

# 단일 스위칭 방식의 전자식 안정기 설계

( The Design of an Electronic Ballast by Single Switching Type )

노재엽\* · 김순기 · 이준호 · 이진우

호서대학교 전기공학과, 신성대학 전기과

( Jae-Yup No\* · Soon-Gi Kim · June-Ho Lee · Chin-Woo Yi )

Dept. of Electrical Eng. Hoseo Univ. · Dept. of Electrical Eng. Shinsung Coll.

## 요 약

본 논문에서는 Class E zero-current-switching (ZCS) 인버터를 이용하여 단일 스위치로서 램프를 점등하는 타여자 방식의 전자식 안정기를 제안하였다. 이론을 통해 각 파라미터를 계산하고, PSpice 시뮬레이션을 통하여 안정상태의 램프출력을 예측하였다. 또한, MOSFET의 전압 스트레스를 고려한 스너버 회로를 구성하여 스위칭 서지전압의 발생을 억제하였으며, 실제 전자식 안정기를 제작하여 전기적 특성을 살펴보았다.

## 1. 서 론

램프는 구동 주파수에 따라 램프자체의 발광효율 및 안정기의 소비전력이 변화하는 성질이 있다. 한가지 예로 형광램프를 수 십[kHz]의 고주파로 구동하면, 램프의 발광효율이 10~20[%] 정도 향상되며, 안정기로 사용하는 인덕터에서의 손실도 크게 줄어들고, 기존의 자기식 안정기에 비하여 무게가 가벼워진다. 이러한 이유로 인하여 고주파 점등용 형광등 안정기가 실용화 되었으며, 소형 경량화는 물론 에너지 절약에도 크게 기여하고 있다[1].

고주파 점등용 전자식 안정기는 주로 인버터 회로를 사용하는데 인버터 회로의 구동방식에 따라 자려식과 타려식으로 나눌 수 있으며, 사용 인버터의 회로방식에 따라 크게 하프브리지 및 풀브리지 방식이 사용되어지고 있다.

본 논문에서는 기존에 주로 사용하고 있는 하프브리지 및 풀브리지 인버터 방식이 아닌 Class E zero-current-switching(ZCS) 인버터를 이용하여 단일 스위치로서 램프를 점등하는 타여자 방식의 전자식 안정기를 설계하였다.

먼저, 회로의 기본적인 주파수 구성요소인 L, C 값을 해석적으로 계산한 후, PSpice 시뮬레이션을 통한 모의실험을 실시하여 전기적 특성을 예측하고, 실제 회로의 구성을 통해 특성을 고찰하였다.

## 2. 안정기 설계

### 2.1 해석 및 요소값 산출

Class E 인버터 방식중 zero-current-switching (ZCS)인버터는 그림 1(a)와 같이 한 개의 스위치와 부하 회로망으로 구성되어 있으며, 스위치 턴 오프시 전류와 스위치 손실이 제로이다.

스위치는 원하는 동작주파수  $f=\omega/(2\pi)$ 에서 주기적으로 스위칭 동작하며, 가장 간단한 부하 회로망은 dc 전원  $V_i$ 에 직렬로 접속되어져 있는 공진 인덕터  $L_i$ , 그리고 L-C- $R_i$ 의 직렬 공진 회로로 이루어져 있다. 그림1 (b)는 Class E 인버터 회로의 등가회로이며 커패시턴스 C는 두 개의 직렬 커패시턴스  $C_a$ 와  $C_b$ 로 나누어지는데, 여기서 커패시턴스  $C_a$ 는 L과 함께 동작주파수  $f=\omega/2\pi$ 에서 직렬공진 되어지며, 이 때 각주파수와 전압확대율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_a}} \quad (1)$$

$$Q_L = \frac{X_{Cr}}{R_i} = \frac{C_a + C_b}{\omega R_i C_a C_b} \quad (2)$$

등가 인버터 회로의 기본적인 회로 방정식은 그

림 1에서 보는바와 같이

$$i_s = i_{L1} - i_{Ri} \quad , \quad v_s = V_I - v_{L1} \quad (3)$$

직렬공진회로의 사인과 출력전류  $i$  는

$$i = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (4)$$

이며, 스위치가 오프(  $0 < \omega t \leq \pi$  )일 경우  $i_s = 0$  이다.

