

LED 교통 신호등의 구동 회로 설계 및 특성

(Design and characteristics of operating circuit for the LED Traffic Signal Lamp)

노경호 · 임병노 · 박종연

(Kyung Ho No · Byoung No Lim · Jong Yeun Park)

Abstract

In this paper, LED traffic signal lamp's operating circuit using Flyback converter and PFC IC has been presented. Most power conversion circuits use PFC IC for Power Factor Correction. The design parameter's value of Flyback converter has been proposed and the error amplifier which regulates the output voltage has been designed. Besides, the under voltage protection circuit and the over voltage protection circuit for protecting the operating circuit from unbalance of common electric power source and the temperature compensation circuit for fixed optical output power have been proposed.

1. 서론

현재 신호등의 광원으로 사용하고 있는 백열전구는 필라멘트를 가열하여 빛을 발생시킴으로써 연색성이 좋은 장점이 있지만 낮은 발광 효율, 짧은 수명, 잦은 유지보수에 따른 관리비용 증가와 교통장애 유발, 팬텀 효과에 의한 나쁜 시감특성이라는 단점을 지니고 있다[1],[6].

이러한 단점을 보완하기 위해서 사용되는 LED는 특정 파장대의 단색광을 발광하므로 기존 백열전구식 신호등에 비해 시인성이 좋고, 80%이상의 에너지 절약이 가능하다. 또한 긴 수명으로 유지보수비용의 절감 및 교통환경 개선 효과가 크다[7]. 그러나 LED는 주변온도가 상승함에 따라 광출력이 변하는 단점을 가지고 있다 [2].

본 논문에서는 일정 광출력을 내기 위한 새로운 온도 보상 회로를 추가한 LED 교통 신호등 구동회로를 제안하였다. 제안된 구동 회로는 Flyback 컨버터 구조에 한 개의 PFC IC로 회로를 간단하게 구성하여 역률, THD(Total Harmonic Distortion), 효율 등의 문제를 동시에 해결하고자 하였다.

2. 회로 구성 및 설계

2.1. 역률 개선 회로

기존 역률에 대한 정의는 순수한 정현파 신호에 있어서 전압과 전류가 갖는 위상차를 θ 라고 할 때 $\cos\theta$ 로 정의된다. 그러나 입력 단에 전파정류와 평활용 커패시터가 사용되었다면 그림1의 전압에 대하여 입력전류는 그림1과 같다.

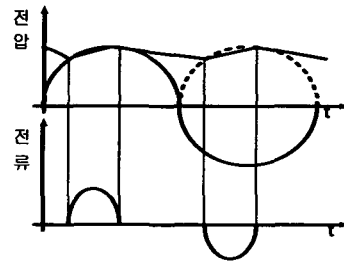


그림 1. 입력 전압과 펄스 형태의 전류
Fig. 1. Input voltage and pulse current

역률(Power Factor)은 전압과 전류의 위상과 입력 전류의 Distortion 즉, THD(Total Harmonic Distortion) 정도에 따라 결정되어 진다. PF는 THD와 $\cos\theta$ 와 관련하여 다음과 같이 정의 되어 진다.

$$PF = \frac{\cos\theta}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

입력 전류가 펄스형태이면 많은 고조파를 포함하게 되고 고조파는 무효전류를 발생시키게 되며, 이 주기적인 무효전류로 인해서 실효전력의 양은 감소하게 된다. 이러한 문제점으로 인해 PFC(Power Factor Correction) 회로가 사용된다.

LED 교통 신호등은 15~20W로 동작하므로 본 논문에서는 100W 이하에서 역률이 95%이상이며 가격이 저렴하고 적은 부품을 필요로 하며 제작 복잡도가 낮은 능동 single stage PFC 회로를 사용하였다 [3].

능동 one-stage PFC 방식은 대부분의 저 전력 power supply 산업에서 많이 사용되고 있으며 1개의 컨트롤 IC를 사용한다는 장점을 가지고 있다.

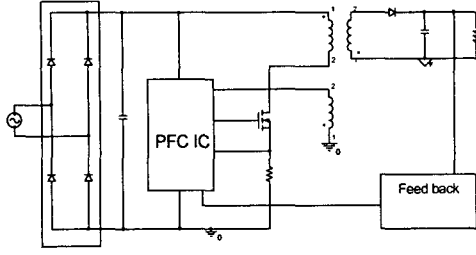


그림 2. 능동 single-stage PFC 회로
Fig. 2. The active single-stage PFC circuit

2.2. Flyback 컨버터 설계 방법

본 논문에서 Flyback 컨버터는 능동 single stage PFC에 의해서 생성된 전파전압을 LED 교류신호등 구동 전압으로 변환하기 위해 사용되었다.

