

펄스 주파수 변조 기법을 이용한 형광등 안정기의 파고율 저감 기법

宋周濤, 李東潤, 宋重鎬, 崔宙燁, 崔翼, 林畝澤

A Novel Method to Reduce Crest Factor of Electronic Ballast for Fluorescent Lamps Using Pulse Frequency Modulation

Jooho Song, Dong-Yun Lee, Joong-Ho Song, Ju-Yeop Choi, Ick Choy, and Myotaeg Lim

요 약

형광등의 수명은 형광등 안정기의 시동 시나리오와 형광등 전류의 파고율에 영향을 받는다. 본 논문에서는 특히 파고율을 주로 다루며, 파고율을 줄이기 위한 새로운 방법을 제시하고자 한다. 제안하고자 하는 방법은 펄스 주파수 변조기법(Pulse Frequency Modulation, PFM)을 이용하며, PFC(Power Factor Correction)가 만드는 50% 벨리-필 전압 파형을 PFM 제어 신호로 사용한다. 본 논문에서는 제안하는 PFM 제어 기법으로 파고율을 1.7 이하로 낮출 수 있음을 모의 실험과 실험을 통해 확인하여, 제안한 기법의 타당성을 검증한다.

ABSTRACT

When electronic ballasts are used for fluorescent lamps, lifetime of the lamp is affected by starting scenario and crest factor. A new method to reduce the crest factor of the lamp is proposed, and the proposed method is controlled in the mode of pulse frequency modulation (PFM). Electronic ballasts with 50% valley-fill PFC (Power Factor Correction) are dealt with in this paper. The characteristics of electronic ballast with the proposed PFM control scheme are comprehensively investigated through several simulations and experiments.

Key Words : electronic ballast, crest factor, PFM, resonant converter, soft switching

1. 서 론

형광등에 쓰이는 안정기는 형광등을 켜기 위한 고전압을 만드는 장치로서, 형광등에 전류를 공급하는 입력단과, 형광등이 연결되는 부하단으로 구성된다. 전자식 안정기에 쓰이는 부하단의 하프-브리지 공진형 인버터의 공진 회로는 병렬 부하형으로서, 본 논문에서 이 회로의 동작과 스위칭 주파수에 관하여 설명한다.

형광등의 수명은 형광등을 켜기 위해 필요한 고전압과 형광등에 흐르는 전류의 파고율(Crest Factor)에 큰 영향을 받는다. 형광등 안의 가스를 이온화시키기 위한 순간적인 고전압은, 형광등에 순간적인 열을 발생시켜 필라멘트를 약하게 만들므로 형광등의 수명을 감소시킬 수 있다. 이러한 약영향을 줄이기 위해 안정기에서 미리 낮은 전압으로 필라멘트를 예열하는 시동 시나리오가 수행되어야 한다.

형광등 전류의 파고율이 크면, 필라멘트의 발열이 큰 폭으로 변동하므로 필라멘트를 약하게 만들어, 형광등의 수명에 직접적인 영향을 준다. 이러한 이유로 전자식 안정기는 2.1 이하로 파고율을 정하고 있으나, 1.7 이하이어야 형광등의 수명을 보장할 수가 있다^[5].

현재 파고율을 1.7 이하로 낮추는 여러 가지 기법이 소개되고 있으나, 큰 커패시터나 변압기가 필요하거나, 형광등 전류 피드-백을 이용한 추가적인 제어 회로를 이용하고 있어, 비용이 많이 들고, 회로가 복잡하며, 효율도 그리 높지 못하였다. 따라서, 본 논문에서는 형광등의 파고율을 1.7 이하로 줄이는 제어 기법으로서, 수동형 PFC(Power Factor Correction)를 통하여 얻은 50% 벨리-필 전압 파형을 피드-포워드하여, 펄스 주파수 변조 기법(PFM)으로 파고율을 낮추는 새로운 방법을 제안한다. 이 방법은 파고율 저감을 위한 별도의 소자가 필요하지 않으며, 복잡한 제어 회로를 구성할

필요가 없다. 제안한 방식의 타당성을 모의 실험과 실험을 통하여 검증한다.

2. 안정기 회로의 특성

안정기에 쓰이는 병렬 부하형 공진 회로는 그림 1과 같다. 이 회로의 부하 저항 R 은 형광등의 모델이며, 이 모델은 형광등의 고주파 동작시 유용하다^[3]. 이 회로의 입출력 전달 함수는 식 (1)과 같다.

$$\frac{|V_o(j\omega)|}{|V_i(j\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_r Q}\right)^2}} \quad (1)$$

ω_r 은 공진 주파수로서, $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ 이고, $Q = R/\omega_r L = \omega_r CR$ 이다. 식 (1)로서 그려진 그림 2의 특성 곡선을 보면, 출력 전압이 입력 전압에 비해 크다. 따라서 형광등을 켤 때 필요한 고전압을 공급할 수 있으므로, 이 회로는 안정기에 적합하다.

병렬 부하형 공진 회로는 Q 가 R 에 비례하는 특징을 갖고 있는데, 이 특징은 형광등 안정기로서 장점이 된다. 즉, 형광등이 켜지기 전, 즉 R 이 클 때에는 Q 가 크므로, 그림 2에서 보듯이 형광등 안의 가스를 이온화시키는데 필요한 큰 출력 전압을 내고, 켜진 후, 즉 R 이 작을 때에는 Q 가 작으므로, 형광등이 켜진 상태를 유지하는데 필요한 작은 출력 전압을 낸다.

