



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2013-0015845  
(43) 공개일자 2013년02월14일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H05B 37/02 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2011-0078122

(22) 출원일자 2011년08월05일

심사청구일자 2011년08월05일

(71) 출원인

주식회사 동부하이텍

서울특별시 강남구 테헤란로 432 (대치동)

(72) 발명자

황종태

서울특별시 강남구 역삼로 314, 302동 1004호 (역삼동, 개나리 푸르지오)

정문상

서울특별시 성동구 성수1가2동 705 우방1차아파트 609호

김대호

서울특별시 성동구 뚝섬로3길 17, 뉴타운 오피스텔 311호 (성수동1가)

(74) 대리인

제일특허법인

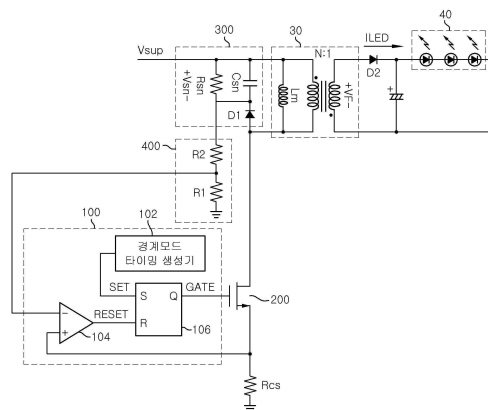
전체 청구항 수 : 총 18 항

(54) 발명의 명칭 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로

**(57) 요약**

종래의 플라이백 컨버터(flyback converter)에 기반을 둔 전형적인 절연형 LED 램프 구동회로는, 추가적인 2차측 전류 센스 회로와 옵토-커플러와 같은 절연 소자가 필요하기 때문에, 전체 시스템의 부피가 커질 뿐만 아니라, 제조 단가가 상승한다는 문제가 있다. 최근의 추세는 2차측 부가회로 없이 전류를 제어하는 기법뿐만 아니라, 2차측 전류가 입력전압과 같은 형태가 되도록 함으로써 위상차가 최소가 되도록 하여 역률(power factor) 개선 기능을 필요로 한다. 또한, 도통각(firing angle) 제어형 조광기(dimmer)에 대응해서 조도가 제어되도록 하는 기능이 추가적으로 요구되고 있다. 이에 본 발명의 실시예에서는, 역률이 개선되고, 전원 도통각 제어에 따라 밝기를 변화시킬 수 있으며, 2차측에 부가회로 없이도 2차측 전류를 전원의 변동이나 부하의 변화에 관계 없이 안정적으로 제어할 수 있는 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로를 제안하고자 한다.

**대표도 - 도4**



**특허청구의 범위**

**청구항 1**

트랜스포머의 1차측에 연결되어 과전압 또는 과전류를 방지하는 스너버 회로부와,

상기 스너버 회로부의 스너버 전압을 감지하고, 감지되는 스너버 전압에 비례하는 기준전압을 생성하는 스너버 전원 감지부와,

소스 단이 스위칭 전류 센싱용 저항기와 연결되고, 드레인 단이 상기 스너버 회로부와 연결되어 임의의 논리신호에 대응하여 온 또는 오프 동작되는 스위칭부와,

상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 스너버 전원 감지부를 통해 제공되는 상기 기준 전압을 비교하고, 비교 결과에 따라 하이 신호 또는 로우 신호의 논리신호를 상기 스위칭부로 제공하여 상기 트랜스포머의 2차측 전류가 일정하게 유지되도록 상기 스위칭부를 제어하는 제어부를 포함하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 2**

제 1 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 스위칭부를 온시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류를 증가시킨 후 상기 스위칭부를 오프시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 감소되어 0A에서 종료되도록 제어하는 경계모드 제어를 수행하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 3**

제 2 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 0A일 때 셋(set) 신호를 발생하는 경계모드 타이밍 생성기와,

상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따른 논리신호를 출력하는 비교기와,

상기 비교기의 논리신호에 따라 셋 또는 리셋되어 하이 또는 로우의 출력신호를 발생하는 래치 회로기를 포함하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 4**

제 1 항에 있어서,

상기 스너버 전원 감지부는,

제1저항기와 제2저항기를 포함하며, 상기 스너버 회로부의 스너버 캐패시터의 전압을 감지하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 5**

제 4 항에 있어서,  
상기 스너버 전압은,

수학식  $V_{sn} = V_{sup} + N \cdot VF$  로 표현되며,

상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $VF$ 는 상기 트랜스포머의 2차측 전압인 것을 특징으로 하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

### 청구항 6

제 4 항에 있어서,  
상기 기준전압은,

수학식  $V_{ref} = \frac{R1}{R1 + R2} (V_{sup} + N \cdot VF) = K1 \cdot (V_{sup} + N \cdot VF)$  로 표현되며,

상기  $R1$ 은 상기 제1저항기의 저항, 상기  $R2$ 는 상기 제2저항기의 저항, 상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $VF$ 는 상기 트랜스포머의 2차측 전압인 것을 특징으로 하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

### 청구항 7

제 1 항에 있어서,  
상기 트랜스포머의 2차측 전류는,

수학식  $I_{LED} = 0.5 \times N \cdot K1 \cdot \frac{V_{sup}}{Rcs}$  로 표현되며,

상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $Rcs$ 는 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기의 저항인 것을 특징으로 하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

### 청구항 8

트랜스포머의 1차측에 연결되어 과전압 또는 과전류를 방지하는 스너버 회로부와,

상기 스너버 회로부의 스너버 전압을 감지하고, 감지되는 스너버 전압에 비례하는 전압을 생성하는 스너버 전원 감지부와,

소스 단이 스위칭 전류 센싱용 저항기와 연결되고, 드레인 단이 상기 스너버 회로부와 연결되어 임의의 논리신호에 대응하여 온 또는 오프 동작되는 스위칭부와,

입력되는 전원전압의 피크전압을 검출하여 상기 피크전압에 반비례하는 전원 피크전압을 출력하는 피크전압 조절부와,

상기 피크전압 조절부를 통해 출력되는 전원 피크전압에 반비례하는 전압과 상기 스너버 전압에 비례하는 전압을 곱하여 기준전압을 생성하는 곱셈기와,

상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 곱셈기를 통해 제공되는 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따라 하이 신호 또는 로우 신호의 논리신호를 상기 스위칭부로 제공하여 상기 트랜스포머의 2

차측 전류가 일정하게 유지되도록 상기 스위칭부를 제어하는 제어부를 포함하는 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 9**

제 8 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 스위칭부를 온시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류를 증가시킨 후 상기 스위칭부를 오프시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 감소되어 0A에서 종료되도록 제어하는 경계모드 제어를 수행하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 10**

제 8 항에 있어서,

상기 피크전압 조절부는,

상기 전원 피크전압을 검출하여 상기 곱셈기로 제공하는 피크전압 검출기와,

상기 피크전압 검출기로부터 제공되는 전원 피크전압과 피드백 출력전압을 곱하는 곱셈기와,

상기 곱셈기의 출력에 대응하여 증폭기 출력을 제공하는 피드백 증폭기를 포함하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 11**

제 8 항에 있어서,

상기 피크전압 조절부의 출력은,

$$A_v = \frac{V_{ref1}}{K2 \cdot V_{sup, pk}}$$

수학적 식 로 표현되며,

상기  $V_{sup, pk}$ 는 상기 전원 피크전압이며, 상기  $V_{ref1}$ 은 상기 피크전압 조절부의 기준전압인 것을 특징으로 하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 12**

제 8 항에 있어서,

상기 기준전압은,

$$V_{ref} = V_{ref1} \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{sup} + N \cdot VF}{V_{sup, pk}}$$

수학적 식 로 표현되며,

상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $VF$ 는 상기 트랜스포머의 2차측 전압, 상기  $V_{sup, pk}$ 는 상기 전원 피크전압, 상기  $V_{ref1}$ 은 상기 피크전압 조절부의 기준전압인 것을 특징으로 하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 13**

제 8 항에 있어서,

상기 트랜스포머의 2차측 전류는,

$$I_{LED} = 0.5 \times N \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{ref1}}{R_{cs}} \cdot |\sin \phi|$$

수학식 로 표현되며,

상기  $R_{cs}$ 는 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기의 저항, 상기  $V_{ref1}$ 은 상기 피크전압 조절부의 기준전압, 상기  $|\sin \phi|$ 는 상기 전원전압을 상기 전원 피크전압으로 나눈 값인 것을 특징으로 하는 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 14**

제 8 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 0A일 때 셋 신호를 발생하는 경계모드 타이밍 생성기와,

상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따른 논리신호를 출력하는 비교기와,

상기 비교기의 논리신호에 따라 셋 또는 리셋되어 하이 또는 로우의 출력신호를 발생하는 래치 회로기를 포함하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 15**

제 8 항에 있어서,

상기 스너버 전압 감지부는,

제1저항기와 제2저항기를 포함하며, 상기 스너버 회로부의 스너버 캐패시터의 전압을 감지하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

**청구항 16**

트랜스포머의 1차측에 연결되어 과전압 또는 과전류를 방지하는 스너버 회로부와,

상기 스너버 회로부의 스너버 전압을 감지하고, 감지되는 스너버 전압에 비례하는 전압을 생성하는 스너버 전압 감지부와,

소스 단이 스위칭 전류 센싱용 저항기와 연결되고, 드레인 단이 상기 스너버 회로부와 연결되어 임의의 논리신호에 대응하여 온 또는 오프 동작되는 스위칭부와,

입력되는 전원전압의 평균전압을 검출하여 상기 평균전압에 반비례하는 전압 평균전압을 출력하는 평균전압 조절부와,

상기 평균전압 조절부를 통해 출력되는 전압 평균전압에 반비례하는 전압과 상기 스너버 전압에 비례하는 전압을 곱하여 기준전압을 생성하는 곱셈기와,

상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 곱셈기를 통해 제공되는 상기 기준전압을 비교하

고, 비교 결과에 따라 하이 신호 또는 로우 신호의 논리신호를 상기 스위칭부로 제공하여 상기 트랜스포머의 2차측 전류가 일정하게 유지되도록 상기 스위칭부를 제어하는 제어부를 포함하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

### 청구항 17

제 16 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 스위칭부를 온시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류를 증가시킨 후 상기 스위칭부를 오프시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 감소되어 0A에서 종료되도록 제어하는 경계모드 제어를 수행하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

### 청구항 18

제 16 항에 있어서,

상기 평균전압 조절부는,

상기 전원 평균전압을 검출하여 상기 곱셈기로 제공하는 평균전압 검출기와,

상기 평균전압 검출기로부터 제공되는 전원 평균전압과 피드백 출력전압을 곱하는 곱셈기와,

상기 곱셈기의 출력에 대응하여 증폭기 출력을 제공하는 피드백 증폭기를 포함하는

LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로.