Flyback 컨버터 트랜스포머 설계 절차는 다음과 같다.

먼저 설계하고자 하는 시스템의 V_{max} , V_{min} , 전원 주파수, 스위칭 주파수(fs), 효율 (η), Duty max, 출력 전압(V_O), 출력 전류(I_O), 보조권선 출력 전압(V_a), 보조 권선 출력 전류(I_a), 출력 다이오드 drop voltage (V_{Od}), 보조권선 다이오드 drop voltage (V_{ad})를 설정한다.

입력 전력은

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (1)$$

과 같고 입력 전류는 식(1)과 V_{min} 를 이용하여 식(2)로 구할 수 있다.

$$I_{n(pk)} = \frac{2 \times P_i}{0.6 \times V_{min}} \quad (2)$$

입력 rms 전류는 식(2)에서 구한 입력 전류와 Duty를 이용하여 식(3)으로 구할 수 있다.

$$I_{n(rms)} = I_{n(pk)} \times \sqrt{\frac{Duty}{3}} \quad (3)$$

Reflected 전압은 주권선에서 보이는 2차측 전압으로써 V_{min} 과 Duty를 이용하여 식(4)로 구할 수 있다.

$$V'_o = \frac{\sqrt{2} \times V_{min} \times Duty}{0.9 - Duty} \quad (4)$$

MOSFET 양단 전압은 V_{max} , V_O 를 이용하여 식(5)와

같이 구할 수 있다.

$$V_{ds(max)} = \sqrt{2} V_{max} + V_O \quad (5)$$

트랜스포머 주권선의 인덕턴스 값은 식(1)과 (2)에 의해 식(6)으로 구할 수 있다.

$$L_p = \frac{2.5 \times P_i}{(I_{n(pk)})^2 \times F_s \times 10^{-6}} [H] \quad (6)$$

Core는 EI2519를 사용하였으며 재질은 PL-9이고 $A_e = 39.7mm^2$ 이다.

공극(gap)은 식(2)와 A_e 를 이용하여 식(7)과 같이 구해진다.

$$gap = \frac{L_p \times (I_{n(pk)})^2 \times 4 \times \pi \times 10^{-7}}{(FDSF \times B_{sat})^2 \times A_e \times 10^{-6}} [mm] \quad (7)$$

여기서 FDSF는 Flux density safety factor로써 0.5로 정하고 B_{sat} 도 0.5로 한다.

주권선의 턴 수는 식(6)과 식(7), A_e 를 이용하여 식(8)과 같이 구해진다.

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p \times gap}{5 \times \pi \times 10^{-1} \times A_e}} \quad (8)$$

2차측 권선의 턴 수는 식(8)과 V_O , V_{Od} , Duty, V_{min} 를 이용해서 식(9)와 같이 구한다.

$$N_s = \frac{N_p \times (V_O + V_{Od}) \times Duty}{V_{min} \times 0.5} \quad (9)$$

보조권선 턴 수는 식(8)과 V_a , V_{ad} , Duty, V_{min} 를 이용해서 식(10)과 같이 구해진다.

$$N_{aux} = \frac{N_p \times (V_a + V_{ad}) \times Duty}{V_{min} \times 0.5} \quad (10)$$

위와 같은 절차로 구해진 설계 값은 표 1과 같다.

2.3. 과전압 보호 회로

일정 전압 이상에서 시스템의 동작을 멈추게 하는 회로로써 서지성 전압으로부터 시스템을 보호하는데 목적이 있다.

입력 전압이 일정 전압 이상이 되면 R2의 전압도 설

정된 값 이상이 되어 U1(TL431)의 Cathode에서 Anode로 전류가 흐른다. 이 때 U1 양단의 전압이 IC 동작 전압보다 낮아져 시스템이 동작을 멈추게 된다. Vcc와 R3은 PFC IC의 전원을 증가한 것이다. U1은 TL431로서 Programmable Shunt Regulator이다. 내부에 2.5V Reference 전원은 Reference 단자의 전압(R2전압)과 비교되어 내부의 비교기 출력을 High or low로 출력한다. 출력에 의해 내부 Tr의 동작도 on/off 상태가 되고 이 때 Cathode에서 Anode로 전류가 조절된다 [5].