병렬 부하형 공진 회로가 쓰이는 형광등 안정기의 하프-브리지 공진형 인버터는 그림 3과 같다. 이 회로의 입력단에 직류 전압이 가해지면, ad 에는 스위치에 의해 그림 4(a)와 같은 직류 구형파 전압이 공진 회로에 인가된다. 이 전압은 블로킹 캐패시터 C_b 에 의해 그림 4(b)와 같이 교류로 바뀌어 LC 에 인가되며, 또한 이 전압은 LC 에 의해 그림 4(c)와 같은 파형으로 바뀌어 R 에 전달된다.

인버터의 스위칭 주파수는 항상 공진 주파수 ω_r 이상으로 유지하여야 한다. 이러한 주파수 범위에서는 영전압에서 스위치가 켜지므로(ZVS-On) 스위치에 발생하는 전력 손실이 적고, 또한 꺼질 때 그림 5와 같이 영전류가 아니어서 발생하는 손실을 스너버 캐패시터(Snubber Capacitor) C_1 과 C_2 를 이용하여 쉽게 줄일 수 있다^{[1][7]}. 또한, 병렬 부하형 공진형 인버터는, 스위칭 주파수가 크면 단위 입력 전력당 출력 조도가 높고, 점등 전압이 낮아지며, LC 의 값이 작아지고, 소음이 줄어드는 특징이 있어 높은 주파수가 유리하다^[3].

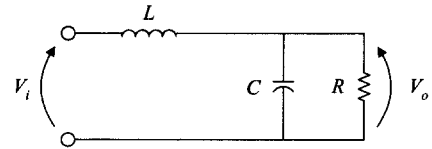


그림 1 병렬 부하형 공진 회로
Fig. 1 Parallel-loaded resonant circuit

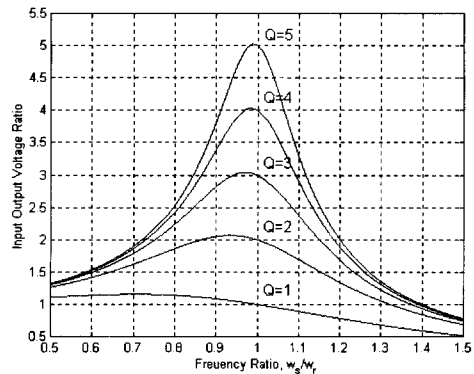


그림 2 Q 에 따른 주파수비 대 전압비의 특성 곡선
Fig. 2 Frequency characteristic curves of parallel-loaded resonant circuit for Q .

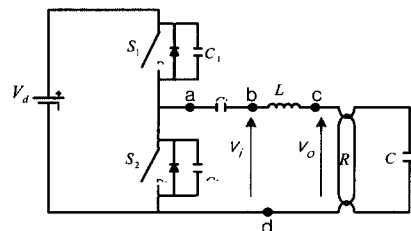


그림 3 병렬 부하형 공진형 인버터
Fig. 3 Parallel-loaded resonant inverter

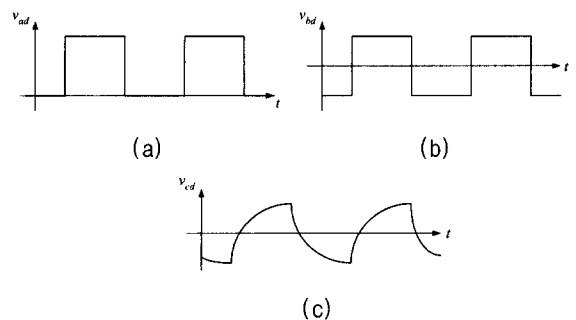


그림 4 인버터의 전압 파형; (a) ad 간의 전압 파형; (b) bd 간의 전압 파형; (c) cd 간의 전압 파형
Fig. 4 Voltage waves of the inverter; (a) between a and b; (b) between b and d; (c) between c and d

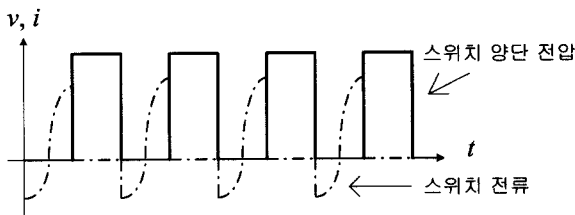


그림 5 스위치 양단의 전압과 전류 파형
Fig. 5 Wave forms of Voltage and current of a switch

3. 안정기의 동작

형광등 안의 가스를 이온화시키는 데 필요한 순간적인 고전압은 필라멘트에 무리를 주어 수명을 단축시키기 때문에 시동 시나리오가 필요하다. 안정기에서 수행되는 시동 시나리오는 예열, 점등, 발광의 순서로 진행된다^[6]. 예열은 형광등의 필라멘트를 일정 시간 동안 예열하는 과정이다. 이 과정 중에는 R 이 크기 때문에 그림 6의 위의 곡선과 같은 주파수 특성을 나타내므로, 스위칭 주파수를 공진 주파수보다 비교적 많이 크게 하여, 점등할 수 있는 전압보다 작은 전압을 필라멘트에 걸어준다. 따라서 형광등은 켜지지 않고 가열된다. 충분히 예열되면, 스위칭 주파수를 공진 주파수에 가까이 줄여서 점등할 수 있는 전압으로 높인다. 필라멘트에 고전압이 걸려도 이미 필라멘트가 충분히 예열된 상태이므로 고전압에 의한 스트레스는 작다. 불이 켜지면 R 이 작아지므로 그림 6의 아래 곡선과

