

전자식 안정기용 직렬인버터 시스템의 설계 및 해석

홍순찬 · 최인식
단국대학교 전기공학과

Design and Analysis of the Series Inverter System for Electronic Ballasts

Soon-Chan Hong · In-Sik Choe
Dept. of Electrical Eng. Dankook Univ.

ABSTRACT This paper deals with the analysis of the electronic ballast which is based on half-bridge type series inverters. First, design basis was described for the determination of the values, L and C. Next, the operation of the electronic ballast was analyzed theoretically. Finally, the digital simulations and experiments were carried out to prove the obtained theoretical results.

1. 서론

조명용으로 사용되는 형광등은 백열등에 비하여 광효율이 월등히 높으나 방전관의 특성상 안정기가 반드시 필요하다. [1]-[3] 이러한 형광등용 안정기는 자기식 안정기와 전자식 안정기로 대별된다. 그러나 현재 주로 사용되는 자기식 안정기는 부피가 크고 소음이 많으며 안정기에서의 전력손실이 많이 발생하는 등의 문제점이 있다. 이에 따라 효과적인 절전을 목표로 전자식 안정기가 연구되기 시작하였으며 [4] 시장점유율이 미미하나마 실용화되고 있다. 그러나 현 실정이 이론적인 해석보다는 경험에 의해 제작되고 있으며 육화현상이 빨리 나타나는 등의 단점이 있다.

본 논문에서는 half-bridge형 직렬인버터를 사용한 전자식 안정기 시스템을 구성하고 L과 C의 값을 결정하는 방법을 논하고 구성된 시스템을 이론적으로 해석하였다. 또한 디지털 시뮬레이션을 행하였으며 실험을 통하여 이를 확인하였다.

2. 직류전원을 가진 RLC직렬회로

RLC직렬회로에 직류전압 E를 인가하는 경우의 회로방정식은

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = E \quad (2-1)$$

이며 $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 인 경우 회로에 흐르는 전류 i는 다음과 같이 공진하게 된다.

$$i = K \exp(-\alpha t) \sin(\beta t + \theta) \quad (2-2)$$

$$\text{단 } \alpha = \frac{R}{2L}, \quad \beta = \left\{ \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 \right\}^{1/2}$$

이때 $i(0) = 0, v_c(0) = 0$ 라 하면 전류 i는

$$i = \frac{E}{\beta L} \exp(-\alpha t) \sin \beta t \quad (2-3)$$

이고 커패시터 양단간의 전압은 다음과 같다.

$$v_c = E \left\{ 1 - \frac{1}{\beta \sqrt{LC}} \exp(-\alpha t) \sin(\beta t + \delta) \right\} \quad (2-4)$$

$$\text{단 } \delta = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha} \quad (2-5)$$

여기서 v_c 가 전원전압 E와 같게 되는 시점 $t=t_a$ 를 구해보면 식(2-4)에서

$$\beta t_a + \delta = 0 \quad (2-6)$$

이면 된다. $0 \leq t \leq \pi/\beta$ 범위에서 식(2-6)을 만족하는 t_a 는

$$t_a = \frac{\pi}{\beta} - \frac{\delta}{\beta} = \frac{T}{2} - \frac{\pi}{\beta} \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha} \quad (2-7)$$

또는

$$\beta t_a = \pi - \delta \quad (2-8)$$

$t = t_a$ 일 때의 전류값은 식(2-3)에서

$$i(t_a) = \frac{E}{\beta L} \exp(-\alpha t_a) \sin(\pi - \delta) \quad (2-9)$$

이며 $i(t_a) > 0$ 이다.

3. 회로 소자값의 결정

3.1 형광등의 동가저항

형광등은 2.5[kHz] 이상에서는 저항성 부하로 간주할 수 있다. [5] 그림 1은 30[kHz] 일 때 형광등의 V-I 특성으로 40와트인 경우에는 약 194[Ω]의 동가 저항을 갖는다.

3.2 동작 주파수의 범위 설정

형광등용 고주파로 점등할 때 광 효율은 15[kHz] 이상에서는 거의 일정하다. [6] 그리고 20[kHz] 이하의 사람의 가청주파수 범위에 해당되므로 본 논문에서는 동작 주파수를 25[kHz] ~

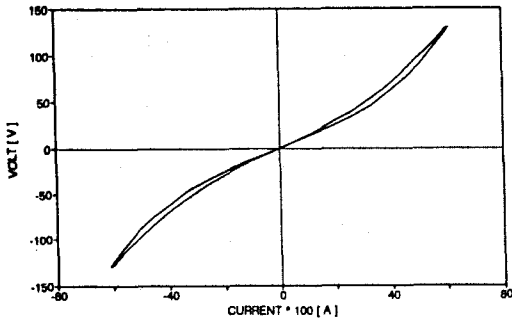


그림 1. 40W 형광등의 전압-전류 특성곡선(f=30kHz)

35[kHz] 범위내로 설정하였다.

