

전압제어 링 발진기를 이용한 LED구동회로 및 조명제어기설계

(Design of LED Driving Circuit using Voltage Controlled Ring Oscillator and Lighting Controller)

권기수* · 서영석**

(Ki-Soo Kwon · Young-Suk Suh)

요 약

LED구동회로 및 제어회로를 개발하였다. 개발된 LED구동회로는 새로운 PWM회로를 가지고 있으며 LED열의 디밍, 전류 및 온도제어 및 통신 기능을 할 수 있다. 개발된 PWM회로는 기본적인 디지털 논리 소자를 사용하여 만들어 질 수 있는 두 개의 링 발진기와 한 개의 카운터로 구성되어 있다. 부가적으로 이 회로는 온-오프 제어 모드, 비상모드, 전력절감모드를 가지고 있으며 직렬통신을 이용해서 제어된다. 설계된 PWM 발생기와 제어회로는 마그나칩/하이닉스의 디지털 공정을 이용하여 제작되었다. 제작된 칩은 LED구동장치와 제어기 보드에 장착되어 테스트 되었으며 성공적으로 동작하였다.

Abstract

An LED driving and control circuit has been developed. The LED driver has a new PWM circuit for current control of LED columns with dimming, current and thermal control, and communication functions. The PWM circuit is composed of two ring oscillator and one counter which can be constructed using basic digital logic components. In addition, it has the functions of remote control mode such as ON, OFF, emergency and power saving modes by the serial communication. The PWM generator and control circuit have been designed and fabricated 0.35[μ m] Magnachip/Hynix digital IC fabrication process. The LED driving and control board using the developed chip is fabricated and tested successfully.

Key Words : LED, LED Lighting, Dimming Controller, Lighting Controller

* 주저자 : 영남대학교 대학원 전자공학과
** 교신저자 : 영남대학교 전자공학과 교수,
LED-IT융합산업화연구센터(LIFTRC)
Tel : 053-810-2585, Fax : 053-810-4770
E-mail : yssuh@yu.ac.kr
접수일자 : 2010년 1월 19일
1차심사 : 2010년 1월 20일
심사완료 : 2010년 2월 25일

1. 서 론

반도체 기술의 지속적인 발전으로 단순한 표시용 소자로 사용되던 LED(Light Emitting Diode)는 최근 조명용 광원으로 각광받고 있다[1-2].

LED는 1960년대 말부터 조명용 광원으로 연구 개

발되기 시작하였으나 잘 활용되지 않다가 1990년대 청색 LED의 개발로 인해 백색 조명이 가능해 졌으며 이후 지속적인 연구개발로 상업적으로 활용 가능한 LED소자가 개발되었다. LED 조명등은 기존 백열전구 대비 1/20~1/50 정도의 저 전력 소비, 작은 부피 및 반영구적인 수명특성을 가지고 있어서 장차 기존의 조명기구를 대체할 것으로 전망된다[1-2].

조명으로 사용되는 고효율 LED를 구동할 때 정 전류를 이용한 방식과 정전압을 이용하는 방식이 있다. 정전압원을 사용하려면, LED는 직렬로 연결되고 전류 선형 제어기가 필요하다. 이는 매우 비효율적이고 열 방출 문제를 증가시킨다. 효율을 증가시키기 위해 정전류 출력을 가지는 스위칭 드라이버 회로가 많이 사용되며, 통상 75~90[%]의 효율을 얻을 수 있다 [2-3].

일반적으로 LED의 전류를 제어하기 위해 스위칭 방식이 많이 사용되고 있으며, 이러한 스위칭 컨버터에는 Buck, Boost, Buck-Boost, Fly-back, Cuk, SEPIC 등의 방식들이 있다. 이러한 방식들은 모두 PWM 회로를 필요로 한다[4].

고출력 LED를 구동하기 위해서 기본적으로 정전류 제어가 요구되며, 높은 전류를 흘릴 때 생기는 LED의 발열에 의한 소자 손상 문제를 고려해야 한다. 또한 밝기조절을 위해 전류를 제어하는 기능이 필요하며, 이러한 제어기능은 유무선 통신으로 구현될 필요가 있다. 조명제어회로는 개별 조명등에 하나씩 필요하므로 불필요한 전력소모를 줄이고 가격을 낮추기 위해 되도록 간단한 회로구조를 채용할 필요가 있다 .

본 연구에서 개발된 LED 구동 및 제어회로는 출력 LED를 위한 밝기제어, 온도제어, 과전류제한, ON-OFF제어 및 인체감지센서에 의한 절전제어 기능을 가진다. ON-OFF 제어와 절전제어 기능은 시리얼 통신방식으로 제어할 수 있도록 하였다. 전류제어를 위해 구조적으로 간단하며 디지털 소자로 구현될 수 있는 전압조정 링 주파수 발진기를 사용한 PWM회로가 사용되었으며, 이 회로는 2개의 기본적인 디지털 게이트 소자가 사용되어 회로가 간단하고 모두 디지털 칩 제조공정으로 제작할 수 있는 장점이 있다.