## 명세서

### 기술분야

[0001] 본 발명은 LED(Light Emitting Diode) 구동회로에 관한 것으로, 특히 절연형 LED 구동회로에서 전류센서나 옵토-커플러(opto-coupler)와 같은 절연소자 없이도 LED 부하의 변동이나 전원전압의 크기 변동에 영향을 받지 않고 LED 구동을 제어하는데 적합한 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로(flyback converter)에 관한 것이다.

### 배경기술

- [0002] LED 램프는 형광등, 백열등, 삼파장 램프 등과 달리 전력 소모가 적고 수명이 긴 장점이 있다.
- [0003] 일반 가정 내에 공급되는 입력 전원은 교류이기 때문에, 이러한 LED 조명을 구동하기 위해서는 교류를 직류로 변환해 주는 컨버터(converter)가 필요하다.
- [0004] 교류(AC) 입력을 받아 LED를 구동하는 경우, 크게 절연형과 비절연형으로 나눌 수 있다. 절연형의 경우 LED 부하의 접지와 AC 전원 접지 사이를 분리한 것으로 감전의 위험성이 없는 반면, 제조 비용이 증가하는 단점이 발생한다.
- [0005] 도 1은 플라이백 컨버터(flyback converter)에 기반을 둔 전형적인 절연형 LED 램프 구동회로를 소개하고 있다. 플라이백 컨버터는 고압의 스위칭 소자가 하나만 있으면 되므로 구조가 간단하여 저가로 컨버터를 구현할 수 있기 때문에 널리 사용되고 있다.
- [0006] AC 전원은 정류기(rectifier)를 통해 전파 정류된다. 전파 정류된 신호를 필터를 통해 DC로 바꾸어 사용하는 경우도 있으나, 이 경우는 역률(power factor)을 개선하는 별도의 회로가 필요한 경우가 많다.
- [0007] 이 정류된 전원으로부터 절연되어 있는 LED 부하에 에너지를 전송하기 위해 플라이백 컨버터 구조를 사용하고

있다. 플라이백 컨버터는 스위치가 온(on)되어 있는 구간 동안 트랜스포머의 1차측에 보이는 자화인덕터(magnetizing inductance)에 에너지를 저장하고, 스위치가 오프(off)되면 자화 인덕터의 에너지를 트랜스포머의 2차 측 LED 부하로 전달하게 된다.

[0008] 제어기(controller)는 2차측 LED 전류가 원하는 값이 되도록 스위치의 온/오프 동작을 제어하는 역할을 한다. 일반적인 경우, 2차측 전류를 제어하기 위해서 2차측 전류를 감지하여 제어기에 피드백(feedback) 해 주어야 한다. 또한, 1차측과 2차측이 절연되어야 하는 조건이 있으므로 빛으로 신호를 전달하는 옵토-커플러(opto-coupler)와 같은 소자를 사용하여 전류를 피드백 해 주어야 한다. 도 1에서 스너버(snubber)는 스위치가 오프 되었을 때 기생 인덕턴스로 인한 공진 때문에 발생할 수 있는 고압의 스파이크를 억제하는 역할을 한다.

[0009] 이와 같은 구조를 포함함으로써, LED 부하의 변동 및 전원 전압의 변동 등에도 일정하게 LED 전류를 제어할 수 있게 된다.

[0010] 한편, 미국공개특허 US20100141178호(Dimmer control leakage pull down using main power device in flyback converter)에서는, 스위칭 듀티 신호와 1차측에서 2차측으로 전달되는 피크 전류로부터 2차측 전류를 예측하고 그 값의 피크가 공급된 전원전압과 비교함으로써 LED 부하의 변동이나 전원의 변동에 무관하게 LED 전류를 제어하는 구성이 기재되어 있다.

[0011] 그러나, 종래의 플라이백 컨버터에 기반을 둔 전형적인 절연형 LED 램프 구동회로는, 추가적인 2차 측 전류 센스 회로와 옵토-커플러와 같은 절연 소자가 필요하기 때문에, 전체 시스템의 부피가 커질 뿐만 아니라, 제조 단가가 상승한다는 문제가 있다.

[0012] 즉, 절연형 플라이백 컨버터에서 부가적인 회로 없이 2차측 전류를 제어하는 것은 시스템 단가를 줄일 수 있는 핵심적인 기술이라 할 수 있다.

[0013] 최근의 추세는 2차측 부가회로 없이 전류를 제어하는 기법뿐만 아니라, 2차측 전류가 입력전압과 같은 형태가 되도록 함으로써 위상차가 최소가 되도록 하여 역률(power factor) 개선 기능을 필요로 한다. 또한, 도통각(firing angle) 제어형 조광기(dimmer)에 대응해서 조도가 제어되도록 하는 기능이 추가적으로 요구되고 있다.

## 선행기술문헌

### 특허문헌

[0014] (특허문헌 0001) 1. US 20100141178호, Dimmer control leakage pull down using main power device in flyback converter, 2010.06.10

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0015] 이에 본 발명의 실시예에서는, 역률(power factor)이 개선되고, 전원 도통각(firing angle) 제어에 따라 밝기를 변화시킬 수 있으며, 2차측에 부가회로 없이도 2차측 전류를 전원의 변동이나 부하의 변화에 관계 없이 안정적으로 제어할 수 있는 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로(flyback converter)를 제안하고자 한다.

### 과제의 해결 수단

[0016] 본 발명의 실시예에 따른 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로는, 트랜스포머의 1차측에 연결되어 과전압 또는 과전류를 방지하는 스너버 회로부와, 상기 스너버 회로부의 스너버 전압을 감지하고, 감지되는 스너버 전압에 비례하는 기준전압을 생성하는 스너버 전원 감지부와, 소스 단이 스위칭 전류 센싱용 저항기와 연결되고, 드레인 단이 상기 스너버 회로부와 연결되어 임의의 논리신호에 대응하여 온 또는 오프 동작되는 스위칭부와, 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 스너버 전원 감지부를 통해 제공되는 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따라 하이 신호 또는 로우 신호의 논리신호를 상기 스위칭부로 제공하여 상기 트랜스포머의 2차측 전류가 일정하게 유지되도록 상기 스위칭부를 제어하는 제어부를 포함할 수 있다.

[0017] 여기서, 상기 제어부는, 상기 스위칭부를 온시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류를 증가시킨 후 상기 스위칭부를 오프시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 감소되어 0A에서 종료되도록 제어하는 경계모드 제어를 수행할 수 있다.

[0018] 또한, 상기 제어부는, 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 0A일 때 셋(set) 신호를 발생하는 경계모드 타이밍 생성기와, 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따른 논리신호를 출력하는 비교기와, 상기 비교기의 논리신호에 따라 셋 또는 리셋되어 하이 또는 로우의 출력신호를 발생하는 래치 회로를 포함할 수 있다.

[0019] 여기서, 상기 스너버 전원 감지부는, 제1저항기와 제2저항기를 포함하며, 상기 스너버 회로부의 스너버 캐패시터의 전압을 감지할 수 있다.

[0020] 또한, 상기 스너버 전압은, 수학적식  $V_{sn} = V_{sup} + N \cdot VF$  로 표현되며, 상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $VF$ 는 상기 트랜스포머의 2차측 전압인 것을 특징으로 할 수 있다.

[0021] 또한, 상기 기준전압은, 수학적식  $V_{ref} = \frac{R1}{R1 + R2} (V_{sup} + N \cdot VF) = K1 \cdot (V_{sup} + N \cdot VF)$  로 표현되며, 상기 R1은 상기 제1저항기의 저항, 상기 R2는 상기 제2저항기의 저항, 상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $VF$ 는 상기 트랜스포머의 2차측 전압인 것을 특징으로 할 수 있다.

[0022] 또한, 상기 트랜스포머의 2차측 전류는, 수학적식  $I_{LED} = 0.5 \times N \cdot K1 \cdot \frac{V_{sup}}{Rcs}$  로 표현되며, 상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기 Rcs는 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기의 저항인 것을 특징으로 할 수 있다.

[0023] 본 발명의 실시예에 따른 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로는, 트랜스포머의 1차측에 연결되어 과전압 또는 과전류를 방지하는 스너버 회로부와, 상기 스너버 회로부의 스너버 전압을 감지하고, 감지되는 스너버 전압에 비례하는 전압을 생성하는 스너버 전원 감지부와, 소스 단이 스위칭 전류 센싱용 저항기와 연결되고, 드레인 단이 상기 스너버 회로부와 연결되어 임의의 논리신호에 대응하여 온 또는 오프 동작되는 스위칭부와, 입력되는 전원전압의 피크전압을 검출하여 상기 피크전압에 반비례하는 전원 피크전압을 출력하는 피크전압 조절부와, 상기 피크전압 조절부를 통해 출력되는 전원 피크전압에 반비례하는 전압과 상기 스너버 전압에 비례하는 전압을 곱하여 기준전압을 생성하는 곱셈기와, 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 곱셈기를 통해 제공되는 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따라 하이 신호 또는 로우 신호의 논리신호를 상기 스위칭부로 제공하여 상기 트랜스포머의 2차측 전류가 일정하게 유지되도록 상기 스위칭부를 제어하는 제어부를 포함할 수 있다.