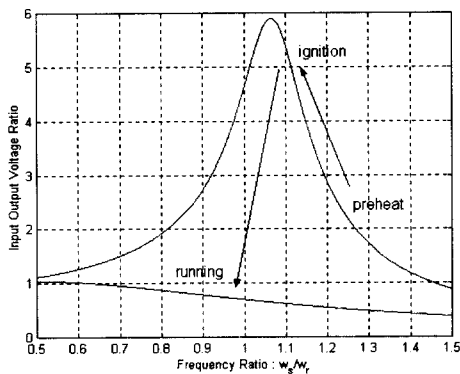


그림 6 시동 시나리오 수행시 주파수비 대 전압비 특성 곡선; 예열시 특성 곡선(위 곡선); 발광시 특성 곡선(아래 곡선)
Fig. 6 Frequency characteristics during starting scenario; during preheating (upper curve); during running (lower curve)

같은 주파수 특성을 갖게 되어 출력 전압이 발광시에 적합한 수치로 낮아진다.

4. 새로운 파고율 저감 기법

4.1 파고율의 정의

발광시의 형광등 전류의 파고율은 형광등 수명에 영향을 주므로 되도록 낮은 값이 되도록 해야한다. 특히, 파고율이 1.7 이하이어야 형광등의 최대 수명을 기대할 수 있다^[5]. 파고율은 다음 식 (2)로 정의된다.

$$CF = \frac{i_{lamp, peak}}{i_{lamp, rms}} \quad (2)$$

이 정의로부터, 형광등 전류의 최고치와 최저치의 차이를 줄이면 파고율을 줄일 수 있음을 알 수 있다.

4.2 수동형 PFC

안정기의 입력단에 그림 7과 같은 정류기와 수동형 PFC가 연결되어있다. 수동형 PFC는 벨리-필 회로를 구성하여 그림 8(a)과 같은 전압의 최저치를 최고치의 50% 수준으로 올려, 최고치와 최저치의 차이를 감소시키므로, 파고율을 줄이는 효과가 있다. 그러나, 이것만으로는 파고율이 1.7 이하가 되지 않는다^[5].

PFC가 만든 50% 벨리-필 전압이 인버터와 블로킹 캐패시터를 거치면 그림 8(b)와 같은 교류 전압이 만들어지며, 이 구형파 전압이 공진 회로에 인가된다.

4.3 PFM을 이용한 새로운 파고율 저감 기법

발광시 파고율을 낮추는 방법으로서, 그림 6의 발광시 특성 곡선을 응용한 PFM을 이용하여 형광등 전류의 최고치와 최저치의 차이를 줄여 파고율을 줄이는 새로운 기법을 제안한다. 즉, 전류가 작을 때는 스위칭

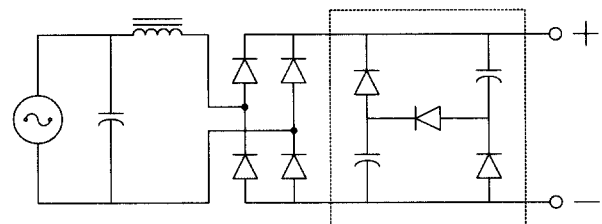


그림 7 입력단과 수동형 PFC 회로(점선 안)
Fig. 7 Input stage and passive PFC circuit (in the dotted box)

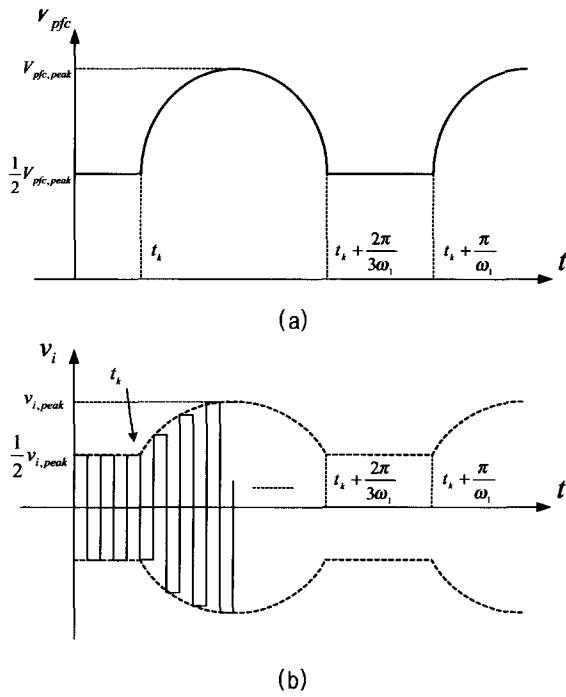


그림 8 (a) 50% 벨리-필 전압; (b) 공진 회로의 입력 전압
 Fig. 8 (a) 50% valley-fill voltage; (b) Input voltage to resonant circuit