2. 이론고찰

2.1 전체 구조 설계

본 연구에서는 차량용 실내조명이나 작업등으로 활용될 수 있는 12[V]-10[watt]급 LED 조명제어기를 설계하고 제작하였다. 제작된 회로의 일부는 칩으로 구현되었다. 이를 위해 사용된 LED 및 필요한 LED개수의 결정, 구동회로에 대한 구조, 각 구동회로 내부 소자의 값, 칩으로 설계 제작된 블록 등 설계과정을 차례로 설명한다.

연구에 사용된 LED는 OSRAM사의 LUW_W5AM으로 개당 1.12[Watt](at 3.2[V], 350[mA])의 전력을 소모하며 효율은 77[lm/W]이다. 따라서 최소한 10[Watt](770[lm])로 조명용 전력을 소비하도록 설계하면, 약 9개의 LED가 필요하다. 약 30[%]의 전력마진을 두어 총 14개의 LED를 사용하였다.

구동회로의 형태는 공급전압과 구동전압의 크기에 의해서 결정된다. 총 14개의 LED를 구동할 수 있어야 하고 전력마진을 고려하면 최소 42[V]이상의 전압을 공급할 수 있어야 한다. 따라서 12[V]를 42[V]이상의 전압으로 끌어올릴 수 있는 부스트 컨버터 방식을 채용하였다.

그림 1은 본 연구에서 사용한 부스트 컨버터 방식의 간략화 된 회로도이다. 그림에서 M1은 스위칭을 통하여 입력전압을 끌어올리기 위한 파워 MOSFET이며, C1은 입력전원의 리플을 제거하기 위한 캐패시터, C2는 펄스전류의 고주파성분을 감소시키기 위한 캐패시터, L1은 MOSFET M1의 스위치 ON 상태일 때 에너지를 저장했다가 OFF 상태에 다음 단으로 넘겨주는 역할을 하는 파워 인덕터, R1 및 R2는 과전압방지를 목적으로 LED에 걸린 전압을 측정하기 위한 저항, R_{sense}는 LED에 흐르는 전류를 감지하기 위한 전류감지저항, M2는 PWM신호에 의해 LED의 밝기제어를 위해 사용되는 MOSFET이다. 그림1에서 LED 구동 IC 블록은 LED의 밝기제어, 온도제어, 과전류제한, ON-OFF제어 및 절전제어를 가능하게 하기 위한 제어기이다.

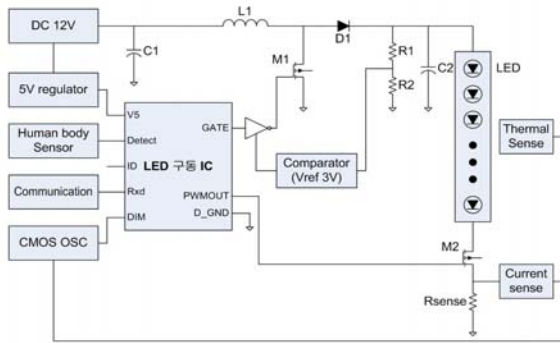


그림 1. 10W-LED 조명 구동을 위한 부스트 컨버터 회로
Fig. 1. Boost converter circuits for 10[W]-LED lighting

입력전압 12[V]를 LED 열(string)의 구동전압으로 증가시키기 위한 부스트 회로의 스위칭 주파수는 일반적으로 100[kHz]~1[MHz]의 범위를 사용한다. 스위칭 주파수를 높이면 인덕턴스 값을 줄일 수 있고 인덕터의 크기가 작은 것을 선택할 수 있다. 주파수가 높으면 전체회로의 부피를 줄일 수 있는 장점이 있으나 MOSFET의 스위칭 손실은 증가한다. 본 논문에서는 원활하고 안정적인 제어를 위해서 스위칭 주파수를 100[kHz]로 선정하였다.

인덕터 L1의 값을 결정하기 위해 회로에 흐르는 입력전류를 추정해야 한다. 설계를 위해 목표 효율은 약 85[%], 최소입력전압 11.6[V], 최대출력전압 45[V], 최대 출력 전류는 200[mA]로 설정함으로써 최대 입력 전류를 다음과 같이 구할 수 있다[5].

$$I_{in\max} = \frac{V_{o\max} \times I_{o\max}}{\eta_{\min} \times V_{in\min}} = \frac{45 \times 0.2}{0.85 \times 11.6} = 0.913A \quad (1)$$

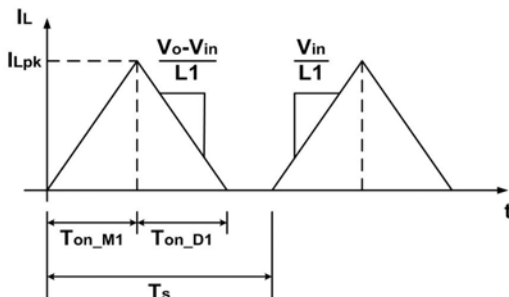


그림 2. DCM에서의 인덕터 전류 파형
Fig. 2. Inductor current waveform in DCM

(L1선정) L1의 인덕턴스 값은 입력전압, MOSFET의 스위칭 주파수와 듀티 사이클, 전류 수용 능력 등에 의해 결정된다. 그림 2는 DCM(Discontinuous Conduction Mode)에서 L1에 흐르는 전형적인 전류파형을 나타낸 것이다[5]. 위 그림에서 T_{on_M1} 시간동안 MOSFET M1과 인덕터 L1에 전류를 흘려서 에너지를 축적한 다음, T_{on_D1} 시간동안 다이오드 D1과 L1을 통해 LED와 C2 브렌치로 에너지를 완전히 넘겨 전류가 0이 되도록 감소시켜야 한다. 따라서 전체 T_s 시간 이내에 위의 두 동작을 완료해야 한다. 본 연구에서는 전체 T_s 의 70[%]이내에 위의 동작을 이루도록 설계하였다. 따라서 인덕터 L1에 흐르는 전류의 최대치는 다음과 같은 공식을 이용하여 계산할 수 있다[5].