[0024] 여기서, 상기 제어부는, 상기 스위칭부를 온시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류를 증가시킨 후 상기 스위칭부를 오프시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 감소되어 0A에서 종료되도록 제어하는 경계모드 제어를 수행할 수 있다.

[0025] 또한, 상기 피크전압 조절부는, 상기 전원 피크전압을 검출하여 상기 곱셈기로 제공하는 피크전압 검출기와, 상기 피크전압 검출기로부터 제공되는 전원 피크전압과 피드백 출력전압을 곱하는 곱셈기와, 상기 곱셈기의 출력에 대응하여 증폭기 출력을 제공하는 피드백 증폭기를 포함할 수 있다.

[0026] 또한, 상기 피크전압 조절부의 출력은, 수학적식  $A_v = \frac{V_{ref1}}{K2 \cdot V_{sup, pk}}$  로 표현되며, 상기  $V_{sup, pk}$ 는 상기 전원 피크전압이며, 상기  $V_{ref1}$ 은 상기 피크전압 조절부의 기준전압인 것을 특징으로 할 수 있다.

[0027] 또한, 상기 기준전압은, 수학적식  $V_{ref} = V_{ref1} \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{sup} + N \cdot VF}{V_{sup, pk}}$  로 표현되며, 상기  $V_{sup}$ 은 상기 LED 구동장치로 제공되는 전원전압, 상기  $VF$ 는 상기 트랜스포머의 2차측 전압, 상기  $V_{sup, pk}$ 는 상기 전원 피크전압, 상기  $V_{ref1}$ 은 상기 피크전압 조절부의 기준전압인 것을 특징으로 할 수 있다.



$$I_{LED} = 0.5 \times N \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{ref1}}{R_{cs}} \cdot |\sin \phi|$$

[0028] 또한, 상기 트랜스포머의 2차측 전류는, 수학적 로 표현되며, 상기  $R_{cs}$ 는 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기의 저항, 상기  $V_{ref1}$ 은 상기 피크전압 조절부의 기준전압, 상기  $|\sin \phi|$ 는 상기 전원전압을 상기 전원 피크전압으로 나눈 값인 것을 특징으로 할 수 있다.

[0029] 또한, 상기 제어부는, 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 0A일 때 셋 신호를 발생하는 경계모드 타이밍 생성기와, 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따른 논리신호를 출력하는 비교기와, 상기 비교기의 논리신호에 따라 셋 또는 리셋되어 하이 또는 로우의 출력신호를 발생하는 래치 회로를 포함할 수 있다.

[0030] 또한, 상기 스너버 전원 감지부는, 제1저항기와 제2저항기를 포함하며, 상기 스너버 회로부의 스너버 캐패시터의 전압을 감지할 수 있다.

[0031] 본 발명의 실시예에 따른 LED 구동장치를 위한 절연형 플라이백 변환회로는, 트랜스포머의 1차측에 연결되어 과전압 또는 과전류를 방지하는 스너버 회로부와, 상기 스너버 회로부의 스너버 전압을 감지하고, 감지되는 스너버 전압에 비례하는 전압을 생성하는 스너버 전원 감지부와, 소스 단이 스위칭 전류 센싱용 저항기와 연결되고, 드레인 단이 상기 스너버 회로부와 연결되어 임의의 논리신호에 대응하여 온 또는 오프 동작되는 스위칭부와, 입력되는 전원전압의 평균전압을 검출하여 상기 평균전압에 반비례하는 전원 평균전압을 출력하는 평균전압 조절부와, 상기 평균전압 조절부를 통해 출력되는 전원 평균전압에 반비례하는 전압과 상기 스너버 전압에 비례하는 전압을 곱하여 기준전압을 생성하는 곱셈기와, 상기 스위칭 전류 센싱용 저항기를 통해 제공되는 전압과 상기 곱셈기를 통해 제공되는 상기 기준전압을 비교하고, 비교 결과에 따라 하이 신호 또는 로우 신호의 논리신호를 상기 스위칭부로 제공하여 상기 트랜스포머의 2차측 전류가 일정하게 유지되도록 상기 스위칭부를 제어하는 제어부를 포함할 수 있다.

[0032] 여기서, 상기 제어부는, 상기 스위칭부를 온시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류를 증가시킨 후 상기 스위칭부를 오프시켜 상기 트랜스포머의 인덕터 전류가 감소되어 0A에서 종료되도록 제어하는 경계모드 제어를 수행할 수 있다.

[0033] 또한, 상기 평균전압 조절부는, 상기 전원 평균전압을 검출하여 상기 곱셈기로 제공하는 평균전압 검출기와, 상기 평균전압 검출기로부터 제공되는 전원 평균전압과 피드백 출력전압을 곱하는 곱셈기와, 상기 곱셈기의 출력에 대응하여 증폭기 출력을 제공하는 피드백 증폭기를 포함할 수 있다.

**발명의 효과**

[0034] 본 발명으로 인해, 절연형 LED 구동회로에서 전류센서나 옵토-커플러와 같은 절연소자 없이도 LED 부하의 변동이나 전원전압의 크기 변동에 영향을 받지 않고 LED 구동을 제어할 수 있고, LED 구동 회로의 역률이 개선되며, 전원 도통각 제어에 따라 밝기를 변화시킬 수 있는 효과가 있다.

**도면의 간단한 설명**

[0035] 도 1은 종래의 절연형 LED 구동장치에 대한 블록 구성도,  
 도 2는 본 발명의 실시예를 설명하기 위한 전형적인 경계모드 제어형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도,  
 도 3은 도 2의 플라이백 변환회로에서 인덕터 전류 및 트랜스포머의 2차측 전류를 나타낸 파형도,  
 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 절연형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도,  
 도 5는 도 4의 절연형 플라이백 변환회로가 적용된 LED 구동장치에 대한 블록 구성도,  
 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 절연형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도,  
 도 7은 도 6의 절연형 플라이백 변환회로에서 입력 전압 도통각 제어에 따른 2차측 출력 전류의 변화를 예시한 파형도,

도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 절연형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도,

도 9 및 도 10은 본 발명의 실시예에 따라 LED 부하의 개수를 달리 적용하였을 때 LED의 평균전류가 일정하게 유지되는 것을 설명하기 위한 파형도,

도 11은 본 발명의 실시예에 따라 위상 제어에 따른 LED 전류의 변화를 설명하기 위한 파형도.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0036] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나 본 발명은 이하에서 개시되는 실시예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 수 있으며, 단지 본 실시예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하고, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다. 명세서 전체에 걸쳐 동일 도면부호는 동일 구성 요소를 지칭한다.
- [0037] 본 발명의 실시예들을 설명함에 있어서 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명의 실시예에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.
- [0038] 또한, 각 블록 또는 각 단계는 특정된 논리적 기능(들)을 실행하기 위한 하나 이상의 실행 가능한 인스트럭션들을 포함하는 모듈 또는 세그먼트의 일부를 나타낼 수 있다. 또한, 몇 가지 대체 실시예들에서는 블록들 또는 단계들에서 언급된 기능들이 순서를 벗어나서 발생하는 것도 가능함을 주목해야 한다. 예컨대, 잇달아 도시되어 있는 두 개의 블록들 또는 단계들은 사실 실질적으로 동시에 수행되는 것도 가능하고 또는 그 블록들 또는 단계들이 때때로 해당하는 기능에 따라 역순으로 수행되는 것도 가능하다.
- [0039] 본 발명은, 절연형 LED 구동회로에서 전류센서나 옵토-커플러와 같은 절연소자 없이도 LED 부하의 변동이나 전원전압의 크기 변동에 영향을 받지 않고 LED 구동을 제어할 수 있고, LED 구동 회로의 역률(power factor)이 개선되며, 전원 도통각(firing angle) 제어에 따라 밝기를 변화시킬 수 있는 효과가 있는 LED 구동 장치 및 이를 위한 절연형 플라이백 변환회로(flyback converter)를 구현하고자 하는 것으로, 이러한 기술 사상으로부터 본 발명의 목적으로 하는 바를 용이하게 달성할 수 있을 것이다.
- [0040] 실시예의 설명에 앞서, 본 발명을 이해하기 위해서는 경계모드(Critical Conduction Mode, CRM) 제어에 기반을 둔 플라이백 변환회로의 2차측 전류 관계식을 분석해 볼 필요가 있다.
- [0041] 경계모드 제어란, 인덕터(Lm)의 전류가 스위칭 주기 동안에 스위치가 온(on)되는 시점(0A)에서 시작하여 증가하며 스위치가 오프(off)된 후 감소하기 시작해서 한 주기가 종료되는 시점에서 0A까지 떨어지는 동작을 의미한다. 인덕터의 전류가 연속 전류 모드(continuous conduction mode)와 불연속 전류 모드(discontinuous conduction mode)의 경계 점에서 동작하기 때문에 경계모드 동작이라 한다.
- [0042] 도 2에 이러한 경계모드 플라이백 변환회로를 예시적으로 도시한 것으로, 제어부(100)와, 제어부(100) 내의 경계모드 타이밍 생성기(102), 비교기(104), 래치(latch) 회로(106)와, 스위칭부(200), 스너버(snubber) 회로부(300)와, 트랜스포머(30)와, LED 부하(40) 등을 포함할 수 있다.
- [0043] 도 2에서 제어부(100) 내의 경계모드 타이밍 생성기(102)는, 예를 들어 인덕터의 전류가 0까지 감소했을 때 래치 회로(106)로 셋(set) 신호를 인가하여 래치 회로(106)의 게이트 신호가 하이(high) 상태로 되게 하는 회로이다. 이러한 경계모드 타이밍 생성기(102)의 구성은 잘 알려져 있고 일반적인 형태이므로 본 발명에서는 자세한 설명은 생략하기로 한다.
- [0044] 스위칭부(200)는, 예를 들어 MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 등으로 구성될 수 있으며, 래치 회로(106)의 게이트 신호가 하이 또는 로우(low) 상태로 됨에 따라 온 또는 오프 동작될 수 있다. 이러한 스위칭부(200)에는 스위칭 전류를 센싱하기 위한 저항(Rcs)이 연결될 수 있다.
- [0045] 스너버 회로부(300)는 일종의 보호 회로로서, 예를 들어 과전압 방지 회로 또는 과전류 방지 회로 등을 포함할

수 있다. 이러한 스너버 회로부(300)는 스너버 저항(Rsn), 스너버 캐패시터(Csn), 다이오드(D1) 등으로 구성될 수 있다.