인덕터  $L_1$ 을 흐르는 전류  $i_{L1}$ 은

$$i_{L1} = i_{Ri} = I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (5)$$

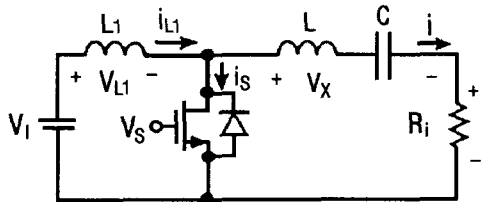
인덕터  $L_1$ 에 인가된 전압  $v_{L1}$ 은

$$\begin{aligned} v_{L1} &= \omega L_1 \frac{di_{L1}}{d(\omega t)} \\ &= \omega L_1 I_m \cos(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (6)$$

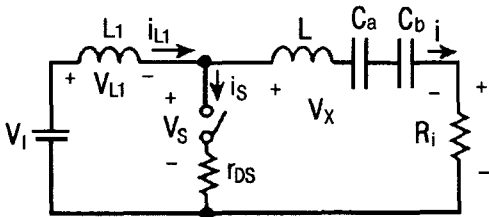
스위치 양단에 인가되는 전압  $v_s$  는

$$v_s = V_I - \omega L_1 I_m \cos(\omega t + \phi) \quad (7)$$

스위치가 온(  $\pi < \omega t \leq 2\pi$  )일 경우  $v_s = 0$ 이며,  $v_{L1} = V_I$  가 된다.



(a) 회로



(b) 등가회로

그림 1. Class E ZCS 인버터 회로

따라서, 인덕터  $L_1$ 을 흐르는 전류  $i_{L1}$ 은

$$i_{L1} = \frac{V_I}{\omega L_1} (\omega t - \pi) - I_m \sin(\omega t + \phi) \quad (8)$$

(3)식과 (4)식으로부터

$$\begin{aligned} i_s &= \frac{V_I}{\omega L_1} (\omega t - \pi) \\ &\quad - I_m [\sin(\omega t + \phi) + \sin \phi] \end{aligned} \quad (9)$$

위의 계산식을 삼각함수 관계식과 푸리에 공식을 이용하여 정리하면

$$I_I = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} i_s d(\omega t) = \frac{V_I}{\pi \omega L_1} \quad (10)$$

$$I_m = \frac{\pi \sqrt{\pi^2 + 4}}{2} I_I = 5.8499 I_I \quad (11)$$

$$V_m = \frac{4}{\pi \sqrt{\pi^2 + 4}} V_I = 0.3419 V_I \quad (12)$$

또한, dc 입력 전력  $P_I = V_I I_I$  이므로, 식(12)에 의해서 출력  $P_{Ri}$ 는

$$P_{Ri} = \frac{V_m^2}{2R_i} = 0.05844 \frac{V_I^2}{R_i} \quad (13)$$

위의 식들에 의해서 부하 회로망의 각각의 요소 값 들은 다음과 같이 계산 되어진다.

$$R_i = \frac{8}{\pi^2(\pi^2 + 4)} \frac{V_I^2}{P_{Ri}} = 0.05844 \frac{V_I^2}{P_{Ri}} \quad (14)$$

$$L_1 = \frac{\pi(\pi^2 + 4)}{8} \frac{R_i}{\omega} = 5.4466 \frac{R_i}{\omega} \quad (15)$$

$$C_b = \frac{16}{\pi(\pi^2 + 12)} \frac{1}{\omega R_i} = \frac{0.2329}{\omega R_i} \quad (16)$$

$$C = \frac{1}{\omega R_i Q_L} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} L &= \left[ Q_L - \frac{\pi(\pi^2 + 12)}{16} \right] \frac{R_i}{\omega} \\ &= (Q_L - 4.2941) \frac{R_i}{\omega} \end{aligned} \quad (18)$$

이때, 전압확대율  $Q_L$ 은 자유롭게 선택 되어질 수 있으나 식(18)에서 보는바와 같이 항상 4.2941

보다는 커야 함을 알 수 있다[2].

본 논문에서는  $V_I=220[V]$ ,  $P_{Rimax}=40[W]$ , 그리고 주파수  $f=25[kHz]$ ,  $Q_L=4.5$ 로 설정하여 다음과 같은 요소 값을 산출하였다.

$$R_i=70.7[\Omega], \quad L_1=2.45[mH],$$

$$C=20[nF], \quad L=94.6[\mu H]$$

## 2.2 시뮬레이션

본 논문에서는 2.1절에서 계산 되어진 파라미터를 이용하여 PSpice로 컴퓨터 모의실험을 실시하였다. 그림 2는 시뮬레이션에 사용한 인버터 회로로써 MOSFET의 턴 오프시 발생하는 스위칭 서지전압의 발생을 고려하여 MOSFET의 드레인-소스단에 스너버 회로를 설계하였다.

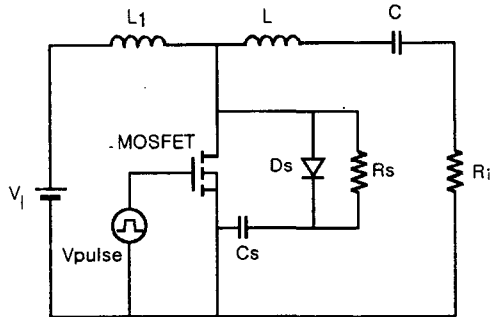


그림 2. PSpice에 의한 인버터 회로

그림 3은 PSpice에 의한 램프 출력전압, 전류의 파형으로, 안정된 정현파 출력을 얻을 수 있었다.