$$i_{Lpk} = \frac{I_{avg}}{\frac{1}{2} \times 0.7} = \frac{0.913}{0.35} \approx 2.61A \quad (2)$$

위의 동작요구조건을 충족시키기 위한 L1의 인덕턴스 값은 다음 식을 통하여 얻을 수 있다[5].

$$L1 \cdot i_{Lpk} \cdot \left(\frac{1}{V_{in\min}} + \frac{1}{V_{o\max} - V_{in\min}} \right) = \frac{0.7}{f_s} \quad (3)$$

위식에 $i_{Lpk}=2.61[A]$, $V_{in\min}=11.6[V]$, $V_{o\max}=45[V]$, $f_s=100[kHz]$ 를 대입하면 $L1=23.09[\mu H]$ 를 얻을 수 있다.

따라서 L1은 가장 가까운 표준 값인 22[μH]로 정하였다. 코일은 최소 2.61[A] 이상의 전류를 수용할 수 있는 선 굵기를 가지는 인덕터 선택하여야 한다. 위의 조건을 충족시키는 코일은 $L=22[\mu H]$ 와 3.6[A]의 전류 수용능력, 1.35[cm^3]의 부피를 가지고 있는 국내 제품을 사용하였다.

(M1 선정) 부스트 컨버터의 MOSFET M1의 양단에 걸리는 전압은 출력전압과 같다. 따라서 FET가 견딜 수 있는 드레인-소스 전압의 최소치는 45[V] 이상이어야 하며, 스위칭 스파이크를 고려해 이 전압보다는 충분히 높은 드레인-소스 항복전압을 가지는 소자를 채택하여야 한다. 또한 MOSFET M1은 인덕터의 피크전류(i_{Lpk})를 충분히 수용할 수 있어야 한다. 본 연구에서 사용한 MOSFET M1은 항복전압 55[V], 최대

전류수용능력 17[A]를 가지는 International Rectifier사의 IRFR024N을 사용하였다.

(M2 선정) MOSFET M2는 LED와 직렬로 연결되어 PWM 신호에 의해 LED에 흐르는 전류를 제어하게 된다. 캐패시터 C2 양단의 전압은 LEDs와 그에 직렬로 연결된 M2에 걸려서 LED 열(string)에 전류를 흘리게 된다. 이때 M2의 도통저항은 충분히 낮아야 대부분의 전압을 LED에 걸어줄 수 있고, M2에서 발생하는 전력소모를 감소시킬 수 있다.

M2는 최대 200[mA] 이상의 전류를 흘릴 수 있어야 하며, M2에서 발생하는 전력손실을 1[%] 이내로 설정하면 요구되는 도통저항치의 최대치를 결정할 수 있다[5].

$$R_{on, 25^{\circ}C} = \frac{0.01 \cdot V_{o,max}}{I_{o,max} \cdot 1.4} = 1.61\Omega \quad (4)$$

여기서 1.4는 접합 온도 증가 때문에 도통저항의 증가분에 해당한다. 위의 요구조건을 만족하도록 하는 MOSFET를 사용하면 된다. 본 연구에서는 M1과 동일한 MOSFET를 사용하였다.

(D1 선정) 다이오드 D1의 전압 범위는 MOSFET M1의 전압 범위와 동일하며, D1에 흐르는 평균전류는 최대 출력전류(200[mA])와 같다. 비록 평균전류가 200[mA] 밖에 되지 않지만 피크 전류는 인덕터의 피크전류($i_{L,pk}$)와 같으므로 피크전류에 가까운 전류수용능력을 가진 것을 선택하여야 한다. 이러한 조건을 고려하여 D1은 항복전압 60[V], 전류수용능력 2[A]의 쇼트키 다이오드를 선택하였다. 쇼트키 다이오드는 낮은 정 방향 전압과, 빠른 스위칭이 가능한 장점을 가지며 이를 통해서 다이오드 자체의 전력소모를 줄일 수 있다.

(C1 선정) 입력 캐패시터 C1은 페루프의 안정요구조건을 충족시켜야 한다. 전원으로부터 부스트 회로의 C1까지 연결하는 선로는 저항성분 R_{source} 와 코일성분 L_{source} 가 존재한다. 제어 루프의 간섭을 막기 위해서 공진 주파수는 스위칭 주파수 100[kHz]의 40[%] 또는 그 보다 낮게 설계해야 한다[5]. 일반적으로 사용하는 전선 22[AWG] 두 가닥 약 60[Cm]는 약 2[μH]의

임피던스를 가진다. 따라서 C1의 최소치는 다음과 같이 계산된다[5].

$$C1 \geq \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{LC})^2 \cdot L_{SOURCE}} = 7.92\mu F \quad (5)$$

본 연구에서는 C1은 4.7[μF] 두 개를 병렬로 사용하였다.

