 C_2 는 방전되어 그 양단 전압 V_{c2} 은 0이되어 선형적으로 감소한다. V_{c2} 가 완전히 방전되어 영전압이 될 때 이 동작 모드는 종료하게 된다.

(3) Mode 3 : regeneration mode($t_2 < t < t_3$)

스위치 S_2 의 역병렬 다이오드 D_2 가 턴온되면서 공진 전류 i_{LS} 의 경로를 형성하고 공진 회로에 저장되어 있던 에너지를 전원쪽으로 회생시킨다. 이 동작 모드인 i_{LS} 가 0이 되어 다이오드 D_2 가 턴오프 될 때까지 계속된다. 이 동작모드 구간내에서 스위치 S_2 를 턴온 시킴으로써 영전압 턴온이 이루어지게 된다.

(4) Mode 4 : powering mode($t_3 < t < t_4$)

스위치 S_2 의 채널이 도통되는 구간이며 공진 전류 i_{LS} 의 방향이 반대가 된다. 이 때의 동작은 Mode 1과 대칭적인 동작을 보이며 이하 Mode 5와 Mode 6의 동작도 Mode 2와 Mode 3의 동작과 대칭적인 동작특성을 보인다. 따라서 전체 동작은 3가지 mode만으로 반복 동작하게 된다.

4. 등가 회로 해석

네온관은 고압 트랜스포머를 통해 램프 양단에 고전압을 인가함으로써 점등되는데 방전 개시할 때까지는 방전관은 무부하로 취급하는 한편 점등 후에는 등가적으로 순수한 저항으로 볼 수 있다. 고압 트랜스포머를 등가화 함에 있어서 고주파 응답에서는 병렬 인덕턴스는 무시될 수 있으므로 등가 회로는 다음과 같다.

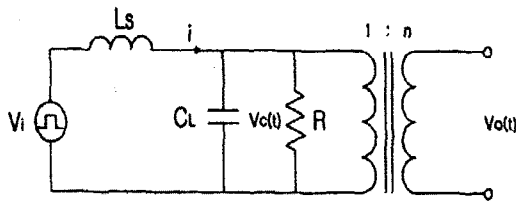


그림 3. 인버터식 네온 변압기 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit of the inverter type neon transformer.

L_S : 누설인덕턴스 ($L_{S(1\phi)} + \frac{L_{S(2\phi)}}{n^2}$)

C_L : 표유 커패시턴스 ($C_{L(1\phi)} + n^2 \cdot C_{L(2\phi)}$)

R : 부하 저항 ($\frac{R_L}{n^2}$)

여기서 n 는 권수비, R_L 은 네온 램프 등가 저항이다. 위 회로에서 누설 인덕턴스 L_S 와 표유 커패시턴스 C_L 은 직렬 공진 회로를 구성하고 있으며 공진 주파수는 다음과 같다.

점등전 직렬공진 주파수 f_{r0} 는

$$f_{r0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C_L}}$$

점등후 직렬공진 주파수 f_r 는

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_S C_L} - \left(\frac{1}{RC_L}\right)^2}$$

로 표현할 수 있다.

해석의 편의상 그림 1에서의 a, b양단 전압을 구형파의 전원으로 등가화하였다. 스위칭 주파수가 직렬공진 주파수에 근접하면 직렬공진 회로부의 임피던스는 스위칭 주파수에서 가장 작으며 스위칭 주파수의 2배 이상의 대역에서 상대적으로 큰 임피던스를 갖음으로 무시할 수 있다. 즉 구형파를 푸리에 급수로 변환하여 기본파 성분만을 고려하여 정현파의 전원을 갖는 회로로 재 등가화할 수 있고 또한 다음과 같은 가정을 설정할 수 있다.