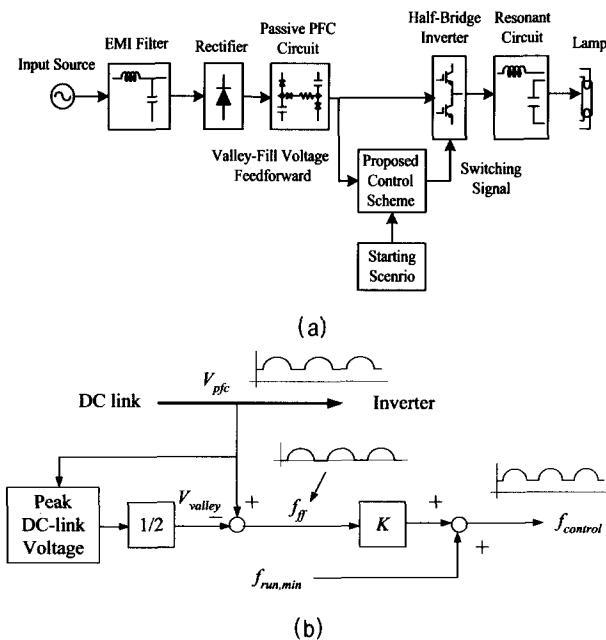


그림 9 새로운 제어 기법을 응용한 형광등 안정기의 블록 선
 도(a)와 새로운 제어 기법의 상세도(b)
 Fig. 9 Block diagram of ballast(a) and control block
 diagram of proposed control scheme(b)

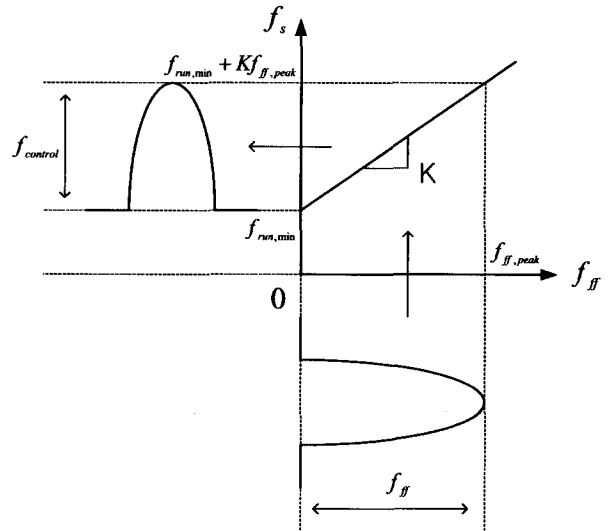
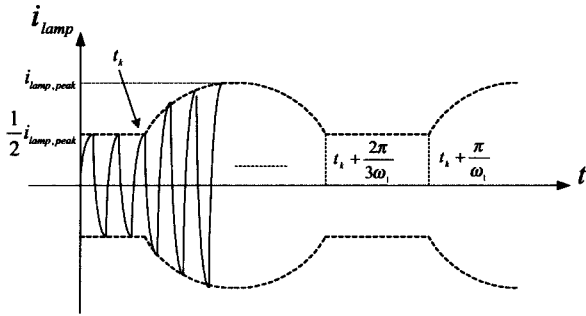


그림 10 이득 K에 의한 스위칭 주파수 제어 신호 $f_{control}$ 과
 피드-포워드 신호 f_{ff} 의 관계
 Fig. 10 Relation of switching frequency control signal
 $f_{control}$ and feed-forward signal f_{ff} with gain K

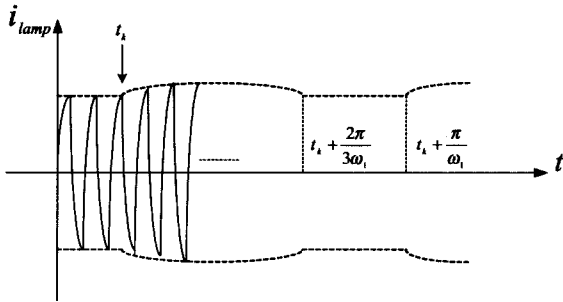
주파수를 줄여 전류를 크게 만들고, 전류가 클 때는 주파수를 높여 전류를 작게 하여 형광등 전류의 최고치와 최저치의 차이를 줄인다. PFM 제어 신호로서, PFC가 공급하는 50% 벨리-필 전압 파형을 이용한다. 이러한 제어 기법을 포함한 안정기의 블록 선도를 그림 9에 나타내었다.

PFC의 출력으로서 50% 벨리-필 전압 V_{pfc} 에서, 입력단의 최고 전압의 반, 즉 벨리 전압 만큼을 빼어 피드-포워드 제어 신호 f_{ff} 를 만든다. f_{ff} 를 이득 K로 곱을 조절하고, 최저 발광 주파수 $f_{run,min}$ 에 실어서 만들어진 제어 주파수 $f_{control}$ 로 스위칭을 한다. 이 방법을 이용하면, 스위칭 주파수 제어 신호 $f_{control}$ 은 $f_{run,min}$ 에서 $f_{run,min} + Kf_{ff,peak}$ 까지 변한다. K에 의한 스위칭 주파수 제어 신호 $f_{control}$ 과 f_{ff} 의 관계를 그림 10에 도시하였다.

그림 9(b)에서와 같이 PFC 출력 전압 V_{pfc} 와 $f_{control}$ 의 파형이 동일하므로, V_{pfc} 가 클 때에는 스위칭 주파수도 커지고, 따라서 그림 6에서 나타낸 바와 같이, 형광등에 걸리는 전압이 감소하여 형광등 전류가 작아진다. 반대로 V_{pfc} 가 작을 때, 즉 벨리 전압일 때, 스위칭 주파수가 작아져서 형광등의 전류를 크게 한다. 결국, PFM이 없는 경우에 그림 11(a)와 같이 요철이 큰 형광등 전류가, PFM을 통하여 그림 11(b)와 같이 요철이 작아져 파고율이 작아진다. 이 방법은 기존의 복잡한 제어 회로를 추가할 필요가 없으며, 실제 시스템에 적용하기가 매우 쉽다.