(C2 선정) 출력 캐패시터 C2는 LED 열(string)의 dynamic resistance와 원하는 리플 전류에 의해 결정된다.

$$\Delta v_{p-p} = \Delta I_o \cdot R_{LED} = 0.4V \quad (6)$$

리플 전압 Δv_{p-p} 를 0.4[V]로 정하고 설계하면 C2는 다음 식을 통해 얻을 수 있다[5].

$$C2 = \frac{I_{o,max} \cdot D}{\Delta v_{p-p} \cdot f_s} = 2.5\mu F \quad (7)$$

위의 식에서 D는 MOSFET M1의 듀티비(0.5)이다. 본 연구에서는 10[μF] 50[V] 캐패시터를 사용하였다.

(R1, R2 선정) 저항 R1과 R2는 LED 열(string)의 양단 전압을 측정하기 위해 사용한다. 제어회로에서 다룰 수 있는 전압범위 이내로 분압하기위해 R1은 1[MΩ], R2는 68[kΩ]을 사용하였다. 이 회로는 약 48[V]가 감지되면 R2에 3[V]가 유기되어 M1의 게이트 전압을 끄도록 하여 회로를 과전압으로부터 보호한다.

2.2 LED 열(String)의 전류제어를 위한 PWM제어기

LED의 밝기를 조절하고 방열을 억제하며 LED의 장수명을 보장하기 위해, LED의 전류를 ON-OFF 시키는 PWM(Pulse Width Modulation)제어가 많이 사용된다.

PWM 회로의 핵심 부분은 전압을 제어해서 펄스의 듀티를 제어하는 회로이다. 듀티를 제어하기 위한 방법으로 캐리어 신호와 DC 전압신호를 비교하는 방법, 주파수가 높은 디지털 클럭을 이용하여 디지털 회로

로 처리하는 방법, 시그마델타 DAC를 이용하는 방법 등이 있다.

본 논문에서는 회로를 간단하게 하기 위해 링 발진기를 사용하였으며 이 회로는 칩으로 제작할 시 면적을 작게 차지하는 장점이 있다.

본 논문에서 설계한 PWM 제어기는 CMOS 링 발진기 두 개로 구성되어 있다. 첫 번째 발진기는 100[Hz]의 고정된 신호를 발생시키는 기준발진기이며, 나머지는 5.6[kHz]~1[MHz]의 범위의 펄스 신호를 발생시키는 가변발진기로 구성된다. 가변발진기는 LED에 흐르는 전류 제어 및 밝기 조절을 위한 디밍저항, 온도 제어를 위한 서미스터 저항과 과전류 제한을 위해 제어되는 구동전압에 의해 발진주파수가 변하게 된다.

기준발진기는 링 발진기를 이용하여 인간이 인지할 수 없을 정도의 깜빡거림을 충분히 만들어 줄 수 있는 100[Hz]의 신호를 고정적으로 발생시키도록 하였다.

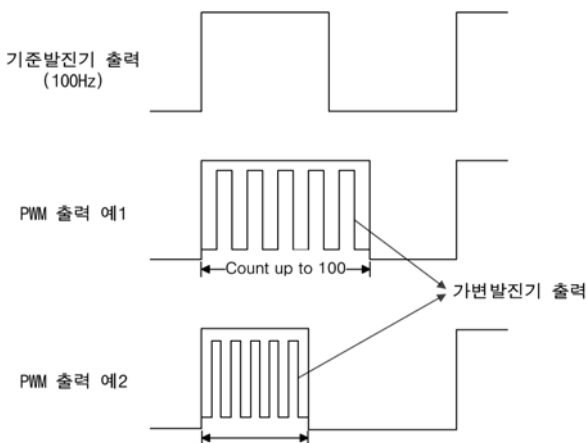


그림 3. 링 발진기 2개를 이용한 PWM 듀티비 제어
Fig. 3. PWM duty ratio control using two ring oscillators

가변발진기에서 발생하는 펄스 신호는 PWM 제어기의 내부 카운터에 의해 카운트 된다. PWM 신호는 기준발진기 신호의 상승 에지(edge)에서 High 상태가 되고, 카운터가 가변발진기 신호를 100까지 카운트한 다음 LOW 신호를 내보낸다. 그리고 기준발진기 신호의 다음 상승 에지에서 PWM 신호는 다시 High 레벨로 변하는 동작을 반복하게 된다. 가변발진기의 발진 주파수가 바뀌면 100까지 카운트하는 주기가 늘어나

거나 줄어들어 PWM의 듀티 사이클을 바꿀 수 있다. 이에 대한 내용을 아래 그림 3에 나타내었다.

그림 4는 가변발진기 및 기준발진기에 사용된 회로의 핵심부분을 나타낸 것이다. 두 개의 반전기로 사용된 NOR 게이트, 저항, 캐패시터를 가진 비안정 회로를 기반으로 하고 있다.