첫째로 스위치에 의해 충방전이 행해지는 전류 시간 T_C 는 스위칭 주기 T_S 에 비해 상당히 작으므로 무시할 수 있으며, 둘째로 스위칭 소자는 이상적이며 온저항에 의한 전압 강하는 0이 된다. 그리고 트랜스포머의 권선 저항도 무시하였다. 램프 점등시에 있어서 인덕터 L_S 에 흐르는 전류를 $i(t)$, 커패시터 양단의 전압을 $v_c(t)$ 라고 정하면

$$\begin{aligned} V_i &= E & (0 < \omega_s t \leq \pi) \\ &= -E & (\pi < \omega_s t \leq 2\pi) \end{aligned} \quad (1)$$

되고 V_i 를 푸리에 급수로 변환하면

인버터식 고효율 네온관용 변압기

$$V_i = \frac{4E}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{4E}{3} \pi \sin 3\omega_s t + \frac{4E}{5} \pi \sin 5\omega_s t + \dots \quad (2)$$

된다. 그리고 스위칭 동작 주파수 f_s 가 직렬공진 주파수 f_r 에 근접하면 구형파 V_i 는 기본파 성분으로 간주 할 수 있다.

$$v_i = V_{in} \sin \omega_s t \quad (V_{in} = 4E/\pi)$$

커패시터 양단 전압 $v_c(t)$ 는

$$v_c(t) = V_{cm} \sin(\omega_s t - \theta) \quad (3)$$

$$V_{cm} = \frac{V_m/L_s C_L}{\sqrt{(T^2 + \omega_r^2 - \omega_s^2)^2 + (\omega_s T)^2}} \quad (4)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{T\omega_s}{\omega_r^2 - \omega_s^2 + T^2}, \quad T = \frac{1}{RC_L}$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_s C_L} - \left(\frac{1}{RC_L}\right)^2} \quad (5)$$

트랜스포머의 1,2차 권수비를 n 라 하면 2차측 출력 전압 $v_o(t)$ 는

$$v_o(t) = n \cdot v_c(t)$$

되며 공진 회로부의 인덕터 L_s 에 흐르는 전류 $i(t)$ 는

$$i(t) = I_m \sin(\omega_s t + a) \quad (6)$$

$$I_m = \frac{V_m \sqrt{(T^2 + \omega_s^2)}}{L_s \sqrt{(T^2 + \omega_s^2 - \omega_r^2)^2 + (\omega_s T)^2}}$$

$$a = \tan^{-1} \frac{T\omega_s}{\omega_r^2 - \omega_s^2 + T^2} - \tan^{-1} \frac{\omega_s}{T} - T$$

$$a = \frac{1}{RC_L}$$

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_s C_L} - \left(\frac{1}{RC_L}\right)^2} \quad (7)$$

점등전의 커패시터 양단 전압 $v_{cx}(t)$ 와 공진전류 $i_s(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$v_{cx}(t) = \frac{V_m/L_s C_L}{\omega_s^2 - \omega_r^2} \sin \omega_s t$$

$$i_s(t) = \frac{V_m \omega_s}{L_s (\omega_s^2 - \omega_r^2)} \sin(\omega_s t - 90^\circ) \quad (8)$$

5. 동작외로 분석

인버터 방식은 하프 브릿지 방식의 인버터를 이용해서 회로를 구성하였다. 고주파 스위칭 소자를 이용한 인버터 발진방식으로는 자려식과 타려식으로 크게 나눌 수 있는데 자려식의 경우 입력전압의 변동에 의하여 소비전력 및 광량의 변화가 극심한 점과 일정 주파수 이상으로 주파수를 매우 높게 설정하면 원하는 광량의 출력을 얻기 어려운 점 등을 들 수 있다. 이를 극복하기 위하여 타려식 발진방식을 적용하였다. 고주파 전원을 사용함에 따른 전자파 장애, 네온관 파손이나 누전시 인체의 감전 사고 예방과 함께 네온 트랜스포머를 보호 하기 위한 차단 회로를 설계하였다.

그림 4에 인버터식 네온 변압기 회로의 구성을 나타내었다. 전원 회로는 입력된 교류전원으로부터 유입되는 잡음 및 인버터로부터 발생하는 고주파를 필터링 시키는 LC필터와 낙뢰등 전송로를 따라 유입되는 높은 전위의 서지전압을 흡수하는 서지 흡수회로, AC를 DC로 변환하는 정류회로와 맥류를 평활 시키는 고역율 평활 회로로구성 되었다.