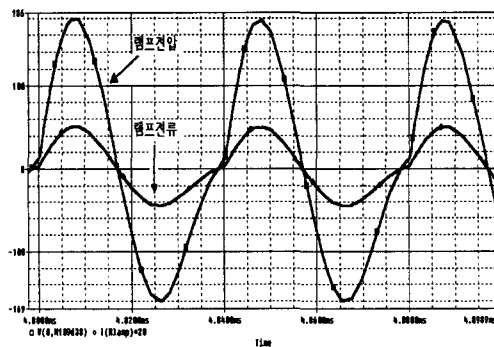


그림 3. PSpice에 의한 출력 전압, 전류 파형

## 3. 실험 및 결과

본 논문에서 사용되어진 스위치는 IFR460A로서 최대  $V_{DS}=600[V]$ ,  $I_D=20[A]$ 의 정격을 가지며, MOSFET 게이트 신호는  $\pm 15[V]$  구형파 펄스신호를 인가하였다.

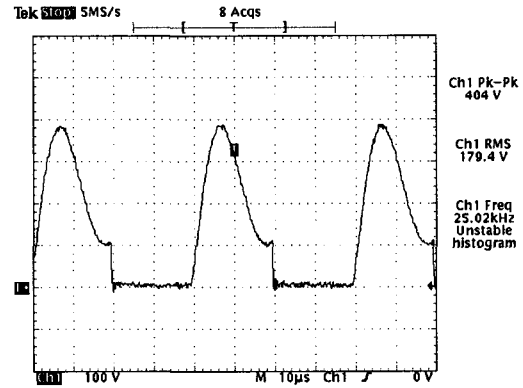


그림 4. MOSFET 드레인-소스 전압 파형

그림 4는 MOSFET 드레인-소스 전압 파형으로 앞에서 이론적으로 계산한  $V_m=629.7[V]$ 보다 훨씬 낮은 전압값을 갖는다. 이는 스너버 회로에 의하여 MOSFET 드레인-소스간의 전압 상승이 억제된 것으로 볼 수 있다.

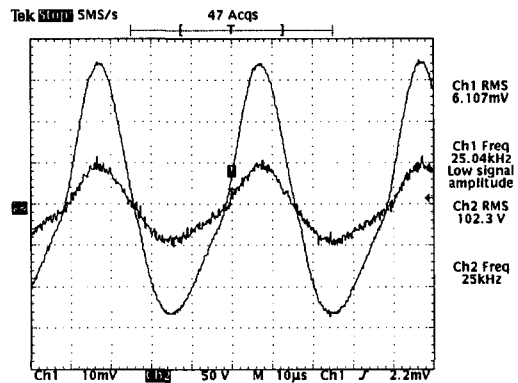


그림 5. 램프 출력 전압-전류 파형

그림 5는 안정기의 출력전압, 전류의 파형으로서, 그림 3의 시뮬레이션 파형과 거의 일치하는 것을 알 수 있었고, 설계에서 보다 높은 출력을 낸다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 Class E ZCS 인버터방식을 이용하여 스위치 하나로써 램프를 점등시키는 전자식 안정기를 설계하고, 설계에서 얻어진 각 파라미터들을 컴퓨터 시뮬레이션 하여 실제 안정기의 전기적 특성을 예측하였고, 실제 안정기를 제작하여 램프의 점등 여부를 확인하였다.

본 논문에서 제안한 전자식 안정기는 기존의 공진형 인버터 회로방식으로 사용하는 하프브리지 방식과 비교할 때 구조적으로 보다 간단하여, 회로 소자의 수를 줄일 수 있으며, 고성능의 반도체 소자의 개발과 원가절감으로 경제적인 측면에서 보다 효과적이 될 것으로 기대되어진다.

#### 참고 문헌

- [1] 이홍식, "2000년 방전등, 조명 및 회로기술(1)", 한국전기연구소, pp.42, 2000.
- [2] Maeian K. Kazimierczuk, "Resonant Power Converters", John Wiley & Sons Inc., pp. 379-390, 1995.
- [3] Robert Boylestad, "Electronic Devices and Circuit Theory", Prentice Hall Inc., pp.92-102, 1999.
- [4] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics", Prentice Hall Inc., pp.446-460, 1988.
- [5] Abraham I. Pressman, "Switching Power Supply Design", McGraw-Hill Inc., pp.413-426.
- [6] 권종덕, "전원장치 설계 및 응용", 한국산업기술연구원, pp.74-80, 1998.