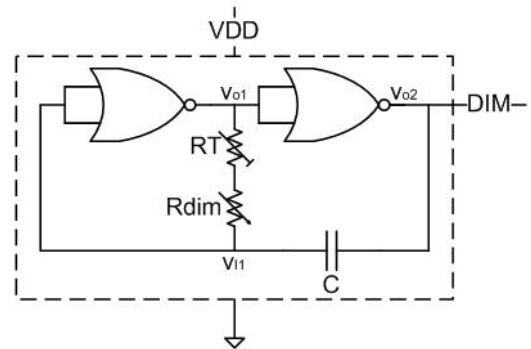


그림 4. CMOS 게이트를 사용한 비안정 멀티바이브레이터의 구조도
Fig. 4. Astable multivibrator using CMOS gates

위 그림에서 V_{DD} 는 구동전압, R_T 는 서미스터 저항, R_{dim} 은 디밍저항을 나타낸다. 그림 5는 위의 비안정 회로에 대한 동작파형을 나타낸 것이다.

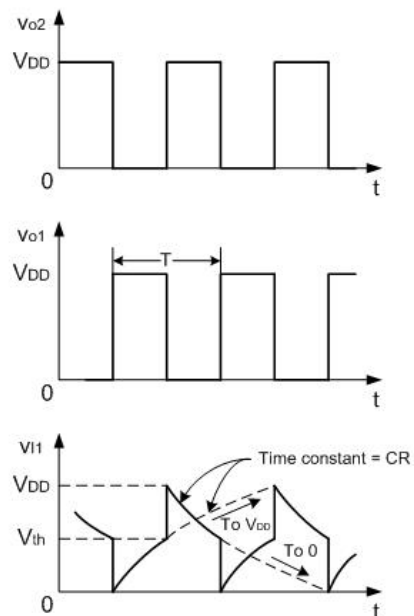


그림 5. 비안정 회로에 대한 파형
Fig. 5. Wave form of astable circuits

위의 CMOS 발진기는 저항값, 캐패시터 용량 및 구동전압에 따라서 다음과 같이 주파수가 변하는 특성을 가지고 있다[6].

$$T = CR \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{th}} \cdot \frac{V_{DD}}{V_{th}}\right) \quad (8)$$

여기서 R은 그림 4의 R_T 와 R_{dim} 을 합한 값이다. 발진기 출력 신호의 주기(T)는 변수 C와 R, 그리고 V_{DD} 에 따라 변한다. 그 중에서 가변이 용이한 R과 V_{DD} 를 조정하여 LED제어를 위해 다양한 기능을 가능하도록 하였다.

LED를 통해서 흐르는 평균전류는 CMOS 발진기의 저항(R_{dim} , R_T)과 V_{DD} 를 통해서 CMOS 발진기의 주파수를 가변시키게 되고 이는 PWM신호의 듀티를 제어하게 되고, 이를 이용하여 LED의 밝기(dimming) 조절, 온도 보호, 과전류 제한이 가능하게 된다. 각 기능에 따른 LED의 전류 제어과정을 차례로 설명한다.

조도제어(Dimming Control)

가변저항 R_{dim} 을 증가시키면 CMOS 발진기의 주기는 증가하게 되고 발진 주파수가 낮아진다. 따라서 PWM의 듀티비는 늘어나게 된다. 따라서 평균전류를 늘리게 되고 LED는 더 밝아지게 된다. 반대로 R_{dim} 을 감소시키면 LED는 어두워진다. 밝기제어 관련 동작을 요약하면 다음과 같다. ($R_{dim} \uparrow \Rightarrow T \uparrow \Rightarrow D \uparrow \Rightarrow I_{led} \uparrow$)

과열방지(Thermal Protection)

LED의 온도가 증가하면, NTC 서미스터의 저항 값은 감소한다. 따라서 발진기의 주기가 감소하여 PWM 듀티비가 줄어들고 평균전류를 감소시킨다. 따라서 온도가 올라가면 LED의 평균전류를 감소시켜 더 이상의 온도 증가에 대한 원인을 줄여준다. 온도 관련 동작을 요약하면 다음과 같다. ($Temp \uparrow \Rightarrow R_T(NTC) \downarrow \Rightarrow T \downarrow \Rightarrow D \downarrow \Rightarrow I_{led} \downarrow$)

전류제한(Current Restriction)

직렬로 연결된 LED의 맨 아래 감지저항(R_{sense})은

전류가 증가하면 양단의 전압이 증가한다. 이 전압(V_{sense})을 저역통과 회로를 거치면 전류에 비례하는 DC전압을 얻을 수 있다. 이 전압을 일정비율로 증폭하여 그림4의 V_{DD} 에 가한다. LED의 전류가 증가해서 V_{DD} 가 증가하면 발진기의 주기는 감소하고 듀티비는 줄어든다. 따라서 예기치 않은 과전류가 흐르면 PWM의 듀티비를 줄여서 평균전류가 올라가지 않도록 한다. 과전류 제한 관련 동작을 요약하면 다음과 같다. ($I_{led} \uparrow \Rightarrow V_{sense} \uparrow \Rightarrow V_{DD} \uparrow \Rightarrow T \downarrow \Rightarrow D \downarrow \Rightarrow I_{led} \downarrow$)

2.3 과전압 방지(Overvoltage protection)

부스트 컨버터는 LED가 개방되어 전류가 끊어지면, 전류가 흐를 때보다 더욱 높은 전압을 출력 캐패시터 C2에 유발시킨다. 이 동작은 MOSFET M1의 스위칭을 통해 L1에서 넘겨주는 전하가 계속 쌓이게 되어, 결국 과전압으로 회로를 손상시킬 수 있는 위험이 있다. 따라서 이러한 현상에 대한 방지 대책이 필요하다.