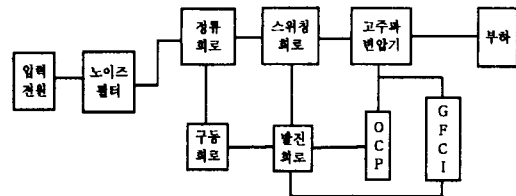


그림 4. 인버터식 네온 변압기 회로의 구성
Fig. 4. Block diagram of Inverter type Neon transformer.

전원 인가시 낙뢰등 전송로를 따라 유입되는 높은 전위의 서지 전압을 흡수하기 위한 바리스터와, 인버터로부터 발생하는 고주파 노이즈를 차단하기 위한 L 과 C로 구성된 노이즈 필터 회로를 적용하였다.

5.1 인덕터 정류회로 및 평활회로

정류회로는 직렬 인덕터 방식을 이용하였으며, 평활회로에는 보통의 콘덴서 평활회로가 저역률임을 감안하여 콘덴서와 다이오드를 복합적으로 채용하여 고역율 회로를 구성하였다. 회로에 직렬로 인덕터를 연결하여 도통각을 넓히고 콘덴서에 의한 돌입전류를 제어하여 연속적인 전류가 흐르도록 했다. 이로인해 역률 및 고주파의 함유율을 개선하였으며, 입력 임피던스를 크게 함으로서 돌입전류를 억제 하도록 회로를 설계 하였다.

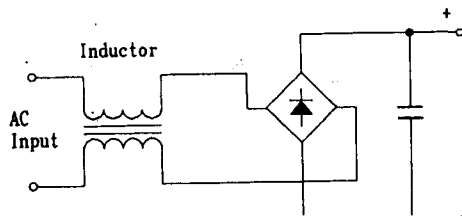


그림 5. 인덕터에의한 정류회로
Fig. 5. Circuit of rectifire by inductor

5.2 AC Bias 출력 회로의 적용

정류된 전원으로부터 공급된 DC전류를 고주파로 변환시켜주는 인버터 회로에서 전원투입시 즉시 시동되는 시동회로와 시동과 동시에 직렬 공진회로의 시정수에 따라 발진되고 그출력을 제한시켜 계속 스위칭시키는 제한회로를 구성하여 출력전류를 제한 하였으며, 일정한 전류가 부하에 공급되도록 하였다. 인버터부와 직렬로 연결되어 구형파의 고주파 고전압을 정현파로 변화시켜서 점등에 필요한 전압으로 증폭 시키기 위해 저역필터 특성을 갖는 L-C 직렬 공진 회로를 구성하였다. 사용된 인덕터는 부하 전류 제한용 초크로서 동작한다. 이때 RLC 직렬공진회로의 공진주파수는 L과 C에 의해 결정되며, 공진주파수를 F_0 라고 할때 관계식은 다음과 같다.

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9)$$

또한 고전압 고주파를 사용하기 때문에 네온관 사용시 관안에 물방울 모양으로 묻치는 젤리 빈(Jelly Bean)현상이 나타나며 아르곤-수은관 사용시에는 관의 끝 부분이 점차적으로 검게타서 어두워지는 문제점이 발생한다. DC 바이어스를 사용할 경우 아르곤관을 사용하면 흑화현상으로 인하여 관의 손실을 가져온다. 이를 해결하기위하여 출력 방식을 AC 바이어스 방식을 적용하여 문제점을 해결 하였다. 즉 네온램프를 안정 점등하기 위해서는 램프 길이 1[m]당 약 1000[V]정도의 전압이 인가되어야 한다. 하지만 두 출력선이 꼬이거나, 철 구조물등에 출력선이 근접하게 되면 신호가 상쇄되거나, 누설전류의 증가로 인하여 네온램프 양단의 전압이 감소된다. 이러한 상태는 네온램프에서 빛이 불안정한 상태로 나타나는데 이에 대한 대책으로는 램프 양단에 충분한 전압을 인가해 주거나 네온 변압기의 출력전압에 DC 바이어스를 걸어 준다. 이때 출력전압에 DC 바이어스를 주기 위해 기존에는 출력선과 램프 사이에 병렬로 연결된 다이오드와 커패시터를 직렬로 연결하는 방법을 사용해 왔다. 하지만 이 방법은 조절이 어려우며 특히 아르곤계 램프에서는 불안정한 현상을 초래한다. 이에 고주파 고압 트랜스포머의 직렬 공진점에 인버터의 스위칭 주파수가 근접하도록 설계한 AC 바이어스방식을 적용하여 네온변압기의 출력전압이 최대가 되도록 하였다.