3.3 L, C값의 결정

공진현상을 이용한 직렬인버터에서 이상적인 경우 부하에 흐르는 전류 i 는 그림 3과 같은 회로에서는 식(2-3)의 2배가 흐른다. 따라서 실효치전류 I_{rms} 는

$$I_{rms} = \left\{ \frac{2}{T} \left(\frac{E}{\beta L} \right)^2 \left[1 - \exp(-\alpha T) \right] \left(\frac{1}{\alpha} - \alpha LC \right) \right\}^{1/2} \quad (3-1)$$

이며 형광등에서 요구하는 관전류의 실효값 I_f 와 같아야 한다.

$$\therefore 2f \left(\frac{E}{\beta L} \right)^2 \left[1 - \exp(-\alpha/f) \right] \left(\frac{1}{\alpha} - \alpha LC \right) = I_f^2 \quad (3-2)$$

또 2절에서 동작주파수 β 는

$$\beta = \left\{ \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 \right\}^{1/2} = 2\pi f \quad (3-3)$$

이므로 주파수의 범위를 $f_1 \leq f \leq f_2$ 라 하면 다음이 성립되어야 한다.

$$(2\pi f_1)^2 \leq \frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L} \right)^2 \leq (2\pi f_2)^2 \quad (3-4)$$

따라서 회로에서의 L과 C는 식(3-2)와 식(3-4)를 만족하는 값이어야 한다.

4. 시스템의 구성 및 동작해석

4.1 시스템의 구성

본 논문에서 사용한 전자식 안정기의 실제회로도도 그림 2와 같다.

스윗칭소자로는 전압구동형인 MOSFET를 사용하였으며 단상 전파정류회로를 이용하여 전파정류한 것을 인버터의 직류전원으로 하였다. 부분평활회로는 입력단에서의 역류를 고역률로 하기 위하여 삽입하였으며 부분평활회로에 의해 인버터 회로에 가해지는 전압의 실효치는

$$V_{rms} = 0.745 E_m \quad (4-1)$$

이 된다. 인버터회로의 D_1, D_2 는 커패시터 C_1, C_2 에 전원전압 이상으로 충전되는 것을 막아준다. 회로도에서 Trans는 관전류를 감지하여 전류상태에 따라 해당되는 스윗칭 소자가 ON 상태가 되도록 설치한 CT이다. 이때 실제 회로에서 전류센서로 사용된 CT는 이상적인 소자가 아니므로 CT의 출력전압은 전류가 0이 되는 시점보다 앞서서 극성이 바뀌게되어 인버터는 6개의 모드들로 동작하게 된다.

4.2 모드별 동작해석

그림 3은 본 논문에서 전자식 안정기에 사용한 half-bridge형 직렬인버터이다. 형광등은 2.5[kHz]~100[kHz] 범위에서는 저항소자로 볼 수 있다.[5] 그림에서 R은 형광등을 대치한 저항이며 $C_1=C_2=C$ 이다.