[0046] 도 3은 도 2의 플라이백 변환회로에서 인덕터 전류 및 트랜스포머의 2차측 전류를 나타낸 파형도로서, 이를 참조하여 플라이백 변환회로의 동작에 대해 설명하기로 한다.

[0047] 먼저, 도 2의 플라이백 변환회로는 경계모드 동작을 하기 때문에 인덕터(Lm)의 초기 전류 값이 0이라 가정한다. 이때, 도 3에 도시한 바와 같이, 스위칭부(200)가 온 동작되는 시간(Ton)동안 인덕터(Lm)의 전류는 증가할 수 있으며, 이때의 전류 값(I(t))은 다음 [수학식 1]에 의해 결정될 수 있다.

**수학식 1**

[0048] 
$$I(t) = \frac{V_{sup}}{Lm} t$$

[0049] 스위칭부(200)가 온되어 있는 구간(Ton)의 전류는 인덕터의 전류와 동일하므로 Rcs에는 인덕터의 전류가 흐르게 된다. 이 전류가 Rcs에 의해 전압으로 바뀌고 이 전압이 기준전압(Vref)과 같아지면 비교기(104)의 출력이 하이가 되어 리셋 신호를 생성해 낼 수 있다.

[0050] 이로 인해, 래치 회로기(106)의 출력이 로우 상태로 되어 도 3에서처럼 게이트 신호가 로우 상태로 되어 스위칭부(200)가 오프되고 인덕터 전류는 더 이상 증가하지 못하게 된다.

[0051] 따라서, 인덕터 전류의 최대치가 Vref/Rcs만큼 되었을 때까지의 시간이 스위칭부(200)의 온 시간인 Ton이 된다. Ton은 다음 [수학식 2]로 표현될 수 있다. .

**수학식 2**

[0052] 
$$Ton = \frac{Lm}{V_{sup}} \cdot \frac{Vref}{Rcs}$$

[0053] Ton 시간 이후는 스위칭부(200)가 오프되고 인덕터 전류는 트랜스포머(30)를 통해 2차 측으로 전송되므로, 도 3에 도시한 바와 같이 인덕터 전류는 감소하여 0까지 떨어지게 된다.

[0054] 인덕터 전류 감소 비율은 [수학식 1]과 마찬가지로 인덕터 양단에 인가되는 전압에 따라 결정될 수 있다.

[0055] 스위칭부(200)가 오프되면 인덕터의 에너지가 트랜스포머(30)의 2차 측으로 넘어가면서 2차 측의 정류 다이오드가 도통되어 전류 경로(path)가 형성될 수 있다. 이때, 트랜스포머(30)의 2차측 전압은 LED 부하(40)의 전압인 VF가 될 수 있다. 2차측 전압은 트랜스포머(30)의 1차측에서 보았을 때 (N:1)의 1차측과 2차측 권선비에 의해 N배 크게 보이게 되므로, 전류 감소 기울기는 N\*VF/Lm으로 결정될 수 있다.

[0056] 따라서 인덕터 전류가 0까지 감소하는 시간(Toff)은 다음 [수학식 3]과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 3**

[0057] 
$$Toff = \frac{Lm}{N \cdot VF} \cdot \frac{Vref}{Rcs}$$

[0058] Ton은 스위칭부(200)가 온되는 시간이고, Toff는 스위칭부(200)가 오프되는 시간이므로, Ton과 Toff의 전체 시

간이 스위칭부(200)의 스위칭 주기(T)가 될 수 있다.

[0059] 2차 측 전류는 도 3과 같이, Toff 기간중의 1차 측 인덕터 전류가 N배 증폭되어 나타나므로, 한 주기 내의 평균 LED 전류를 예상하면 다음 [수학식 4]와 같다.

**수학식 4**

$$I_{LED} = 0.5 \times N \cdot \frac{V_{ref}}{R_{cs}} \cdot \frac{T_{off}}{T_{on} + T_{off}}$$

[0060]

[0061] [수학식 4]에 [수학식 2] 및 [수학식 3]의 결과를 대입하면 한 주기 동안의 LED 평균 전류는 다음 [수학식 5]와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 5**

$$I_{LED} = 0.5 \times N \cdot \frac{V_{ref}}{R_{cs}} \cdot \frac{V_{sup}}{V_{sup} + N \cdot VF}$$

[0062]

[0063] [수학식 5]에서 알 수 있듯이, 한 주기 동안의 LED 부하의 평균 전류(ILED)는 입력 전압(Vsup)과 LED 부하의 전압(VF)에 의해 달라지므로, 전원과 부하에 영향을 받는 형태가 된다. 따라서, 전원 및 부하 레귤레이션(line and load regulation) 특성이 좋지 않은 결과를 낼 수 있다.

[0064] 따라서, 본 발명에서는 이러한 전원 및 부하 레귤레이션 특성을 먼저 개선할 필요가 있으며, 이를 구현하기 위한 본 발명의 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하기로 한다.

[0065] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 절연형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도로서, 제어부(100), 스위칭부(200), 스너버 회로부(300), 스너버 전원 감지부(400), 트랜스포머(30), LED 부하(40) 등을 포함할 수 있다.

[0066] 도 4에 도시한 바와 같이, 제어부(100)는 경계모드 타이밍 생성기(102), 비교기(104), 래치 회로기(106) 등을 포함할 수 있다.

[0067] 경계모드 타이밍 생성기(102)는, 예를 들어 인덕터의 전류가 0까지 감소했을 때 래치 회로기(106)로 셋 신호를 인가하여 래치 회로기(106)의 게이트 신호가 하이 상태로 되게 하는 회로이다. 이러한 경계모드 타이밍 생성기(102)의 구성은 잘 알려져 있고 일반적인 형태이므로 본 발명에서는 자세한 설명은 생략하기로 한다.

[0068] 비교기(104)는 스위칭 전류 센싱 저항(Rcs)을 통해 제공되는 전압과 기준전압(Vref)을 비교하고, 비교 결과에 따른 논리 신호를 출력할 수 있다.

[0069] 래치 회로기(106)는 비교기(104)의 출력 신호, 예를 들어 하이 신호에 따라 리셋되어 출력 상태가 로우로 되거나, 경계모드 타이밍 생성기(102)의 출력 신호에 따라 셋되어 출력 상태가 하이로 되어 스위칭부(200)로 하이 또는 로우의 게이트 입력 신호를 인가하는 역할을 할 수 있다.

[0070] 스위칭부(200)는, 예를 들어 MOSFET 등으로 구성될 수 있으며, 게이트 단이 래치 회로기(106)와 연결되어 래치 회로기(106)의 게이트 입력 신호가 하이 또는 로우 상태로 됨에 따라 온 또는 오프 동작될 수 있다. 이러한 스위칭부(200)의 소스 단에는 스위칭 전류를 센싱하기 위한 저항(Rcs)이 연결될 수 있으며, 드레인 단에는 스너버 회로부(300)가 연결될 수 있다.

[0071] 스너버 회로부(300)는 일종의 보호 회로로서, 예를 들어 과전압 방지 회로 또는 과전류 방지 회로 등을 포함할 수 있다. 이러한 스너버 회로부(300)는 스너버 저항(Rsn), 스너버 캐패시터(Csn), 다이오드(D1) 등으로 구성될 수 있으며, 스위칭부(200)의 드레인 단과 연결될 수 있다.

[0072] 스너버 전원 감지부(400)는 제1저항(R1)과 제2저항(R2)을 포함할 수 있으며, 스너버 회로부(300)의 스너버 캐패

시터(Csn)에서의 전압을 감지하여  $V_{sup}+N \cdot VF$ 에 비례하는 기준전압( $V_{ref}$ )을 제어부(100) 내의 비교기(104)로 제공할 수 있다.

[0073] 앞서 설명한 바와 같이, 스위칭부(200)가 오프되는 기간 중 트랜스포머(30)의 2차 측 전압(VF)이 트랜스포머(30)에 의해 트랜스포머(30)의 권선비(N) 만큼 증가된 형태로 1차 측에 반영되므로, 인덕터( $L_m$ )의 양단에  $N \cdot VF$  만큼의 전압이 걸리게 되고, 만약 트랜스포머(30)에 누설 인덕턴스(leakage inductance)가 없다면 다이오드(D1)가 온되어 스너버 캐패시터(Csn)에도  $N \cdot VF$  전압이 충전될 수 있다.

[0074] 따라서, 도 4와 같이 스너버 캐패시터(Csn)에서의 전압을 R1과 R2로 감지한다면,  $V_{sup}+N \cdot VF$ 에 비례하는 전압을 얻을 수 있다.