5.3 보호회로(GFCI ,OCP)의 구성

보호회로에서는 출력에 부하가 개방 또는 단락시 출력 변화로 발생하는 전압 및 펄스를 감지하여 발진회로의 신호가 인버터 회로에 인가되지 않도록 하여 시스템보호 및 코로나 방전으로 인한 화재 발생의 위험을 방지할 수 있도록 하였다. 일단 보호회로가 작동하면, 출력전압이 인가되지 않기 때문에 입력전원을 차단시킨후 다시 복구시켜야 정상 동작을 하게 된다. 정상적인 동작중에 출력선이 사람이나 금속 물질을 통해 대지로 누전되었을 때 출력전압이 즉시 차단 되도록 하였다. 정상적인 부하 중에서 ①에 유기되는 전압은 0[V]가 되지만 출력 단자 중의 어느 한쪽이 인체나 금속물질 또는 대지로 누전되면 그림 6의 (a)와같이 ①에 최고 출력전압의 1/2전압 까지의 높은 전압이 유기된다. 이 전압은 고주파의 고전압이므로 저항 R1

인버터식 고효율 네온관용 변압기

으로 전압을 강하시켜서 C1으로 보낸다. ⑥의 전압은 R1에 의해서 강해지고 C1을 출력주파수에 의해 충전 및 방전을 시킨다. 다이오드 D1과 D2에 의해 저항 R1과 R2의 양단에 반파 정류된 V1의 직류전압이 인가되고 저항R1과 R2의 분압비에 의해 그림 6의 (b)회로에 따라 콘덴서 C1에 VC1이 인가된다. 이때콘덴서 C2에 충전된 전압은 발진회로의 트리거용 신호로 이용된다. 이 신호가 기준 전압보다 높으면 발진회로의 SCR을 턴온 시키고 발진 IC를 트리거 시키면 발진동작이 정지하게 된다. 이때의 높은 전압을 신호로 사용하여 발진회로의 발진동작을 정지시켜 2개의 MOSFET를 턴오프 상태로 유지시킨다. 출력선의 어느 한쪽이라도 누전되어 누전전류가 최고 15[mA]에 도달하기 전, 0.5초 이내에 출력전압을 차단시킨다.

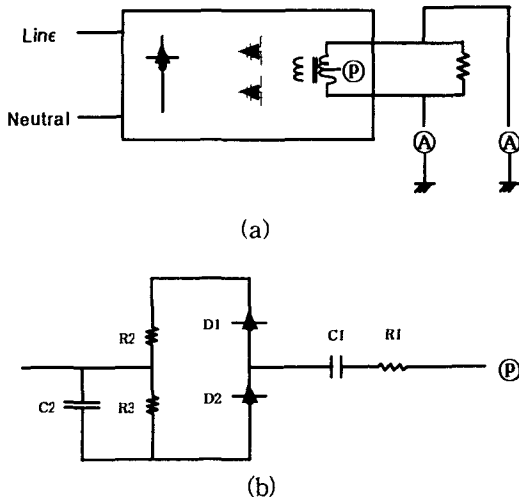


그림 6. GFCI 회로 원리
Fig. 6. Theoretical of Ground Fault circuit interrupting.