(a)



(b)

그림 11 형광등 전류; (a) PFM이 없는 경우; (b) PFM이 있는 경우

Fig. 11 Lamp current in the case without PFM control scheme(a) and with PFM control scheme(b)

4.4 파고율의 계산과 이득 K의 결정

제안한 PFM을 이용하는 경우, 스위칭 주파수를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 f_s(K, t) &= f_{control} = f_{run, min} + K f_{ff} \\
 &= f_{run, min} + K(V_{pfc} - V_{valley}) \\
 &= \begin{cases} f_{run, min} + K \frac{V_{pfc, peak}}{2} \sin \omega_1 \left(t + \frac{\pi}{6\omega_1} \right), & t_k \leq t < t_k + \frac{2\pi}{3\omega_1} \\ f_{run, min}, & t_k + \frac{2\pi}{3\omega_1} \leq t < t_k + \frac{\pi}{\omega_1} \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

여기서, t_k 는 그림 8(a)와 같이 불룩한 부분이 시작되는 시각이고, ω_1 은 최초로 들어오는 입력 교류 전원의 주파수이다.

입력 전압은 그림 8(b)와 같은 구형파로 인가되므로, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_i(K, t) = \begin{cases} (-1)^{int(2f_s(K, t)t)} V_{pfc, peak} \sin \omega_1 \left(t + \frac{\pi}{6\omega_1} \right), & t_k \leq t < t_k + \frac{2\pi}{3\omega_1} \\ (-1)^{int(2f_s(K, t)t)} \frac{1}{2} V_{pfc, peak}, & t_k + \frac{2\pi}{3\omega_1} \leq t < t_k + \frac{\pi}{\omega_1} \end{cases}
 \tag{4}$$

이 식에서 $int(\cdot)$ 는 정수 부분만을 취하는 함수이다. 그림 3의 출력 전압과 램프 전류는 다음과 같다.^[9]

$$v_o(K, t) = -v_i(K, t) e^{-\frac{1}{2RC}t} (\cos at + \beta \sin at) + v_i(K, t)
 \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
 i_{lamp}(K, t) &= -\frac{1}{R} v_i(K, t) e^{-\frac{1}{2RC}t} (\cos at + \beta \sin at) \\
 &\quad + \frac{1}{R} v_i(K, t)
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC} \right)^2}
 \tag{7}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{L}{4R^2C^2 - L}}
 \tag{8}$$

식 (6)으로부터 형광등 전류의 RMS 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 i_{lamp, rms}(K) &= \sqrt{\frac{\omega_1}{\pi} \int_{t_k}^{t_k + \frac{\pi}{\omega_1}} \left[-\frac{1}{R} v_i(K, t) e^{-\frac{1}{2RC}t} (\cos at + \beta \sin at) + \frac{1}{R} v_i(K, t) \right]^2 dt} \\
 &= \sqrt{\frac{\omega_1}{R\pi} I(K)}
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

여기서 $I(K)$ 는 R 을 빼어 낸 적분항으로 정의한다. 형광등 전류의 최고치는, 식 (1)을 고려하여, 밸리-필 전압이 최고치일 때 형광등 전류도 최고치가 된다고 근사적으로 가정하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 i_{lamp, peak}(K) &= \max_{t_k \leq t < t_k + \frac{\pi}{\omega_1}} \left\{ \frac{V_{pfc, peak}}{R \sqrt{(1 - (2\pi f_s(K, t))^2 LC)^2 + \left(\frac{L}{R} 2\pi f_s(K, t) \right)^2}} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

따라서 파고율은 식 (2)의 정의에 의하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$CF(K) = \frac{V_{pfc, peak}}{\sqrt{\frac{\omega_1}{\pi} I(K) \min_{t_k \leq t < t_k + \frac{\pi}{\omega_1} \left\{ (1 - (2\pi f_s(K, t))^2 LC)^2 + \left(\frac{L}{R} 2\pi f_s(K, t) \right)^2 \right\}}}$$

(11)

결국, 파고율은 한 주기 내에서 K 의 함수로 표현됨을 알 수 있다. K 와 파고율의 관계를 도시하면, 그림 12와 같이 최소값을 갖는 곡선의 모양을 얻을 수 있다. 이 때, $f_{run, min}$ 은 24kHz, f_{ff} 는 $110\sqrt{2}$ 가 되도록 설정하였다. 이 그림으로부터 K 가 120일 때 파고율이 가장 작다는 것을 알 수 있다. 그러나 K 가 커지면, 즉 스위칭 주파수가 커지면 그림 6에서 보듯이 출력 전압이 낮아져 형광등의 밝기가 낮아질 수 있으므로, K 가 70에서 100 사이가 되도록 하는 것이 좋다.