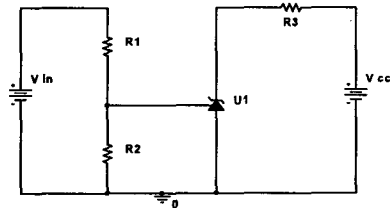


그림 3 . 과전압 보호 회로
Fig. 3. Over voltage protection circuit

표 1. Flyback 컨버터 설계값
Table 1. The Flyback converter design value

V_{max}	265V
V_{min}	85V
전원 주파수	60Hz
스위칭 주파수(fs)	150kHz
효율 (η)	75%
Duty max	0.35
출력 전압(V_o)	26V, 350mA
출력 전류(I_o)	
보조권선 출력 전압(V_a)	12V, 100mA
보조권선 출력 전류(I_a)	
출력 다이오드 drop voltage (V_{od})	0.8V
보조권선 다이오드 drop voltage (V_{ad})	0.8V
입력 전력	13.7W
입력 전류	0.457A
입력 rms 전류	0.156A
Reflected 전압	76.5V
MOSFET 양단 전압	451V
주권선 인덕턴스 L_p	1.092mH
core , 재질, A_e	EI2519, PL-9 39.7mm ²
공극(gap)	115 × 10 ⁻³ mm
주권선 턴수 N_p	16
2차권선 턴수 N_s	8
보조권선 턴수 N_a	4

2.4. 저 전압 보호회로

시스템을 일정 전압 이상에서 동작시키는 데에 목적이 있다.

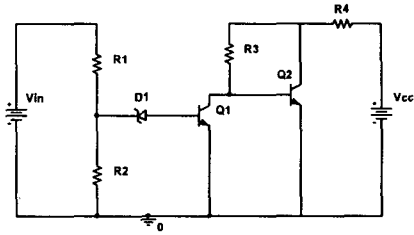


그림 4 . 저 전압 회로
Fig. 4. Under voltage protection circuit

Vcc와 R4는 PFC IC의 전원부를 증가한 것이다. Q2의 상태에 따라 IC의 동작 여부가 결정된다. 일정전압 이하에서는 제너다이오드 D1은 off 상태 이고 Q1 또한 off 상태이다. Q2는 R3의 self-bias에 의해 on 상태를 유지하여 Q2양단의 전압을 IC 구동 전압 이하로 만든다. 일정 전압 이상이 되었을 경우 제너 다이오드 D1의 Cathode에서 Anode로 전류가 흐르고 Q1이 on된다. 전까지 R3을 통해 Q2로 공급되던 전류는 Q1로 흐르게 되고 Q2상태는 off가 된다. 이 때 부터 IC의 동작 전압이 생성되어 IC가 동작하게 된다.

2.5. 온도 보상 회로

LED의 광도는 주변 온도가 상승함에 따라 감소하는 특징을 가지고 있다. KS규격을 살펴보면 'LED 교통 신호등은 -30℃ ~ 70℃에서 상온의 광도 밝기의 ±20%를 유지해야 한다'라는 내용을 포함하고 있다[1],[4].

본 절에서는 온도 변화에 따른 광도 변화가 없는 온도 보상회로를 알아보도록 한다. 온도보상회로에는 부 온도 계수를 갖는 NTC 서미스터를 사용한다.

NTC 서미스터의 온도-저항특성은 그림 5와 같다.

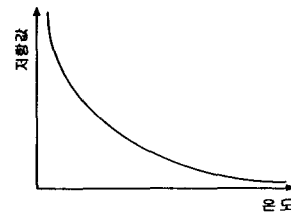


그림 5. NTC의 온도 - 저항특성 [8]
Fig. 5. Temperature - Resistance Characteristic of NTC [8]

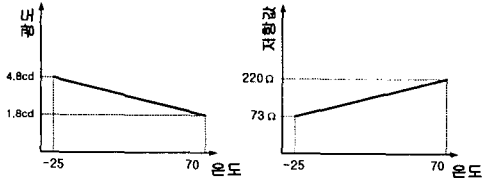


그림 6. LED 온도 - 광도, 저항 특성
Fig. 6. Temperature - luminous intensity, Resistance Characteristics of LED

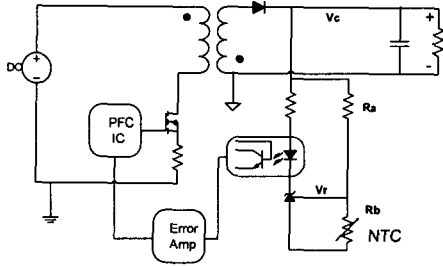


그림 7. 기존의 온도보상회로 I
Fig. 7. The conventional temperature compensation circuit I

그림 7은 기존의 Flyback 컨버터 구조이다. 2차측은 LED 교통신호등, 정류 다이오드, 평활 커패시터, Photo coupler 그리고 2차측 전압 regulation에 사용되는 Programmable shunt regulator (TL431)로 이루어져 있다. 온도센서인 서미스터 NTC를 TL431의 기준전압을 결정하는 저항으로 사용한다.