또한 2차측 과전류 및 이상시 네온 변압기 보호 수단의 하나로서 고주파 고압 변압기의 부하 변동에 의한 코어 자속 밀도 변화를 감지하여 유기되는 2차측으로 부터의 이상 전압을 센싱함으로써 보호회로를 구현할 수 있도록 하였다. 네온관 파손시 네온 변압기 보호회로의 설계는 출력선과 부하관으로 연결된 출력회로부가 전기적으로 끊어졌을 때 네온 변압기의 2차출력 전압은 최대가 된다. 즉 정상 점등시보다 훨씬 높은 전압으로 될 때 이 신호를 이용하여 발진회로의 동작을 정지시켰다. 재 점등은 부하관과 출력선 연결

부위가 정상적으로 보완 조치된후 입력전원을 리셋트 하여야 재 동작될 수 있도록 그림 7과 같이 설계하였다.

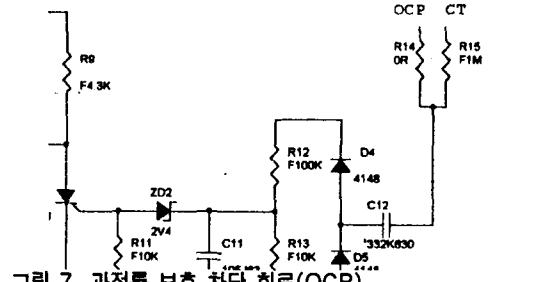


그림 7. 과전류 보호 차단 회로(OCP)
Fig. 7. Circuit of Over Current Protector interrupting.

6. 특성 시험 결과

특성 비교 시험은 동일한 정격입력에서 부하는 적색네온관 직경12[mm], 봉입가스압 11[Torr], 1[m]관 8개를 직렬로 연결하여 시험하였다. 입력전류의 경우 인버터 방식이 0.65[A]로 낮았고 입력 역률도 좋아 입력측면에서 볼때 자기식 대비 본 연구 개발 결과가 우수하였다. 출력전압은 비슷하며 단락전류도 기준치 30[mA]의 10%이내로 모두 적합하였다.

표 2. 인버터식 네온변압기 특성 시험 결과
Table 2. Measured results of inverter type neon power supply's characteristic.

내 용 \ 구 분	인버터식	자기식
입력전압[V]	120/60[Hz]	120/60[Hz]
입력전류[A]	0.65	2.4
입력전력[W]	76.5	91.1
역률[%]	97	34.4
출력전압 [kV]	9.9[KVp] (5.4kVrms)	9[kVp] (5.4kVrms)
단락전류 [mA]rms	30.8	28.6
정격부하관 길이[m]	Ø12, 11[torr] 8	Ø12, 11[torr] 8
정격부하전류 [mA]rms	24.5	21.6
GFCI 기능	양호	없음
OCP 기능	양호	없음
자기 소음	없음	있음
부피(L×W×H)	245×70×52	140×124×203
중량[g]	730	7200

정격부하시 관전류는 상당히 많은 차이가 있었다.

인버터식네온 변압기의 경우 정격부하시 관전류가 24[mA]로 가장 이상적 이었으며(정격 부하시 정격 전류의 80%가 이상적임) 중요한 기능인 GFCI 기능도 기준치 15[mA]에 도달전 0.5초 이내에 출력 전압을 차단하였고, OCP 기능도 이상 없이 작동이 잘되었다.제품의 중량은 기존 자기식 방식에 비해 약 1/10로 줄었다.이상의 실험 결과로부터 영전압 소프트 스위칭 하프 브리지 인버터 회로를 적용한 네온관용 변압기는 안정 점등 동작에 있어서 만족할 만한 특성을 보이고 있음이 입증되었다.