그림 1에서 보는 바와 같이 큰 값을 가진 저항 두 개 ($R1$, $R2$)를 직렬로 연결하여 전압을 적절히 분배한다. 이때, $R2$ 에 발생하는 전압을 기준전압과 비교하여, 과전압이 감지되면 MOSFET M1의 게이트 전압을 0[V]로 유지시킴으로 M1의 스위칭 동작이 멈추게 된다. 본 연구에서는 48V이상의 출력전압이 발생하면 M1이 꺼지도록 설계하였다. 이러한 과전압 방지회로를 통하여 LED의 최대 구동 전압을 제한할 수 있다.

2.4 시리얼 통신을 이용한 원격제어

조명에 사용되는 전력을 저감하고 조명설비에 대한 상시진단 및 제어를 위해, LED 조명등은 원격제어기능에 대한 필요성이 증대되고 있다. 본 연구에서는 조명용 LED 구동에 있어 시리얼 통신을 이용한 원격제어가 가능하도록 구현하였다. 이를 이용하면 각각의 LED조명등에 고유 식별번호가 부여되고, 중앙 시스템을 통해 원격제어가 가능해진다.

본 연구를 통해 개발된 LED 조명제어모듈은 1Kbps의 데이터 전송속도를 가진다. 그림 6은 제어를 위한

데이터 스트림의 구조를 나타낸 것이다. 데이터 스트림은 순차적으로 들어오는 신호의 동기를 맞추기 위한 Sync신호, LED조명등의 고유 식별번호가 설정된 ID신호, 특정 제어명령어로 구성된 Command신호로 구성되어 있다.

송신기는 먼저 1과 0을 번갈아 전송한다. 이것은 수신 단에서 신호의 주파수 및 주기를 검출하여 송신기와 수신기의 동기를 맞추는 것이 목적이다. 수신기는 들어오는 신호의 에지를 감지해서 한 주기에 해당하는 시간의 50/100지점부터 상승에지를 가지며 데이터의 전송속도와 동일한 클럭을 만들어 낸다.

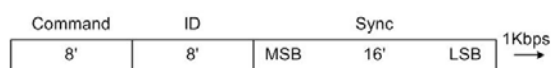


그림 6. LED 조명 제어를 위한 데이터 프레임
Fig. 6. Data frame to control LED lighting

이 클럭은 연속으로 들어오는 데이터 1[bit]가 유지되는 가운데 지점에서 샘플링 하기위해 사용된다. 샘플링을 통하여 얻은 데이터는 16[bit] 내부 레지스터의 상위비트부터 채워지고 밀려나면서 차례로 저장된다. 가장 먼저 수신된 16[bit] 데이터는 Sync, 다음 8[bit]는 ID, 그 다음 8[bit]는 Command가 수신된다.

개발된 LED 조명제어기는 4가지 주요 명령어를 통해 원격으로 LED 조명 제어가 가능하도록 설계되었다. 명령어는 응급상황 시 깜박거리는 조명을 유발하기 위한 Emergency 명령어, LED조명등을 켜기 위한 ON 명령어, LED조명등을 끄기 위한 OFF 명령어, 인체감지 센서를 이용하여 조명원 주위에 사람이 없으면 자동으로 LED조명을 끄기 위한 Saving 명령어로 구성되어 있다. 그림 7은 각 명령어에 따른 PWM enable 신호와 그에 따른 PWM 신호의 파형을 나타낸 것이다.

디밍제어는 그림 4의 R_{dim} 저항을 조정함으로써 가능하다. 이는 손으로 조정할 수 있는 가변저항기를 이용해서 쉽게 구현될 수 있다. 디밍상태는 가변저항에 의해서만 제어되며, 원격으로 ON/OFF신호를 보내면 현재의 가변저항에 의해 설정된 디밍저항의 상태에 해당하는 조도로 ON/OFF하게 된다.

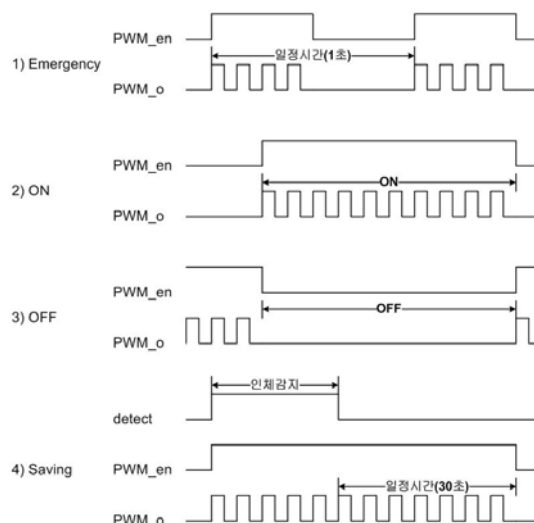


그림 7. 원격으로 제어되는 4가지 LED 구동방식
Fig. 7. Four Remote control modes for LED driving

3. 제작 및 측정

그림 1의 전체 LED구동시스템 중에서 LED구동제어부분(그림 1에서 LED 구동 IC로 명명된 부분)과 통신부분(그림 1에서 Communication으로 명명된 부분)은 칩으로 제작되었으며 그림 1의 나머지 부분은 기존 부품들을 이용하여 하이브리드 형태로 제작되었다. 칩으로 제작된 부분에 대해 우선 설명하고 제작된 칩과 다른 칩을 이용하여 전체 회로를 구성한 부분과 이들 보드에 대한 실험결과를 차례로 기술한다.