K 는 발광시 스위칭 주파수의 최고값 $f_{run, max}$ 와 최소값 $f_{run, min}$ 으로부터 다음 식 (12)와 같이 정의할 수 있다. 이 식은 그림 10으로부터 쉽게 알 수 있다.

$$K = \frac{f_{run, max} - f_{run, min}}{f_{ff, peak}} \tag{12}$$

$f_{run, min}$ 을 결정하는 데 있어서 한가지 주의해야 할 것은, 스위칭 주파수가 가청주파수 영역이면 소음이 발생하므로, $f_{run, min}$ 이 20kHz 이상이어야 한다. $f_{ff, peak}$ 는 그림 9(b)에서 PFM 중에 얻어지는 피드-포워드 제어 신호 f_{ff} 의 최고치로서, V_{valley} 와 동등한 값을 갖는다.

5. 모의 실험

모의 실험에 사용된 파라미터는 다음과 같다.

입력 전압 : $V_{in} = 220\sqrt{2} \sin(2\pi \times 60t) V$

인버터의 LC : $L = 2mH$ $C = 15nF$

Blocking Capacitance : $C_b = 0.1\mu F$

Switch Capacitance : $C_s = 3nF$

형광등의 점등 전 저항 : $R_{ph} = 2000\Omega$

형광등의 점등 후 저항 : $R_{run} = 312\Omega$

예열시 스위칭 주파수 : $f_{ph} = 42.8kHz$

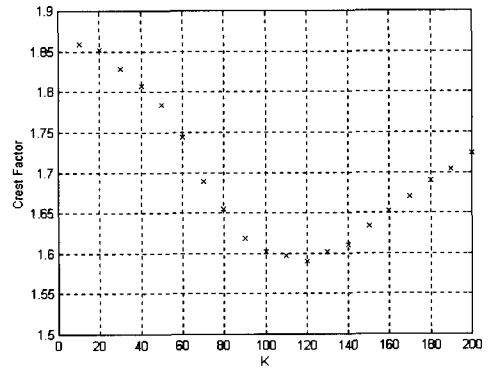


그림 12 이득 K 와 파고율의 관계

Fig. 12 Relation of K and crest factor

점등시 스위칭 주파수 : $f_{ign} = 38.5kHz$

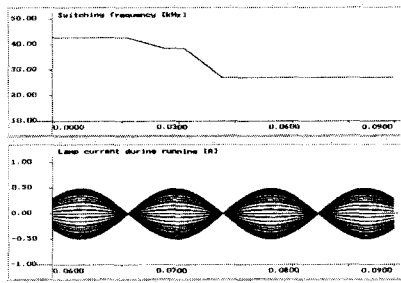
PFM 없을 시 발광 주파수 : $f_{run} = 27kHz$

PFM 시 발광 주파수 : $f_{control} = 24kHz \sim 37kHz$

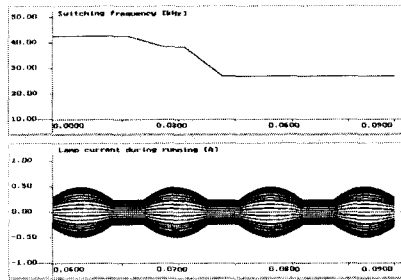
이득 K : $K = 83.5$

모의 실험은 형광등을 포함한 공진 회로를 한 조로, 20조를 인버터에 달고 수행하였다. 여기서는 PFC가 있는 경우와 없는 경우, PFM을 하는 경우와 하지 않는 경우로 나누어 비교하였다. 그림 13에 그려진 모의 실험 파형의 위의 창은 스위칭 주파수의 제적, 아래 창은 발광시의 형광등 전류이다. 먼저 PFC가 없고 PFM도 행하지 않는 경우는 그림 13(a)와 같은 전류가 형광등에 흐른다. 이 경우의 파고율은 2.04이다. 그림 13(b)는 PFC가 있지만 PFM을 하지 않는 경우이다. 전류가 50% 벨리-필 되어 있음을 볼 수 있으며, 파고율은 1.94이다. 따라서 PFC는 약간의 파고율을 줄이는 효과가 있으나 1.7 이하로 낮출 수 없음을 알 수 있다. 다음은 PFC를 제거하고 PFM을 행한 것으로서, 그림 13(c)와 같이 형광등 전류가 벨리-필 되어있지 않지만, 그림 13(b)의 경우보다 완만해졌음을 볼 수 있다. 이때의 파고율은 1.94이다. 마지막으로 본 논문에서 제안한 방법인 PFC를 달고 PFM을 행한 경우는 그림 13(d)와 같이 형광등 전류의 최고치와 최저치의 차이가 많이 줄어든 전류를 얻을 수 있으며, 파고율은 1.63으로, 제안한 PFM 기법을 사용하면 파고율을 1.7 이하로 줄일 수 있다.

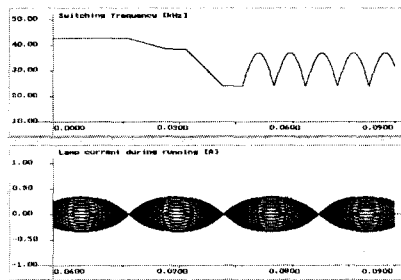
제안한 방법을 이용할 때의 발광시 주파수 변동에도 항상 ZVS-On이 이뤄지고 있음을 그림 14의 시물레이션 결과를 통하여 확인하였다.