[0075] 앞서 설명한 바와 같이 스너버 전압( $V_{sn}$ )은 다음 [수학식 6]과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 6**

[0076] 
$$V_{sn} = V_{sup} + N \cdot VF$$

[0077] 이 전압이 R1과 R2에 의해 감쇄된 전압이  $V_{ref}$ 이므로  $V_{ref}$ 는 다음 [수학식 7]과 같이 표현할 수 있다.

**수학식 7**

[0078] 
$$V_{ref} = \frac{R1}{R1 + R2} (V_{sup} + N \cdot VF) = K1 \cdot (V_{sup} + N \cdot VF)$$

[0079] 따라서 [수학식 7]의 결과를, 앞서 구한 [수학식 5]에 대입하면 한 주기 동안 LED의 평균 전류는 다음 [수학식 8]과 같은 값이 될 수 있다.

**수학식 8**

[0080] 
$$I_{LED} = 0.5 \times N \cdot K1 \cdot \frac{V_{sup}}{R_{cs}}$$

[0081] [수학식 8]에서 알 수 있듯이, 한 주기 동안의 LED의 평균 전류( $I_{LED}$ )와 VF의 관계를 찾을 수 없으므로, LED 부하(40)의 변동에 따라 2차 측 전류의 변동이 제거 되었음을 알 수 있다.

[0082] 즉, 도 4의 실시예는, 스너버 전압( $V_{sn}$ )의 비례치를 이용하여 LED 부하(40)의 개수에 영향을 받지 않으면서 부하 레귤레이션 특성이 개선되도록 구현한 것이다.

[0083] 도 5는 도 4의 절연형 플라이백 변환회로가 적용된 LED 구동 장치에 대한 블록 구성도로서, 전원전압(10), 정류기(21)(22), 트랜스포머(30), LED 부하(40) 등을 기본 구성으로 하고, 제어부(100), 스위칭부(200), 스너버 회로부(300), 스너버 전원 감지부(400) 등을 포함하여 구성될 수 있다.

[0084] 도 5에 도시한 바와 같이, 제어부(100)는 스위칭 전류 센싱 저항( $R_{cs}$ )을 통해 제공되는 전압과 스너버 전원 감지부(400)를 통해 제공되는 기준전압( $V_{ref}$ )을 비교하여 하이 신호 또는 로우 신호를 스위칭부(200)로 제공하여 스위칭부(200)를 온/오프 제어할 수 있다. 구체적으로, 제어부(100)는 스위칭부(200)를 온시켜 트랜스포머(30)의 인덕터 전류가 0A에서 증가되도록 한 후, 스위칭부(200)를 오프시켜 인덕터 전류가 감소하여 0A에서 종료 되도록 구동하는 경계모드 제어 동작을 제공할 수 있다. 따라서, 제어부(100)의 입력 값을 변경할 경우에 스위치 제어를 통해 인덕터의 피크전류를 변경할 수 있다.

[0085] 스위칭부(200)는 제어부(100)로부터의 하이 신호 또는 로우 신호에 따라 온 또는 오프 동작될 수 있다.

- [0086] 스너버 회로부(300)는 일종의 보호 회로로서, 예를 들어 과전압 방지 회로 또는 과전류 방지 회로 등을 포함할 수 있다.
- [0087] 스너버 전원 감지부(400)는 스너버 회로부(300)의 스너버 전압( $V_{sn}$ )을 감지하여  $V_{sup}+N*V_F$ 에 비례하는 기준전압( $V_{ref}$ )을 제어부(100)로 인가할 수 있다.
- [0088] 이에 따라 제어부(100)는 스위칭 전류 센싱 저항( $R_{cs}$ )을 통해 제공되는 전압과 스너버 전원 감지부(400)를 통해 제공되는 기준전압( $V_{ref}$ )을 비교하여 상술한 바와 같은 경계모드 제어를 수행함으로써, LED 부하(40)가 변동되더라도 트랜스포머(30)의 2차측 전류를 일정하게 유지할 수 있다.
- [0089] 도 6은 본 발명의 다른 실시예에 따른 절연형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도로서, AC 전압 변동에 따른 LED 전류 변동 특성인 라인 레귤레이션(line regulation) 특성을 개선하기 위한 회로를 제안한다.
- [0090] 즉, 도 6은 전압전압(110V 또는 220V)의 크기에 무관하게 LED 전류를 일정하게 유지하기 위한 절연형 플라이백 변환회로로서, 도 4의 회로에 전압 조절부 (500)를 더 포함할 수 있다.
- [0091] 이하의 설명에서는 도 4에서 새로이 추가된 전압 조절부(500)에 대해 중점적으로 설명하기로 하며, 나머지 도 4의 구성과 중복되는 구성에 대해서는 설명을 생략하기로 한다.
- [0092] 전압 조절부(500)는 피크전압 자동 이득 제어(automatic gain control) 기능을 포함할 수 있으며, 피크 전압 검출기(502), 곱셈기(504), 피드백 증폭기(feedback amp.)(506) 등으로 구성될 수 있다.
- [0093] 여기서, 피크 전압 검출기(502)는 전원전압( $V_{sup}$ )의 피크(peak) 전압인 전원 피크전압( $V_{sup,pk}$ )을 검출하여  $K2*V_{sup,pk}$  전압을 곱셈기(504)로 제공하는 역할을 할 수 있다.
- [0094] 곱셈기(504)는 피크 전압 검출기(502)로부터 제공되는 피크전압( $K2*V_{sup,pk}$ )과, 후술하는 피드백 증폭기(feedback amp.)(506)로부터 제공되는 출력전압을 곱하는 역할을 할 수 있다.
- [0095] 피드백 증폭기(506)는 곱셈기(504)의 출력에 대응하여 증폭기 출력( $A_v$ )을 제공할 수 있다.
- [0096] 곱셈기(50)는 전압 조절부(500)로부터 제공되는 전원 피크전압에 반비례하는 전압과 스너버 전원 감지부(400)로부터 제공되는 스너버 전압을 곱하여 제어부(100)로 제공하는 역할을 할 수 있다.
- [0097] 이러한 구성은 여러 가지 형태로 구현될 수 있으므로 도 6의 회로는 개념을 설명하기 위한 예제로 보는 것이 타당하다.
- [0098] 이하, 수학적식을 참조하여 본 발명의 실시예의 동작을 예시적으로 설명하기로 한다.
- [0099] 부재환이 걸린 전압 조절부(500)에 의해 다음 [수학적식 9]를 만족할 수 있다. (일반적인 AGC 회로에는 주파수 보정 회로가 구비되나, 본 발명의 실시예에서는 설명을 간략하게 하기 위해 구성 설명을 생략함)

**수학적식 9**

$$K2 \cdot V_{sup,pk} \times A_v = V_{ref1}$$

- [0100]
- [0101] 따라서, 출력( $A_v$ )는 다음과 같은 값을 갖는다. 이때, 수식에서  $V_{ref1}$ 은 일정한 기준 전압이므로 변화하지 않는 상수라고 보면 된다. [수학적식 9]에서  $V_{sup,pk}$ 가 바뀌어도 전압 조절부(500) 내의 곱셈기 출력은  $V_{ref1}$ 로 일정해지도록 자동 제어될 수 있다.
- [0102] 이러한 회로 동작과 그에 따른 결과인 [수학적식 9]로부터 전압 조절부(500)의 증폭기 출력( $A_v$ )를 구할 수 있으며, 이는 다음 [수학적식 10]과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 10**

$$A_v = \frac{V_{ref1}}{K2 \cdot V_{sup, pk}}$$

[0103]

[0104] 도 6에서 전압 조절부(500)에 의해 생성된  $A_v$  전압이, 센싱된 스너버 전압( $V_{sn}$ )과 곱해지고, 이 값이  $V_{ref}$ 이므로 스너버 전압 센싱 결과인 [수학식 7]과 전압 조절부(500)의 출력 결과인 [수학식 10]으로부터  $V_{ref}$ 는 다음 [수학식 11]과 같은 값을 가질 수 있다.

**수학식 11**

$$V_{ref} = V_{ref1} \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{sup} + N \cdot VF}{V_{sup, pk}}$$

[0105]

[0106] [수학식 11]을 경계모드 변환 동작에 의한 한 주기 동안의 LED 평균 전류 수식인 [수학식 5]에 대입하면 최종적으로 다음 [수학식 12]와 같은 한 주기 동안의 LED 평균 전류 식을 구할 수 있다.

**수학식 12**

$$I_{LED} = 0.5N \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{ref1}}{Rcs} \cdot \frac{V_{sup}}{V_{sup, pk}}$$

[0107]

[0108] 최종 [수학식 12]에서  $V_{sup}$ 는  $V_{sup, pk}$ 를 최대치로 하는 정현파 형태의 AC 전원을 전파 정류한 신호이므로 다음 [수학식 13]과 같이 표현할 수 있다.

**수학식 13**

$$V_{sup} = V_{sup, pk} \times |\sin \phi|$$

[0109]

[0110] 이때,  $\phi = 2\pi ft$  (여기서,  $f$ 는 주파수,  $t$ 는 시간)이고, 이 값은 AC 입력의 주파수의 2배에 해당하는 주기로 주기적으로 0 ~ 180도까지 변화될 수 있다.

[0111] 따라서, 최종 LED 부하(40)의 평균 전류는 다음 [수학식 14]와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 14**

$$I_{LED} = 0.5 \times N \cdot \frac{K1}{K2} \cdot \frac{V_{ref1}}{Rcs} \cdot |\sin \phi|$$

[0112]

[0113]  $\sin$ 항은 입력 전압의 형태와 관련된 것이므로 입력 전압의 peak값과는 관계 없다. 또한, [수학식 14]에서  $N$ ,  $K1$ ,  $K2$ ,  $V_{ref1}$ ,  $Rcs$ 는 결정된 값이므로 전원 전압의 크기나 부하의 특성에 영향을 받지 않음을 알 수 있다.