그림 1의 LED 구동 IC는 CMOS 링 발진기의 발진 주파수 가변을 통해 PWM 신호의 듀티 사이클을 조정하고, 시리얼 통신을 이용한 4가지 주요 기능에 대해서 원격제어가 가능하도록 해준다. 이들 통신기능과 기본적인 논리게이트로 구성된 발진기는 모두 디지털IC제작공정을 통해서 설계될 수 있다. 칩은 매그너칩/하이닉스의 0.35[μ m] 공정으로 제작되었다. LED 구동 IC의 내부 블록은 주파수 분주기, 시리얼 통신, 원격제어, PWM 생성에 해당하는 부분으로 구성되어 있다. 그림 9는 제작된 칩의 회로배치선도를 나타낸 것이다. 칩의 전체 크기는 1.2x1.0[mm]이다.

그림 8의 칩과 상용부품을 결합하여 하이브리드 형태의 전체회로가 제작되었다. 그림 9는 제작된 LED

구동 IC 및 주변회로를 테스트하기 위해 제작된 전체 보드의 외양사진이다. 테스트 보드는 전력용 트랜지스터와 인덕터 등으로 구성된 아날로그 부분, 제작된 칩, 고풍력 LED의 방열설계를 위해 분리된 LED 부분으로 구성되어 있다. 시험을 위한 입력 전원은 12[V]-7.0[AH]의 DC 배터리를 사용하였다.

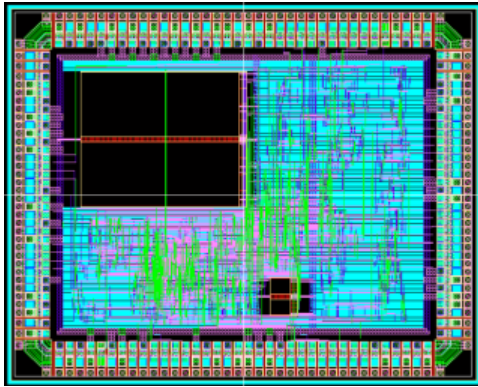


그림 8. LED 구동 IC 회로배치선도
Fig. 8. Layout view of the LED driver IC

전류측정은 전류측정저항(R_{sense}) 2[Ω]의 양단 전압을 측정해서 측정된 전압을 저항값(2[Ω])로 나누면 LED 열(string)에 흐르는 전류파형이 된다. 그림 10은 구동회로가 동작할 때 97[%]와 50[%]의 듀티비에서 LED에 흐르는 전류를 측정하기 위한 R_{sense}의 전압을 측정한 파형이다. 시간영역 측정은 Tektronix MSO4000 오실로스코프를 사용하였다.

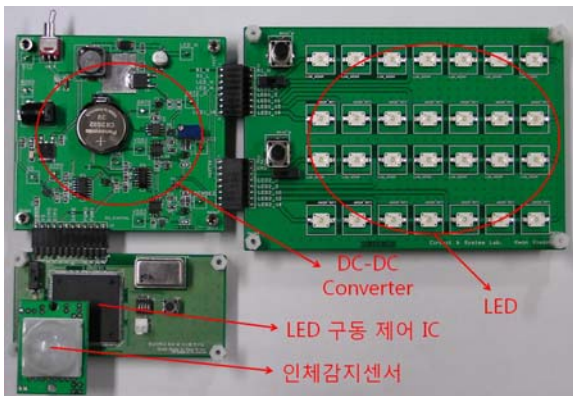
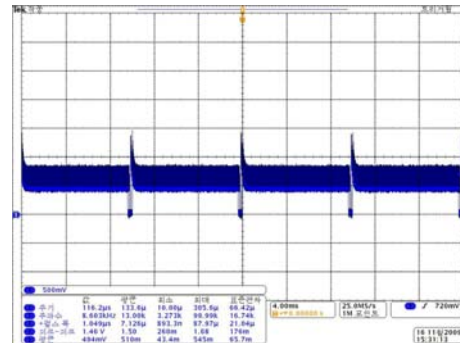
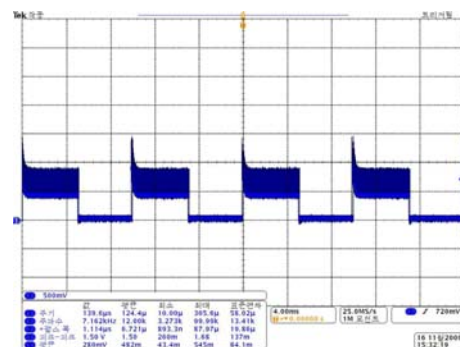


그림 9. LED 드라이버 모듈
Fig. 9. LED driver module



(a) Duty cycle 97[%]



(b) Duty cycle 50[%]

그림 10. LED 열(string)의 전류측정(가로축 : 4[ms/div], 세로축 : 500[mV/div])
Fig. 10. Current measurement of LED string

그림 11은 실제 제작된 전체 LED시스템의 원격제어기능을 테스트하기 위해 LED조명-OFF 명령이 수행되는 통신신호를 오실로스코프로 측정한 파형이다. 그림 12 (a)는 LED조명등을 제어하기 위해 전송되는 데이터 스트림 및 더미 신호를 포함한 전체 파형을 보여준다.