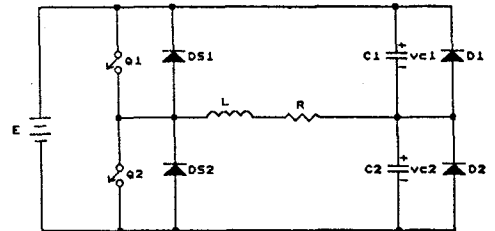


그림 3. Half Bridge형 직렬인버터

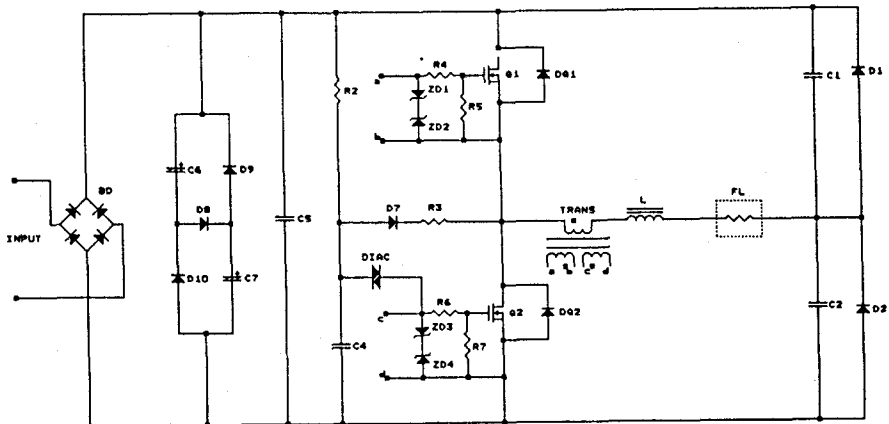


그림 2. 전자식 안정기의 회로도

각 모드별 해석은 다음과 같다.

i) 모드 1 : 커패시터 C_1 에 전압이 충전되는 구간

$i_1(0)=0, v_{c1}(0)=0$ 라 하면 $v_{c1} + v_{c2} = E$ 이므로 $v_{c2}(0)=E$ 이다. 이 상태에서 S_2 를 ON시키면 그림 4(a)와 같이 E-C₁-R-L-Q₂-E와 C₂-R-L-Q₂-C₂의 두 회로가 성립된다. 그러나 $v_{c1}(0)=0, v_{c2}(0)=E$ 이므로 두 회로는 동일하다고 볼 수 있다. 따라서 이때의 전류 i_1 은 $t_1=t_0$ 라 하면

$$i_1 = \frac{2E}{\beta L} \exp(-\alpha t_1) \sin \beta t_1 \quad (4-2)$$

이고 2절에서의 결과를 이용하면

$$v_{c1} = E \left\{ 1 - \frac{1}{\beta \sqrt{LC}} \exp(-\alpha t_1) \sin(\beta t_1 + \delta) \right\} \quad (4-3)$$

$$v_{c2} = \frac{E}{\beta \sqrt{LC}} \exp(-\alpha t_1) \sin(\beta t_1 + \delta) \quad (4-4)$$

이다.

여기서 v_{c1} 의 값이 E보다 커지면 $v_{c2} < 0$ 가 되어 D_2 가 도통되며 모드 1이 끝난다. v_{c1} 의 값이 E가 되는 시간 t_a 는 다음과 같다.

$$t_a = \frac{\pi}{\beta} - \frac{\delta}{\beta} \quad (4-5)$$

이때의 전류 i_1 은

$$i_1(t_a) = \frac{2E}{\beta L} \exp(-\alpha t_a) \sin(\pi - \delta) > 0 \quad (4-6)$$

이다.

ii) 모드 2 : 환류(freewheeling) 구간

$v_{c1} = E$ 인 순간에 모드 2가 시작되며 S_2 가 계속 ON 상태이므로 인덕터의 전류는 L-S₂-D₂-R-L의 폐회로를 통하여 환류하는 구간이며 이때의 전류 i_2 는 $t_2=t-t_a$ 라 하면 $i_2(0)=i_1(t_1)$ 이므로

$$i_2 = i_1(t_1) \exp(-R/L)t_2 = i_1(t_1) \exp(-2\alpha t_2) \quad (4-7)$$

이고 구간내내 $v_{c1}=E, v_{c2}=0$ 인 상태이다.

iii) 모드 3 : 회생(recovery) 구간

$t_2 = t_b$ 일때 S_2 가 턴 오프 된다면 $i_2(t_b) > 0$ 이므로 전류는 D_{s1} 을 통해 전원으로 회생되는 구간으로 이 구간의 전류 i_3 는 초기조건이 $i_3(0)=i_2(t_b)$ 이므로

$$i_3 = -\frac{E}{R} + \left\{ i_2(t_b) + \frac{E}{R} \right\} \exp(-2\alpha t_3) \quad (4-8)$$

가 되어 지수함수적으로 급속히 감소하게 된다. 구간내내 D_2 가 ON 상태이므로 $v_{c1}=E, v_{c2}=0$ 인 상태를 유지한다.