[0114] 다만, sine 항이 의미하듯이 입력 전압의 정현파 형태로 변환에 따라 LED 전류도 정현파 형태로 변환을 알 수 있다. 이것은 매우 중요한 특성으로 역률(power factor, 이하 PF라 함)과 관계된다.

- [0115] PF는 AC 입력 전압과 전류의 위상차를 측정하는 항목으로 입력 전압과 전류의 위상차가 없게 되면 PF=1이 되고, 이 경우 무효 전력 소모가 전혀 없음을 의미한다. 무효 전력 소모가 없는 경우 발전소에서 발생된 전력이 고스란히 부하에서 소모되므로 발전소의 효율이 매우 높아지게 된다.
- [0116] 일반적으로 무효 전력이 있는 경우 발전소에서는 무효 전력 분 만큼 더 많은 전력을 공급해야만, 부하에서 요구하는 전력 수준을 만족할 수 있다. 따라서, 높은 PF는 친환경 전력 생산과 소모를 위해서 매우 중요한 항목이다.
- [0117] 만약, LED를 구동하는 변환회로의 효율이 매우 좋아서 100%에 근접한다면 LED 전류는 사실상 AC 전원에서 공급되는 전류와 거의 동일하다 할 수 있고, LED의 전류 형태가 입력과 같은 정현파 형태를 갖게 되므로, PF=1에 근접하도록 제어를 한 것이 된다. 따라서, 무효 전력 소모를 최소화 할 수 있게 된다.
- [0118] 이상 설명한 바와 같이, 도 6의 실시예는 LED 부하의 개수에 영향을 받지 않으면서, 전원전압의 크기에 상관없이 LED 전류를 일정하게 유지하여 LED 전류 변동 특성인 라인 레귤레이션 특성을 개선하도록 구현한 것이다.
- [0119] 도 7은 도 6의 절연형 플라이백 변환회로에서 입력 전압 도통각 제어에 따른 2차측 출력 전류의 변화를 예시한 파형도이다.
- [0120] 제안하는 특허의 LED 전류는 입력이 정현파라고 가정했을 때, [수학식 14]와 같이 정현파 형태를 띄지만, 만약 조광기(dimmer)를 이용하여 전원을 도 7의 (a)와 같이 도통각 제어(firing angle control)를 하는 경우, 출력 전류도 입력 전압과 동일한 모양이 된다. 이는 [수학식 11]에서 확인할 수 있는 데, [수학식 11]의 분자를 보면  $V_{sup}$  항이 있는 것을 알 수 있다. 이는 전원전압( $V_{sup}$ )가 변화가 기준전압의 변화에 영향을 주고 있다는 것을 의미하므로, 결과적으로 인덕터의 피크 전류도 전원전압( $V_{sup}$ )의 형태를 추종하게 된다.
- [0121] 앞서 설명한 바와 같이 2차측 전류도 결국 인덕터의 피크 전압에 따라 크기가 변화하므로 최종적으로 LED 전류가 입력 전압  $V_{sup}$ 에 따라 변화한다고 할 수 있다. 이와 같은 동작 특성 때문에 도통각에 따라 LED의 평균 전류를 바꿀 수 있게 된다.
- [0122] 도 7에 도시한 바와 같이, 도통각 제어를 하지 않는 경우 최대의 평균값을 얻을 수 있고, 도통각을 45도, 90도로 증가함에 따라 공급되는 전력량이 점점 작아지게 되므로 LED의 평균 전류도 작아지게 됨을 알 수 있다.
- [0123] 본 발명의 실시예의 경우, LED 전류가 입력 전원 전압의 모양을 추종하도록 제어하므로 도통각 제어에 의한 밝기 제어(dimming)가 가능하다.
- [0124] 도 8은 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 절연형 플라이백 변환회로를 나타낸 구성도로서, 도 6의 전압 조절부(500)가 전원 평균전압에 반비례하는 신호를 생성하는 경우를 예시한 것으로, 스너버 전압의 비례치와 전원 평균전압의 반비례치를 이용하여 경계모드 변환 제어를 수행함으로써, LED 부하(40)의 개수와 전원전압의 크기에 영향을 받지 않으면서 피크전압의 변동과 무관하게 LED 부하(40)의 평균전류가 일정하게 유지될 수 있다.
- [0125] 도 8과 같이, 도 6의 전압 조절부(500)의 구성에서 피크 검출 기능 대신 입력 전원 전압의 평균값을 감지하는 평균전압 검출 기능을 사용하여도 전원의 도통각 제어를 하지 않는 경우에 한해 전원의 피크 전압이 변경된다 하더라도 일정한 LED 전류가 흐를 수 있도록 제어 할 수 있다.
- [0126] 즉, 피크 검출 기능을 사용한 경우와 거의 동일하게 제어할 수 있다. 단, 평균을 내는 과정 때문에 전원의 도통각 제어에 따른 전류 제어는 되지 않는다. 따라서, 도통각 제어를 하지 않는 경우에 사용할 수 있는 방식이다.
- [0127] 도 8의 절연형 플라이백 변환회로가 적용된 LED 구동 장치는 도 6에서 전압 조절부(500)가 평균전압 검출 기능을 수행하는 것을 제외하고 동일하기 때문에, 전체 LED 구동 장치에 대한 설명은 생략하기로 한다.
- [0128] 본 발명의 실시예로 인해, (1) 전원 전원의 변동에 대응하여 일정한 LED 전류가 되도록 제어를 하고, (2) 부하 변동에 따라라도 일정한 LED 전류가 되도록 제어하며, (3) 입력 전원의 전압 형태와 같은 형태의 LED 전류를 발생시키므로 역률을 좋게 하며, (4) 피크 형 AGC 회로를 사용하는 경우 전원의 도통각 제어를 통한 밝기 제어도 가능한 장점이 있다.



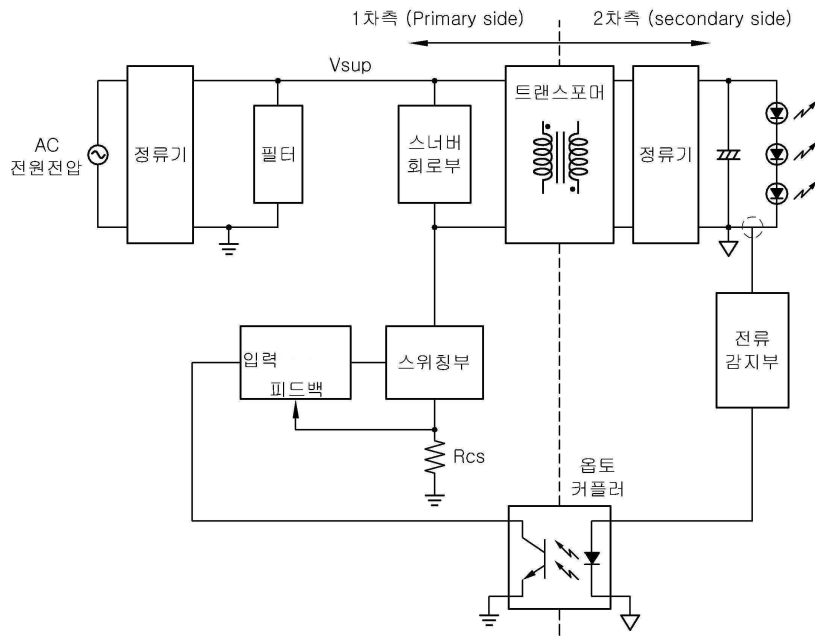
- [0129] 도 9은 본 발명의 실시예에 따라 LED 부하의 개수를 달리 적용하였을 때 LED의 평균전류가 일정하게 유지되는 것을 설명하기 위한 파형도를 예시한 것이고, 도 10은 이러한 경우의 LED 전류 변동을 확인하기 위한 그래프를 예시한 것이다.
- [0130] 도 9에서는 각각 10개/12개의 LED를 구동시킨 경우의 전류 실험 파형 결과를 예시하였다. 두 경우 모두 LED의 평균 전류(ILED)가 거의 일정하게 제어됨을 확인할 수 있다.
- [0131] 도 10은 220V(AC)에서 LED의 개수를 4개에서 10개로 변경시킨 경우의 LED 전류 변동을 나타낸 그래프이다. LED 개수가 변경되더라도 LED의 평균전류는 거의 균일하게 유지되고 있음을 알 수 있다.
- [0132] 도 11은 본 발명의 실시예에 따라 위상 제어에 따른 LED 전류의 변화를 설명하기 위한 파형도로서, 전원전압(Vsup)에 대해 도통각이 60도일 때와 90도일 때의 도통각 제어를 수행한 경우를 측정된 실험치이다.
- [0133] 도 11에 도시한 바와 같이, 스너버 전압(Vsn)은 전원전압(Vsup)과 동일한 모양으로 변화되는 것을 알 수 있다. 도통각이 60도일 때 인가되는 에너지가 더 많으므로 LED에 더 많은 전류가 흘러야 한다.
- [0134] 도 10을 보면, 왼쪽 보다 오른쪽의 경우가 LED 전류가 적어지고 있음을 알 수 있으므로 도통각 제어에 의해 밝기변화(dimming)가 되고 있음을 확인할 수 있다. LED 전류(ILED)가 전원전압(Vsup)과 동일한 모양이 아닌 이유는, 도 6에서처럼 LED 양단에 캐패시터를 연결하여 LED 전류를 평활하고 있기 때문이다.
- [0135] 이상 설명한 바와 같은 본 발명의 실시예에 의하면, 절연형 LED 구동회로에서 전류센서나 옵토-커플러와 같은 절연소자 없이도 LED 부하의 변동이나 전원전압의 크기 변동에 영향을 받지 않고 LED 구동을 제어하도록 함으로써, LED 구동 회로의 역률(power factor)을 개선하고, 전원 도통각(firing angle) 제어에 따라 밝기를 변화시킬 수 있으며, 2차측에 부가회로 없이도 2차측 전류를 전원의 변동이나 부하의 변화에 관계 없이 안정적으로 제어할 수 있는 LED 구동 장치 및 이를 위한 절연형 플라이백 변환회로(flyback converter)를 구현하고자 한 것이다.