TL431의 기준전압은 식(11)에 의해 결정된다.

$$V_r = \frac{R_b}{R_a + R_b} \times V_c \quad (11)$$

Reference 단자의 전압을 내부 기준 전압인 2.5V와 비교하여 Cathode에서 Anode로의 도통 상태를 결정한다. Reference 단자의 전압(V_r)이 커지면 Cathode에서 Anode로 short가 되어 Photo diode로 전류가 흐른다. 이 때 Photo transistor 양단 전압이 작아져 Error Amp 입력 전압의 값이 상승한다. 반대 경우 Reference 전압이 2.5V보다 작게 되면 Cathode에서 Anode로 open 상태로 되고 Photo transistor 양단 전압이 커져 Error Amp 입력 전압의 값이 하강한다. Error Amp는 입력 전압의 크기에 따라 스위칭 듀티를 조절한다. 이 과정을 반복하면서 온도에 해당하는 전압과 전류가 LED 교통신호등에 인가된다.

이 회로의 단점은 온도 보상을 주변온도에만 의존하여 온도보상을 함으로 그림 6과 같은 특징을 갖는 LED의 고장 및 파손 상태에 따른 부하 전류의 변화에 의한 광 출력의 변동을 예측 할 수 없는 데에 있다.

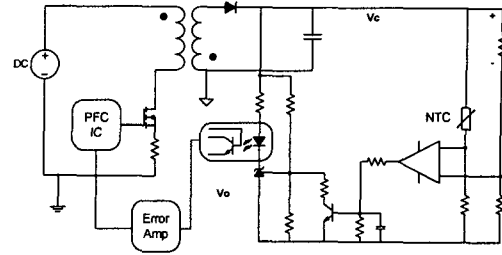


그림 8. 기존의 온도보상회로 II
Fig. 8. The conventional temperature compensation circuit II

그림 8의 회로는 온도보상을 함에 있어 주변온도와 부하전류를 모두 고려하였다. 온도변화는 NTC를 이용하여, 부하에 흐르는 전류는 직렬로 연결된 저항에 걸리는 전압으로 센싱 하여 비교기를 통해 비교하게 된다. 비교기의 출력은 트랜지스터의 on/off를 결정하고 이는 TL431의 기준 전압의 변화를 가져와 그림 7의 회로와 같은 원리로 온도를 보상하게 된다.

이 회로의 단점은 비교기에 의해 비교되는 전압이 매우 작다는 것이다. 부하 전류를 센싱 하기 위해서 부하 출력 전압에 영향을 주지 않을 만큼 작은 저항으로 전압을 센싱 하는데 그 값이 매우 작다. 이 전압과 비교될 전압도 이와 비슷한 값을 유지하여야 하고 또한 NTC 저항값 변화에 따른 영향도 고려하여야 함으로 저항값의 선정에 어려움이 있다.

본 논문에서 제안한 회로는 그림 9와 같다.

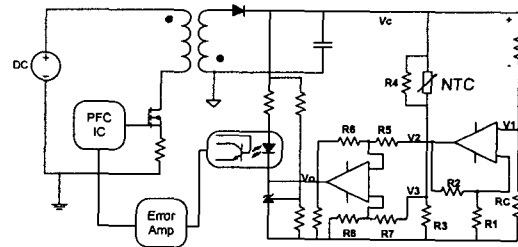


그림 9. 제안한 온도보상회로
Fig. 9. The proposed temperature compensation circuit.

제안한 회로는 그림 7,8의 구조를 수정한 것으로 각 회로의 단점을 보완하였다.

제안한 회로는 주변 온도의 변화와 부하 전류의 변화를 센싱 받아 온도보상을 하였다. 또한 센싱된 전압을 op-amp를 이용한 증폭된 값으로 비교함으로써 저항값 선정이 용이하고 비교가 수월하다.

서미스터 NTC의 변화 값은 R3의 전압(V_3)으로, LED 교통신호등으로 흐르는 전류의 변화 값은 RC의 전압(V_1)으로 센싱 하였다.