전류 i_3 는 다이오드 D_{s1}, D_2 의 방향성으로 음의 값이 될 수 없다. 전류 i_3 가 0가 되면 모드 3은 끝나게되며 이때의 시간 t_c 는 다음과 같다.

$$\therefore t_c = \frac{1}{2\alpha} \ln \left\{ 1 + \frac{R}{E} i_2(t_b) \right\} \quad (4-9)$$

iv) 모드 4 : 커패시터 C_2 에 전압이 충전되는 구간

모드 3에서의 전류 i_3 가 0이 되면서 동작이 완료되었으므로 모드 4에서의 전류의 초기값은 $i_4(0)=0$ 이다. 또한 모드 3 기간동안 $v_{c1}=E, v_{c2}=0$ 이었으므로 모드 4에서 $v_{c1}(0)=E, v_{c2}(0)=0$ 이다. 이렇게 되면 모드 4는 모드 1과 초기조건 및 회로의 구성이 같으므로 i_4, v_{c1}, v_{c2} 는 모드 1에서의 값과 동일한 크기가 된다.

또한 v_{c2} 의 값이 E와 같아지는 시점 t_d 도 모드 1에서의 t_a 인 시점과 동일한 크기가 되며 이 시점이 모드 4가 끝나는 시점이 되며 D_1 이 도통되기 시작하고 $i_4(t_d)=i_1(t_a)$, $v_{c1}(t_d)=0, v_{c2}(t_d)=E$ 이다.

v) 모드 5 : 환류 구간

$i_5(0)=i_4(t_d)=i_1(t_a)$ 이고 $v_{c1}(0)=0, v_{c2}(0)=E$ 이므로 모드 2와 초기조건 및 회로 구성이 동일하게 되고 구간내내 D_1

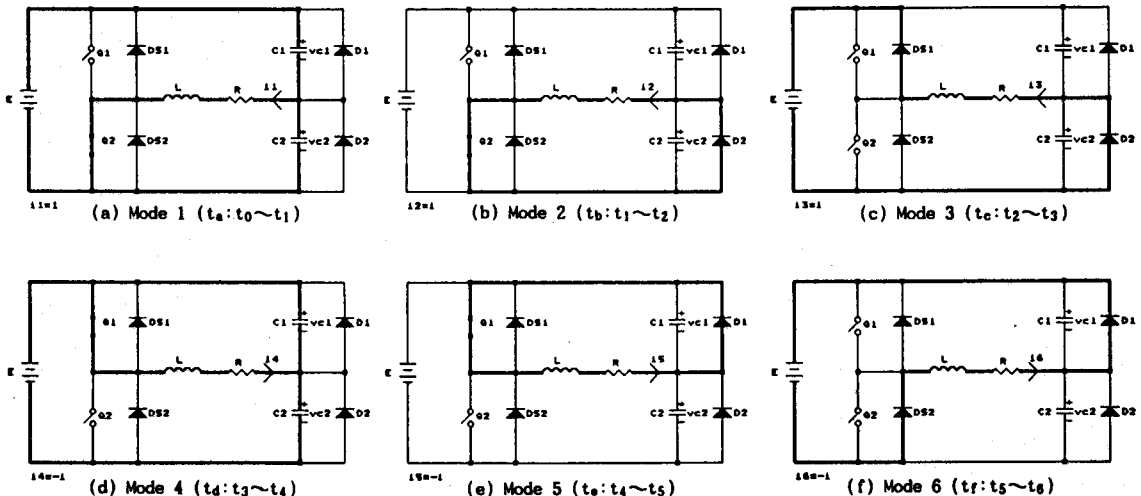


그림 4. 동작 모드별 회로구성

이 도통상태이므로 $v_{c1}=0$, $v_{c2}=E$ 인 상태이다.

vi) 모드 6 : 회생 구간

모드 6의 동작은 모드 3과 초기조건 및 회로구성이 같게 되며 전류 i_6 도 다이오드 D_{s2} , D_1 의 방향성으로 음의 값이 될 수 없다. i_6 가 0이 되는 시간 t_6 는 다음과 같다.

$$t_6 = t_c = \frac{1}{2\alpha} \ln \left\{ 1 + \frac{R}{E} i_2(t_b) \right\} \quad (4-10)$$

모드 6에서의 v_{c1} 은 D_1 이 ON 상태이므로 구간내내 $v_{c1}=0$ 이고 $v_{c1} + v_{c2}=E$ 이므로 $v_{c2}=E$ 이다.

모드 6가 $i_6(t_c)=0$, $v_{c1}(t_c)=0$, $v_{c2}(t_c)=E$ 의 상태로 끝나므로 다시 모드 1으로 되었을때의 초기값은 1)에서와 같이 $i_1(0)=i_6(t_c)=0$, $v_{c1}(0)=0$, $v_{c2}(0)=E$ 가 된다.