**부호의 설명**

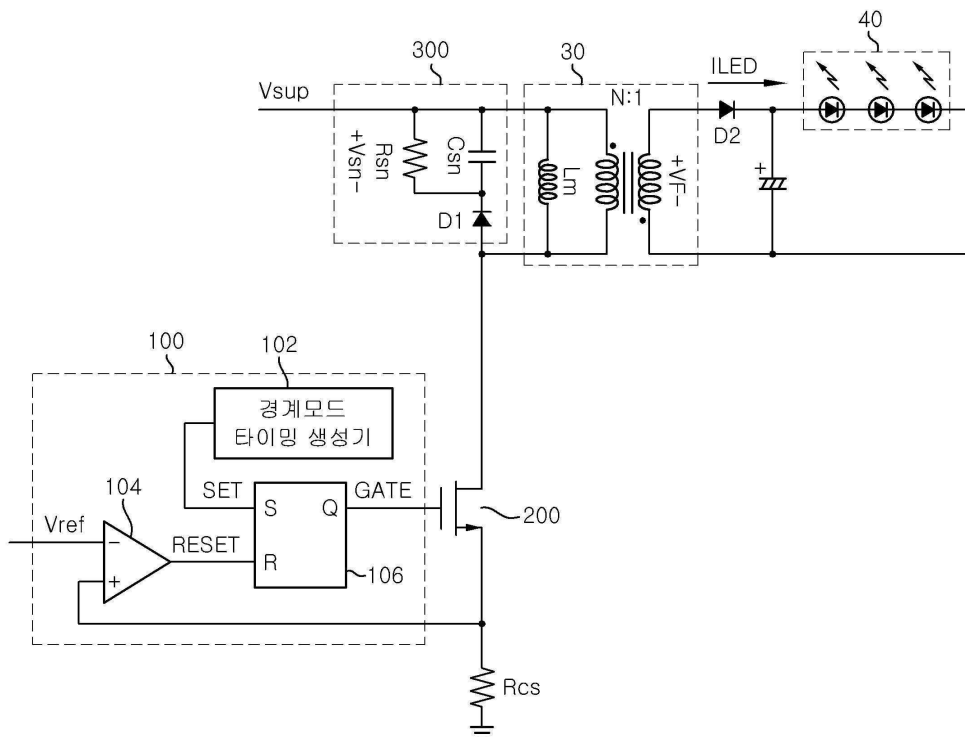
- [0136] 100: 제어부
- 200: 스위칭부
- 300: 스너버 회로부
- 400: 스너버 전원 감지부
- 500: 전압 조절부