온도보상회로의 출력 전압 (V_o)은 식(12)~(14)로 구할 수 있다.

$$V_2 = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \times V_1 \quad (12)$$

$$V_3 = \frac{R_3}{R_4 // NTC + R_3} \times V_c \quad (13)$$

$$V_o = (1 + \frac{R_6}{R_5}) (\frac{R_8}{R_7 + R_8}) \times V_3 - \frac{R_6}{R_5} \times V_2 \quad (14)$$

이렇게 구해진 V_o 는 TL431의 Cathode 전압이 되고 V_c 와의 레벨 차이에 따라 Photo diode로의 전류 흐름이 제어된다. 만약 온도가 올라가 LED의 광도가 감소하고 V_c 값이 하강 하게 되면 온도보상회로에 의해 V_o 의 값은 V_c 값과 같게 설정되고 Photo diode로 전류의 흐름을 중지시킨다. 이 신호는 Error amp의 입력 전압을 작게 하여 스위칭 듀티를 증가시킨다. 그 결과 V_c 값을 상승시켜 일정한 광출력을 유지하게 된다. 반대로 온도가 내려가게 되면 V_c 값은 상승하며 V_o 값과 레벨차이가 커져 Photo diode로의 전류가 많이 흐른다. 이는 Feedback 신호가 많음을 의미하며 스위치의 듀티를 감소시키게 된다. 그 결과 V_c 값을 낮게 하여 일정한 광출력을 유지한다.

3. 온도 보상 회로 실험 결과

그림 9에서 제안한 온도 보상회로를 이용한 LED 교통 신호등의 광출력 결과는 그림 10과 같다.

기존 회로 I은 -30°C 에서 250cd, 70°C 에서는 430cd로써 $\pm 30\%$ 이상의 보상 범위가 정해지므로 상온 광도의 $\pm 20\%$ 인 KS 규격을 만족하지 않는다.

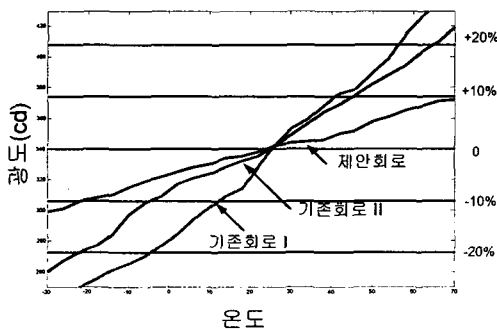


그림 10. 온도 보상 실험 결과

Fig. 10. The result of temperature compensation experiment

기존 회로 II는 -30°C 에서 260cd, 70°C 에서는 420cd로써 KS 보상 규격인 $\pm 20\%$ 에 약간 모자르다.

제안된 회로는 광도 보상 범위가 $\pm 10\%$ 로써 KS 규격을 충분히 만족하는 것으로 나타났다 [4].

4. 결 론

본 논문에서는 온도 변화에 따른 정광출력을 내는 온도보상회로를 제시하였다. 제안한 회로는 기존 2개의 회로보다 더 작은 $\pm 10\%$ 의 온도보상 범위를 갖는다. 그 외 저 전압 보호 회로와 과전압 보호 회로를 추가함으로써 불규칙적인 전원전압으로부터 시스템을 보호하였다.

참 고 문 헌

- (1) 에너지 절약형 LED 교통신호등 규격연구 및 시스템 개발, 2002.4.10, 산업자원부
- (2) 에너지 절약형 LED 신호등 구동회로 설계에 관한 연구, 정학근, 정봉만, 유승원, 박석인, 1999년 대한전기학회 하계학술대회 논문집 1999년, 99권, P3144-3146
- (3) Manufacturing and Cost Analysis of Power Factor Correction Circuits, Bahman Sharifipour, J.S. Huang, and Peter Liao, Laszlo Huber and Milan M. Jovanovic, 1998, IEEE,
- (4) LED 교통 신호등 KS 규격, KS C 7528-2002
- (5) TL431 datasheet, FAIRCHILD
- (6) 고휘도 LED를 이용한 조명제품 개발에 관한 연구, 전남 대학교 광응용기술연구소
- (7) LED를 이용한 광파이버조명시스템의 집광효율 형상에 관한 연구, 박준석, 김완호, 박재영, 여인선, 2001년 대한전기학회 하계학술대회 논문집 2001년
- (8) Thermistor(NTC, PTC Thermistor), 포항공과대학교, 이상철