5. 디지털 시뮬레이션

본 논문에서 사용한 전자식안정기의 출력 특성을 알아보기 위하여 4.2절의 해석에 의한 디지털 시뮬레이션을 행하였다. 전원전압은 부분평활회로의 출력전압의 실험값인 231.7[V]이며 40와트 형광램프를 기준으로 하였다.

5.1 L, C값의 산출

40와트 형광램프는 정격전류 0.435[A]를 흘려줄 때 최적이다. [7] 그러므로 식(3-2)와 식(3-4)에 $R=194[\Omega]$, $E=231.7[V]$, $I_r=0.435[A]$, $f_1=25[kHz]$, $f_2=35[kHz]$ 를 대입하여 L, C값을 결정할 수 있다. 그림 4에서 빗금친 부분이 조건을 만족하는 L과 C의 범위이다. C의 값은 상용화되어 있는 것이 많지 않으므로 먼저 결정할 필요가 있다. 그림에서 빗금친 부분을 만족하는 C의 범위는 0.007[μF]~0.011[μF]이며 이 범위내에서 0.01[μF]를 C값으로 결정하였다. L의 값은 3.5[mH]로 하였으며 이때의 주파수는 27.99[kHz]이다.

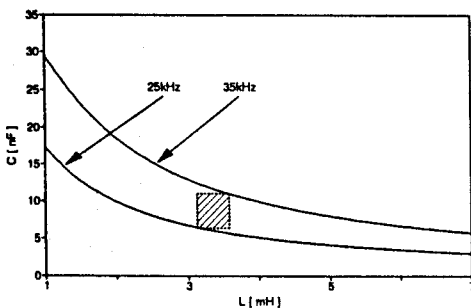


그림 5. L - C 특성곡선

5.2 동작파형

그림 6은 인버터 입력전류 i_1 와 형광등 부하전류 i_2 의 파형으로 6개의 동작모드가 존재함을 보여주고 있다. 또한 i_1 은 모드 2와 5에서 Zero가 되고 모드 3과 6에서 역전류가 흐르는 구간이 존재하는 것을 알 수 있다. 그리고 부하전류의 크기는 커패시터 C_1 , C_2 의 충전전압으로 인해 모드 1과 4에서 입력전류의 2배가 되는 것을 알 수 있다.

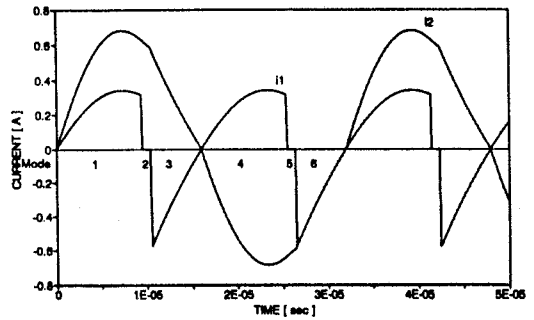


그림 6. 인버터 입력전류와 형광등 부하전류

그림 7은 형광등에 흐르는 부하전류 i_2 와 커패시터 전압 v_{c1} 을 나타내고 있다. 커패시터 C_1 의 전압이 E 또는 0가 될때 모드 1에서 모드 2로 혹은 모드 4에서 5로 전환되고 있다. 커패시터의 전압은 freewheeling 다이오드의 역할로 모드 2, 3과 모드 5, 6에서 전원전압 E 또는 Zero를 유지한다.

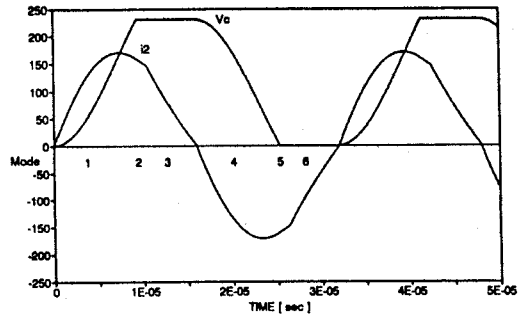
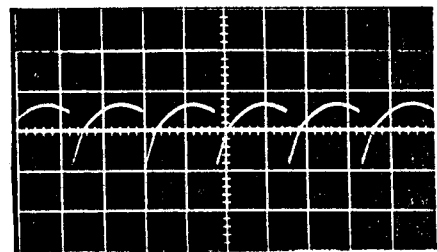


그림 7. 부하전류 및 커패시터 전압의 파형

6. 실험결과 및 검토

그림 8은 본 논문에서 사용된 인버터회로의 입력단에 흐르는 전류파형으로 그림 6에서와 같이 모드 3과 6에서 전력이 회생됨을 보여주고 있다.