도면

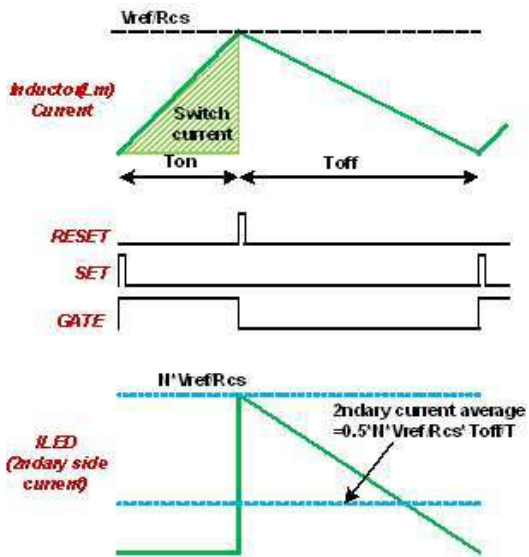
도면1



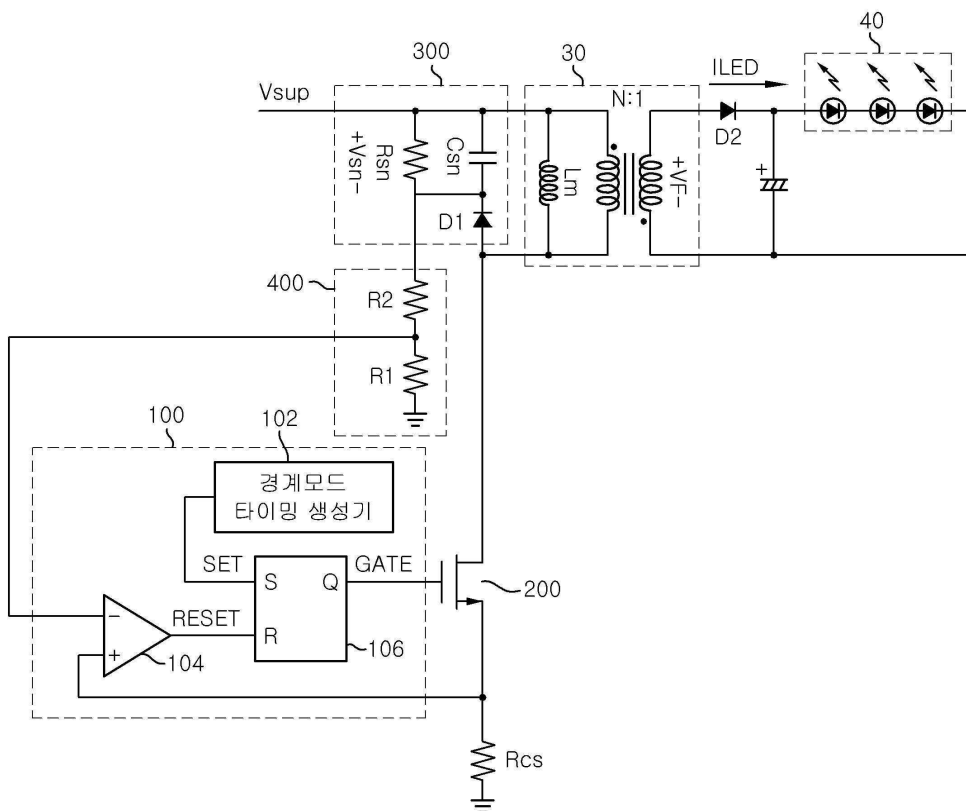
도면2



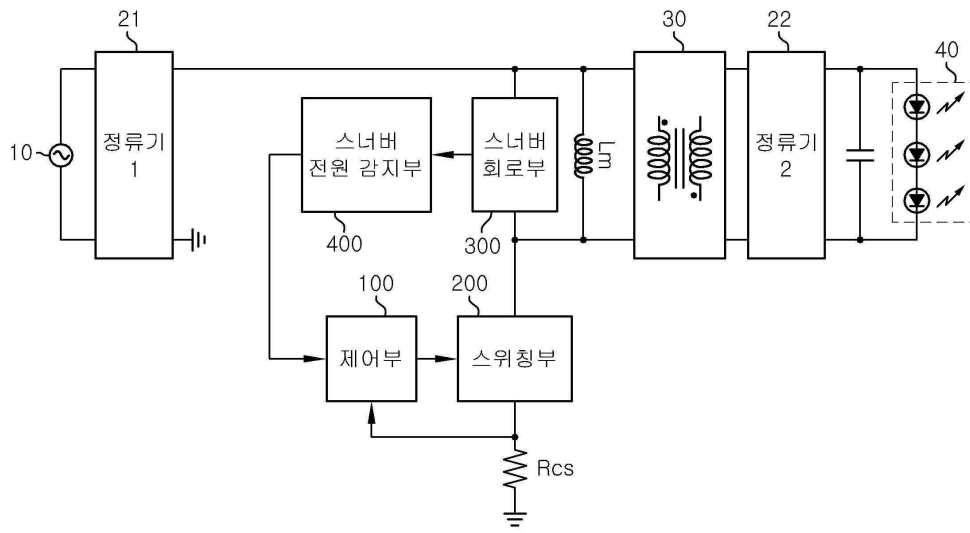
도면3



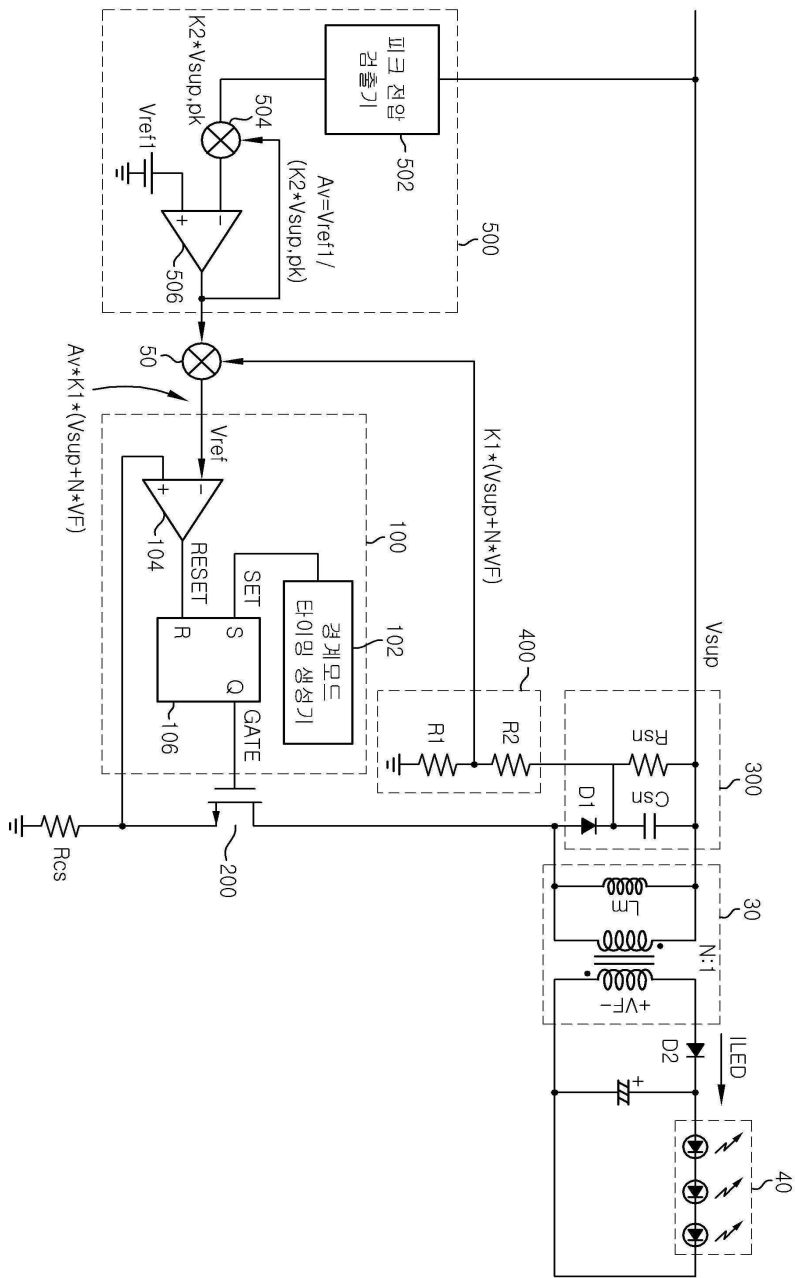
도면4



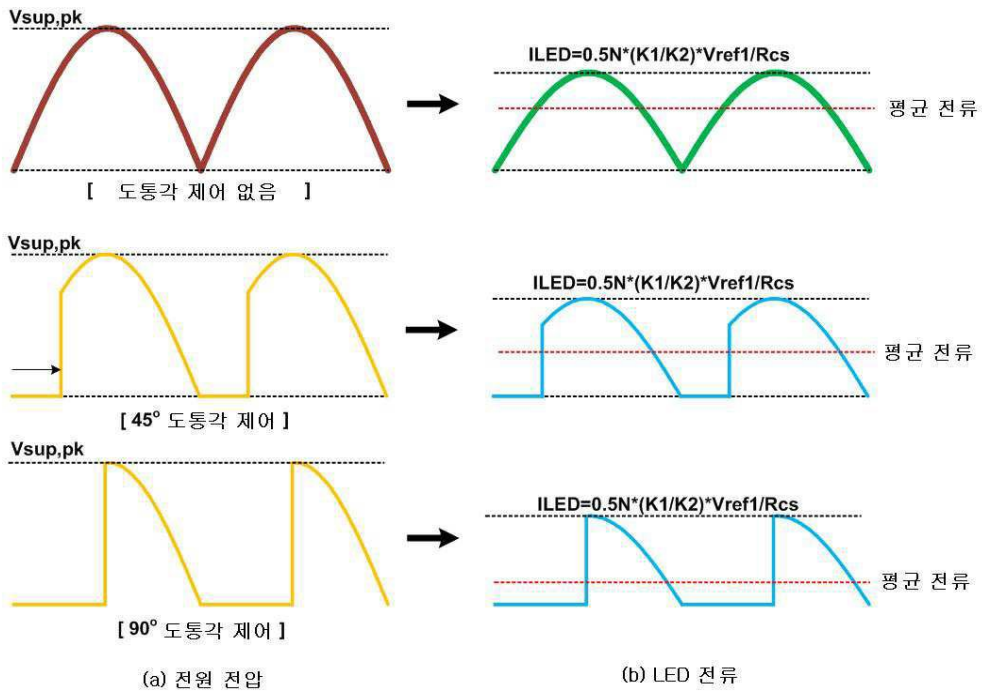
도면5



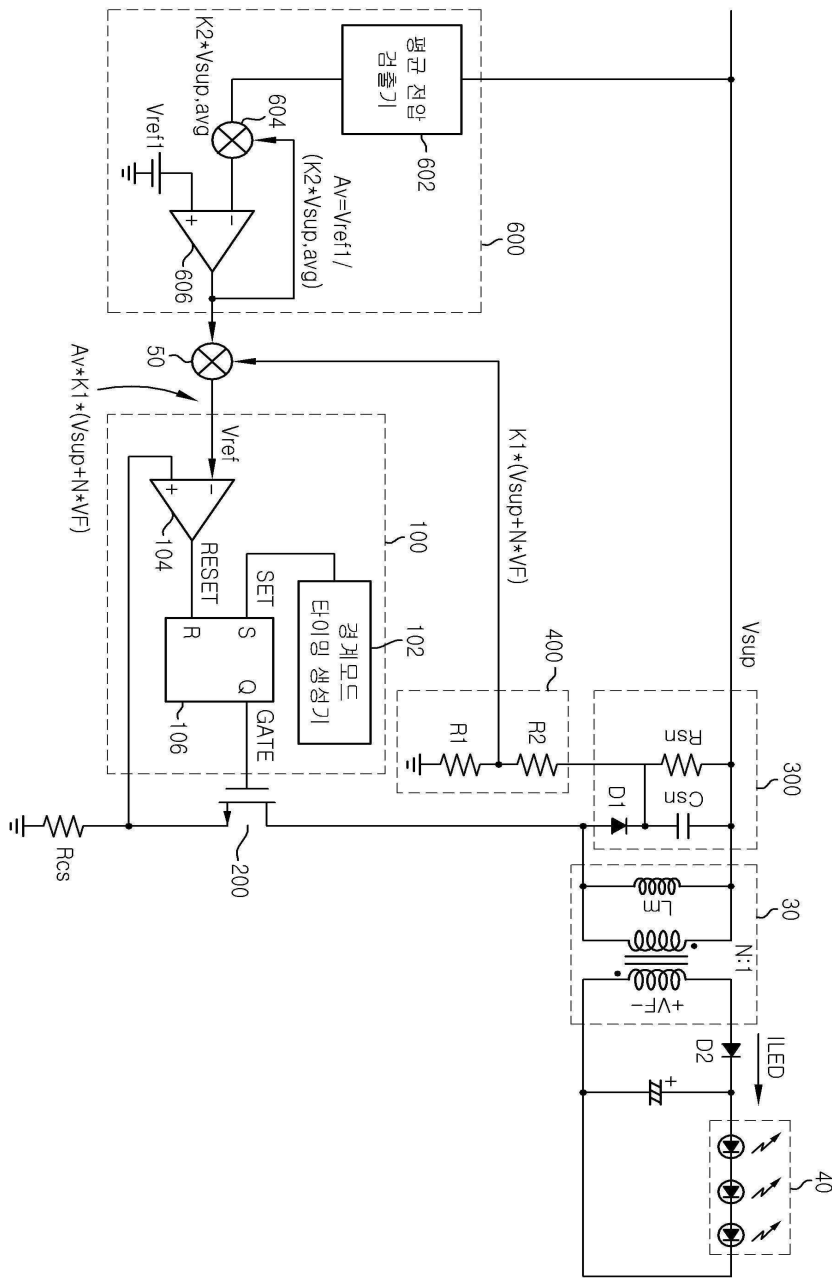
도면6



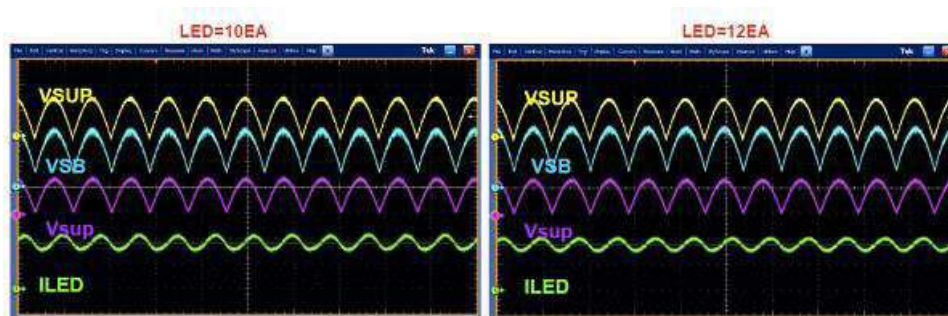
도면7



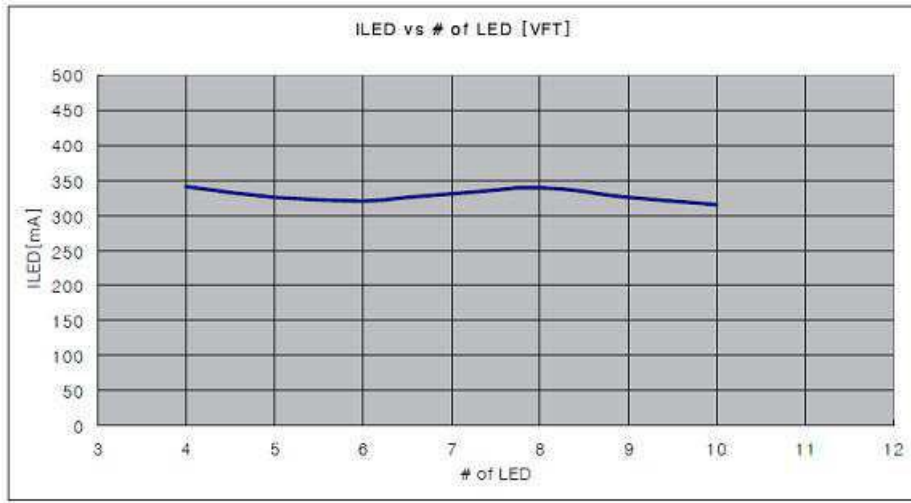
도면8



도면9



도면10



도면11