그림 11 (b)는 sync, ID, Command로 구성된 데이터 스트림 부분을 확대하여 나타낸 것이다. 예를 들어 LED-OFF 명령어가 전송되었을 때, Command까지 수신을 완료하면 그림과 같이 PWM 파형이 OFF됨을 확인할 수 있다.

LED가 최대의 출력을 내도록 조정된 상태에서 입력 전원 공급전압과 전류 및 LED 열(string) 양단 전압과 전류를 측정하였다. 입력전원공급전압이 11.6[V] 일 때, 전원으로부터 입력되는 전류는 999[ma], 전력은 11.59[watt]로 측정되었으며, 이때, LED열에 걸리

는 출력전압은 42.9[V]이며 LED에 흐르는 전체 출력 전류는 232[mA], 출력전력은 9.95[watt]로 측정되었으며, 개발된 구동회로 전체의 전력변환 효율은 85.88[%]로 측정되었다.

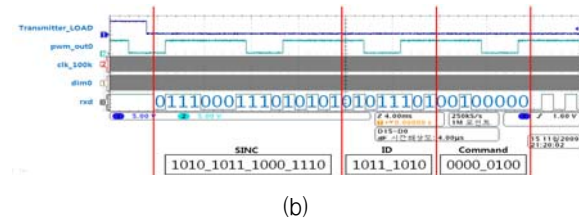
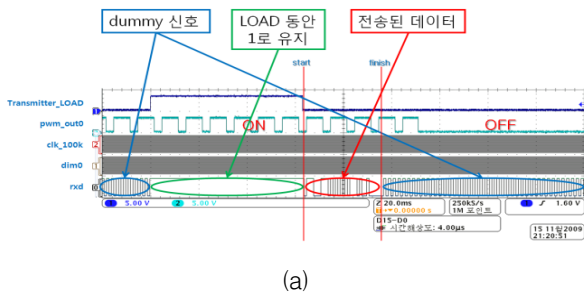


그림 11. 시리얼 통신을 이용한 OFF 명령 수행파형
Fig. 11. OFF command signal waveform using the serial communication

4. 결 론

밝기조절, 온도제어, 전류제한 및 통신 기능을 가지는 고출력 LED 구동회로를 설계 및 제작하였다. LED 구동회로의 PWM제어기를 위해 CMOS 링 발진기의 발진주파수를 변화시켜 PWM신호의 듀티 사이클을 조절하는 회로를 개발하였다. 이 회로는 기존의 회로에 비해 매우 간단하여 모든 회로가 디지털게이트로 구성되어 있어서 디지털 칩 제작공정을 활용할 수 있으며, 크기가 작아서 제작될 때 비용절감효과를 낼 수 있다. 개발된 전체 LED제어회로는 시리얼 통신으로 제어되도록 하는 기능을 가지며 LED 열(string)이 개방되거나 구동 전압 보다 높은 전압으로 증가하는 경우, 과전압 방지회로를 통해 MOSFET은 스위칭을 멈추고 더 이상 부스트가 동작하지 않는 보호 기능을 가지고 있다. 제작된 전체시스템의 전기적 전력변환효

율은 85.88[%]를 나타내었다.

본 연구를 통해 개발된 CMOS 링 발진기를 이용한 LED PWM제어회로는 회로가 간단하여 디지털 공정으로 제작될 수 있고, 대량생산이 필요한 LED조명등에 적용될 때 원가를 절감시키는 효과를 줄 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 2006년 영남대학교 학술연구조성비에 의한 것 입니다.

References

- [1] M. G. Craford, "LED's challenge the incandescents", IEEE circuits and Devices Mag., vol. 8, pp. 24-29, Sept. 1992.
- [2] D. A. Steigerwald, et al., "Illumination with solid state lighting technology", IEEE J. Sel. Top. Quant. Electron., vol. 8, no. 2, pp. 310-320, March-April 2002.
- [3] M. Shur and R. Zukauskas, "Solid-state lighting: toward superior illumination", Proceedings of the IEEE, vol. 93, no. 10, Oct 2005, pp. 1691-1703.
- [4] LU Jiaying, WU Xiaobo, "A PWM Controller IC for LED Driver Used to Multiple DC-DC Topologies", Power and Energy Engineering Conference 2009, pp.27-31, APPEEC 2009.
- [5] Steve Winder, "Power supplies for LED Driving", Newnes, 2008.
- [6] Sedra and Smith, "Microelectronic Circuits", fifth edition, p. 1026, 2005.

◇ 저자소개 ◇



권기수(權奇首)

1981년 8월 21일생. 2007년 2월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업. 2010년 2월 영남대학교 대학원 전자공학과 졸업. 현재 LG이노텍 근무.



서영석(徐映錫)

1964년 6월 30일생. 1986년 영남대학교 전기공학과 졸업. 1991년 포스텍 전자전기공학과 대학원 졸업(석사). 1995년 동대학원 졸업(박사). 현재 영남대학교 공과대학 전자공학과 교수.