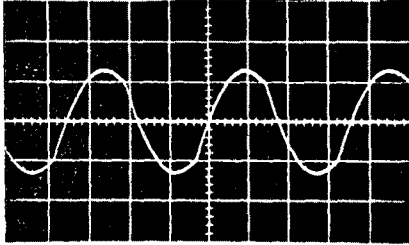


VER 0.5A/div
HOR 10μs/div

그림 8. 인버터 입력전류

그림 9는 형광등에 흐르는 부하전류로 파형이 그림 6 또는 그림 7에서와 같이 정현파 형태이며 전류의 크기는 그림 8과 비교해보면 모드 1과 4에서 입력전류의 2배가 되는 것을 알 수 있다. 또한 주파수는 28.5[kHz]로 이론치인 27.99[kHz]보

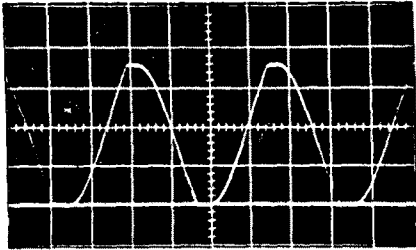
다 약간 높는데 이는 CT가 nonideal로 스위칭동작이 이상적인 경우가 아니기 때문이며 설계시 제한한 25[kHz]~35[kHz]의 범위에 해당되므로 별 문제가 되지 않는다.



VER 0.5A/div
HOR 10μs/div

그림 9. 형광등 부하전류

그림 10은 커패시터 C₂에 충전되는 전압 파형으로 그림 7에서의 같이 전압이 전원전압 E에 도달했을때 모우드 1에서 모우드 2로 전환되고 모우드 2, 3구간에서는 전원전압 E의 값을 유지한다. 또한 모우드 3의 전류가 Zero가 되면 모우드 4에서 방전을 시작하며 모우드 5, 6에서는 다시 Zero가 된다.



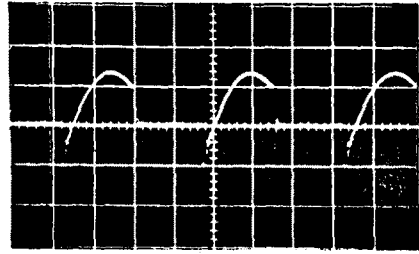
VER 200A/div
HOR 10μs/div

그림 10. C₂의 양단 전압

그림 11은 스위칭소자로 흐르는 전류파형으로 (-)성분은 스위칭소자와 역병렬로 접속되어 있는 다이오드를 통해 환류되는 구간이다.

7. 결 론

전자식 안정기는 기존의 자기식 안정기에 비하여 효율이 높고 소음이 적으며 명멸현상이 없는 등의 장점이 있으므로



VER 0.5A/div
HOR 10μs/div

그림 11. MOSFET의 전류파형

에너지 절약 측면에서도 사용 확대가 되어야 한다. 그러나 현재 일부 제작되고 있는 전자식 안정기는 이론적인 뒷받침이 없이 경험에 의하여 제작되고 있으며 이로 인한 불량률로 사용 확대에 제한을 받아 왔다.

본 논문에서는 직렬인버터를 사용한 전자식 안정기를 대상으로 하여 회로 설계에 필요한 L, C값의 결정방법을 말하고 안정기의 동작특성을 해석하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 해석 결과를 검증하였다.

참 고 문 헌

- 1) 전기공학현드북, 대광서림, 1979.
- 2) E. E. Hammer, "Effects of Changing Line Voltage with Various Fluorescent Systems", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-24, No.4, pp. 692-699, July/August 1988.
- 3) Dragan M. Vasiljevic, "Design of a Battery-Operated Fluorescent Lamp", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. IE-36, No.4, November 1989.
- 4) William R. Alling, "Important Design Parameters for Solid-State Ballasts", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-25, No.2, March/April 1989.
- 5) 이진우, "저압 방전 램프의 전기적 특성 모델링", 공학박사 학위 논문, 서울대학교 대학원, 1989.
- 6) E. E. Hammer, "Fluorescent Lamp Operating Characteristics at High Frequency", Journal of IES, October 1984.
- 7) KS C 8102, 한국공업표준협회, 1988.