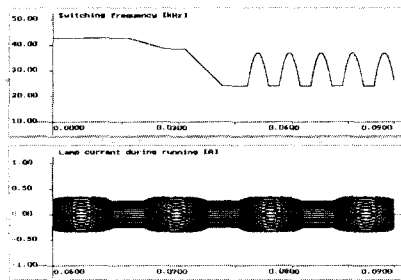
(a)



(b)

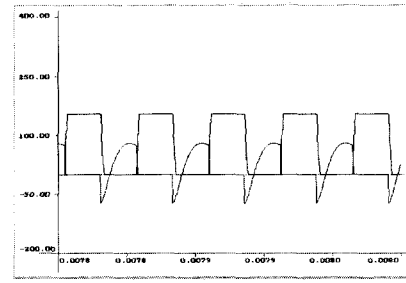


(c)

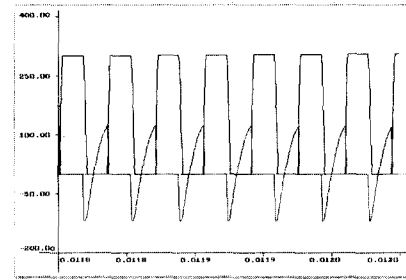


(d)

그림 13 시동 시나리오의 주파수 변동(kHz)과 발광시의 형광등 전류(A); (a) PFC과 PFM을 모두 사용하지 않는 경우; (b) PFC만 사용하는 경우; (c) PFM만 사용하는 경우; (d) PFC과 PFM을 모두 사용하는 경우
 Fig. 13 Frequency variation(kHz) during starting scenario and lamp current(A) during running ; (a) without PFC and PFM scheme ; (b) only with PFC; (c) only with PFM scheme (d) with PFC and PFM scheme



(a)



(b)

그림 14 제안한 방법을 이용할 때의 발광시의 스위치 전압 (V)과 전류($\times 0.05A$); (a)최저 주파수 대역 (24kHz); (b)최고 주파수 대역(37kHz)
 Fig. 14 Switch voltage(V) and current($\times 0.05A$) during running when using the proposed scheme; (a) at lowest frequency; (b) at highest frequency

6. 실험

실험에 쓰인 파라미터는 모의실험과 동일하게 하였으며, FL40SIGN(40W) 형광등과 LC를 한 조로 20조를 인버터에 병렬로 연결하였다.

모의 실험과 같이 네 가지로 나누어 비교하였다. 먼저 PFC가 없고 PFM도 행하지 않는 경우는 그림 15(a)와 같은 전류가 형광등에 흐른다. 이 때의 파괴율은 약 2.1이다. 그림 15(b)는 PFC가 있지만 PFM을 하지 않는 경우이다. 전류가 50% 벨리-필 되어 있음을 볼 수 있으며, 파괴율은 1.9이다. 이 두 결과로써, PFC는 파괴율을 약간 줄이지만 1.7 이하로 낮출 수 없음을 실험으로 확인하였다.

다음은 PFC를 제거하고 PFM을 행한 것으로서, 그림 15(c)와 같이 벨리-필 되어있지 않지만, 그림 15(b)의 경우보다 완만하였음을 볼 수 있다. 이 때의 파괴율은 1.8이다. 제안한 방법인, PFC를 달고 PFM을 행한 경우는 그림 15(d)와 같이 형광등 전류의 최고치와 최저치의 차이가 많이 줄어든 전류를 얻을 수 있으며,

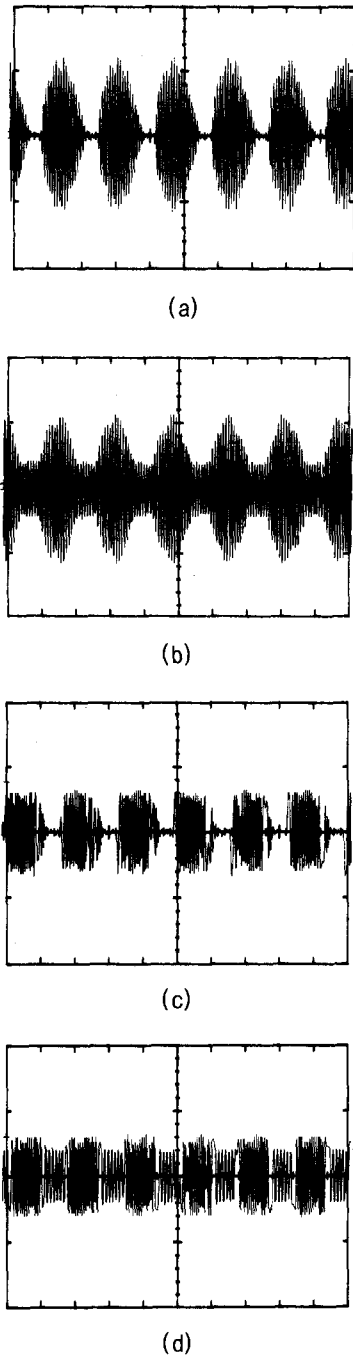


그림 15 실험 결과 발광시의 형광등 전류 (0.5ms/div., 0.5A/div.); (a) PFC과 PFM을 모두 사용하지 않는 경우; (b) PFC만 사용하는 경우; (c) PFM만 사용하는 경우; (d) PFC과 PFM을 사용하는 경우(제안한 방법)
 Fig. 15 Experimental results of lamp current during running (0.5ms/div., 0.5A/div.); (a) without PFC and PFM scheme; (b) only with PFC; (c) only with PFM scheme; (d) with PFC and PFM scheme