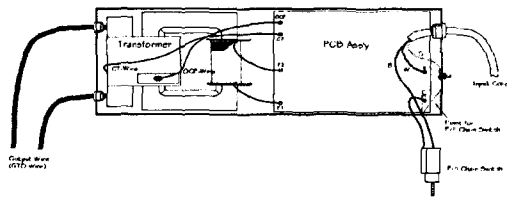


그림 9. 인버터식 네온관용 변압기의 구조
Fig. 9. Construction of Inverter type neon transformer

7. 결 론

인버터제어는 종래의 자기식 제어에 비해 1초간의 제어 횟수가 300~400배로 높아져서 응답속도가 향상되었다. 변압기의 크기는 인가 주파수와 반비례의 관계가 있으므로 고주파 교류를 인가하는 인버터 회로에서는 대폭적으로 소형화가 가능하게 되었다. 체적도 1/5로 줄여 소형화 하였으며, 네온트랜스포머의 소형화에 따라 자기적 소음의 경감은 물론이고 GFCI 회로와 OCP 보호회로를 구성하여 2차측 이상시 출력을 완벽히 차단하여 네온관 고장발생시 필요 없이 계속 소모되던 무부하 손실을 제로화하여 에너지 절감 효과도 함께 가져 왔다. 특별히 네온트랜스포머의 안전기준 규격인 미국의 UL-2161규격과 국제 규격인 IEC-1052규격에 적합한 평가 실험을 시행함으로써 연구의 신뢰성이 입증되었다. 이를 실제 네온 시스템의 디밍(Dimming)장치와 점멸 제어 장치에 함께 연결하여 실제 현장 조건하에서의 실험을 통하여 MOSFET를 사용한 인버터식 고효율 네온 트랜스포머가 기존의 자기식 제어방식의 네온 트랜스포머 보

다 고속 스위칭 제어에 따른 응답 속도가 빨라, 효율과 성능면에서도 우수함을 확인하였다. 본 논문의 결과를 토대로 네온관용 인버터에 대한 연구가 계속 활성화 되리라 생각된다.

References

- (1) Chin.S.Moo and Hung L.Cheng, "Designing Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control", IEEE pp. 727-733, 1999.
- (2) M.K. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No. 4, pp.386-395, October 1993.
- (3) M.K. Kazimierczuk, "Class D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier", IEEE Proceeding-B, Vol. 138, No. 6, pp. 285-296, November.
- (4) J. Qian, F. C. Lee and T. Yamauchi, "Analysis, Design and Experiments of a High Power Factor Electronic Ballast", IEEE APEC pp. 1024-1029, 1997.
- (5) M. C Cosby, R. M. Nelms, "A resonant inverter for electronic ballast Applications Trans.", Industry Electronic, Vol. 41, No. 4, pp.418-425, Aug. 1994.
- (6) S. Ben-Yaakov, M. Gulko, "Design and Performance of an Electronic Ballast for High Pressure Sodium(HPS) Lamps", APEC pp.665-669, 1995.
- (7) Hiroshi Kido, Shinji, Makimura, "A Study of Electronic Ballast for Electrodeless Fluorescent Lamps with Dimming Capabilities", IEEE pp.889-894, 2001.
- (8) John Kmoriarty, JR. Thomas E.trliax, "Electronic Ballast Chip Set with Integral Power FET", IEEE pp. 2090-2097, 1995.
- (9) A. B. Plunkett, "AC current-controlled PWM Transistor Inverter Drive", IEEE Annual Meeting, pp. 785-792, 1979.
- (10) R.King and T.A. Stuart, "A Normalized Moded for the Half-Bridge Series Resonant Converter", IEEE Trans.. Aerosp. Elec. Syst, Vol AES-17, No2, pp.190-198 Mar. 1981.
- (11) H .Matsuo, K. shimizu, F. Kurokawa, "Performance characteristics of a novel modified half-bringe inverter as an electronic ballst for lighting", IEEE-PESC, pp 2028-2034, June, 1998.

이 논문은 2002학년도 중앙대학교 학술연구비 지원에 의한 것임.

◇ 저자소개 ◇

변재영 (邊在永)

1951년 9월 11일생. 1974년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원(석사), 현재 동 대학원 박사과정.

김윤호 (金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학졸업(박사). 현재 중앙대공대 전기공학과 교수.