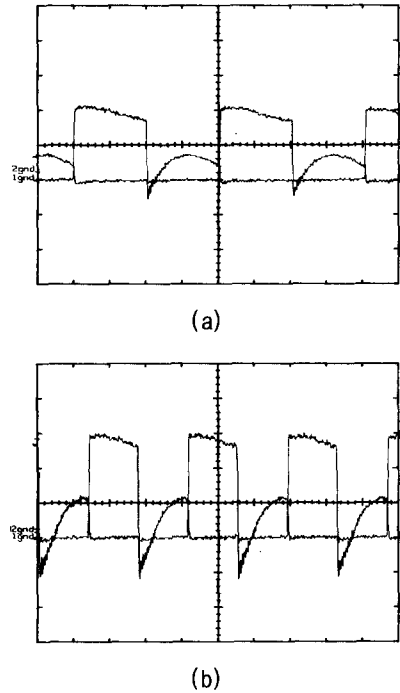


그림 16 제안한 방법을 이용할 때의 발광시의 스위치 전압과 전류 (10 μ s/div., 5A/div., 100V/div.); (a) 낮은 주파수 대역; (b) 높은 주파수 대역
 Fig. 16 Switch voltage and current during running when using the proposed control scheme (10 μ s/div., 5A/div., 100V/div.); (a) at low frequency; (b) at high frequency

파고율은 1.6으로, 제안한 PFM 기법을 사용하면 파고율을 1.7 이하로 줄일 수 있음을 확인하였다.

발광시 주파수 변동에도 항상 ZVS-On이 이뤄지고 있음을 그림 16의 실험 결과를 통하여 확인하였다.

7. 결 론

본 논문에서는, 형광등 안정기의 동작에 대하여 자세히 고찰하였으며, PFC로부터 얻은 50% 벨리-필 전압 파형을 이용하는 PFM 방식으로 파고율을 줄이는 새로운 제어 기법을 제시하였다.

또한, 모의 실험과 실험을 통하여 파고율을 1.6까지 감소시키고, 발광시 주파수 변동에도 항상 ZVS-On을 보장함을 보임으로써, 제안한 기법의 타당성을 검증하였다. 제안한 기법은 복잡한 회로의 추가 없이 간단히 적용할 수 있는 특징이 있다.

참 고 문 헌

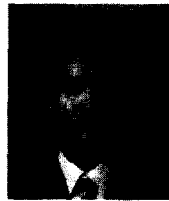
- [1] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2/e, Wiley, 1995.
- [2] M. K. Kazimierczuk, D. Czarkowski, *Resonant Power Converter*, Wiley, 1995.
- [3] M. C. Cosby, Jr., R. M. Nelms, "A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 41 No. 4, pp. 418-425, Aug. 1994.
- [4] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 3 No. 2, pp. 174-182, Aug. 1988.
- [5] P. N. Wood, "Fluorescent Ballast Design Using Passive PFC and Crest Factor Control," *IEEE IAS'98*, pp. 2076-2081, 1998.
- [6] Th. J. Ribarich, J. J. Ribarich, "A New Model for High-Frequency Electronic Ballast Design," *IEEE IAS'97*, pp. 2334-2339, 1997.
- [7] M. K. Kazimierczuk, W. Szaraniec, "Class-D zero-voltage-switching inverter with only one shunt capacitor," *IEE Proc.-B*, Vol. 139, No. 5, pp. 449-456, Sep. 1992.
- [8] J. Ribas, et al., "Design Considerations for Optimum Ignition and Dimming of Fluorescent Lamps Using a Resonant Inverter Operating Open Loop," *IEEE IAS'98*, pp. 2068-2075, 1998.
- [9] L. R. Nerone, "A Mathematical Model of the Class D Converter for Compact Fluorescent Ballasts," *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 10, No. 6, pp. 708-715, 1995.

저 자 소 개



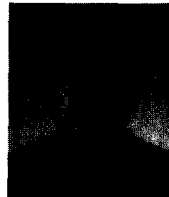
송주호(宋周濂)

1977년 1월 11일생. 1999년 고려대 전기공학과 졸업. 1999년 3월~현재 고려대 대학원 전기공학과 석사과정, 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 학생연구원.



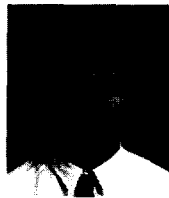
이동윤(李東潤)

1968년 8월 19일생. 1998년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 학생연구원.



송중호(宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1995년~1996년 미국 Wisconsin Univ. 객원연구원. 1982년~1985년 이화전기 개발실. 1985년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원.



최주엽(崔宙燁)

1961년 2월 11일생. 1983년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 미국 Texas Univ. 졸업(석사). 1994년 미국 Virginia Tech. 제어공학과 졸업(박사). 1983년~1988년 이화전기 개발실. 1994년~1995년 Virginia Tech. Post Doc. 1995년~2000년 2월 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 선임연구원. 2000년 3월~현재 광운대 전자정보통신공학부 조교수. 당 학회 편집위원.



최익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원.



임모택(林敏澤)

1963년 3월 26일생. 1985년 고려대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 미국 Rutgers Univ. 졸업(석사). 1994년 미국 Rutgers Univ. 졸업(박사). 1994년 7월~1995년 2월 삼성종합기술원 Mechatronics 연구실 선임연구원. 1995년 3월~1996년 8월 창원대학교 제어계측공학과 전임강사. 1996년 9월~현재 고려대학교 전기전자전파공학부 부교수.