Regular Paper
J. KIEEME
Vol. 23, No. 8, pp. 593-600, August 2010
DOI: 10.4313/JKEM.2010.23.8.593

출력전류 제어 기능이 향상된 고휘도 LED 구동 IC 설계

송기남[1], 한석붕[2,a]
[1] 경상대학교 전자공학과
[2] 경상대학교 전자공학과, 경상대학교 공학연구원

Design of the High Brightness LED Driver IC with Enhanced the Output Current Control Function

Ki-Nam Song[1] and Seok-Bung Han[2,a]
[1] Department of Electronic Engineering, Gyeongsang National University, Jinju 660-701, Korea
[2] Department of Electronic Engineering and Engineering Research Institute, Gyeongsang National University, Jinju 660-701, Korea

(Received May 17, 2010; Revised July 16, 2010; Accepted July 23, 2010)

Abstract: In this paper, High brightness LED (light-emitting diodes) driver IC (integrated circuit) using new current sensing circuit is proposed. This LED driver IC can provide a constant current with high current precision over a wide input voltage range. The proposed current-sensing circuit is composed of a cascode current sensor and a current comparator with only one reference voltage. This IC minimizes the voltage stress of the MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor) from the maximum input voltage and has low power consumption and chip area by using simple-structured comparator and minimum bias current. To confirm the functioning and characteristics of our proposed LED driver IC, we designed a buck converter. The LED current ripple of the designed IC is in ±5% and a tolerance of the average LED current is lower than 2.43%. This shows much improved feature than the previous method. Also, protections for input voltage and operating temperature are designed to improve the reliability of the designed IC. Designed LED driver IC uses 1.0 ㎛ X-Fab. BiCMOS process parameters and electrical characteristics and functioning are verified by spectre (Cadence) simulation.

Keywords: High brightness LED driver, Current sensing circuits, PCC, HCC, Current precision

1. 서 론

Light-emitting diodes (LED) 조명은 기존의 백열등이나 형광등에 비해 높은 휘도와 긴 수명을 가지면서, 수은과 같은 중금속을 배출하지 않는 친환경 조명이다. 최근 조명용 백색 LED 기술의 발전으로 LED의 출력 광효율이 100 lumen/w 이상으로 증가하면서, LED 조명이 차세대 광원으로 각광받고 있다. 국내에서도 신성장 동력사업의 일환으로 LED 조명의 개발과 보급을 적극적으로 추진하고 있으며 이에 관한 연구 및 기술개발이 활발하게 진행되고 있다 [1,2].

일반조명용으로 사용되는 고휘도 LED는 정격전류가 350 ㎃ 이상으로 계속 증가하고 있어 이러한 큰 출력 전류를 정확하게 제어할 수 있는 LED 구동 회로가 필요하다. LED 구동 회로는 스위칭 모드 direct current-direct current (DC-DC) 컨버터를 사용하며, 입출력 전압의 비율에 따라 벅 (buck) 컨버터, 부스트 (boost) 컨버터 그리고 벅-부스트 (buck-boost) 컨버터의 3가지로 구분할 수 있다. 특히 벅 컨버터는 출

a. Corresponding author; hsb@gnu.ac.kr

력단에 매우 큰 커패시터가 없더라도 연속적으로 전류를 제공할 수 있고, 간단하고 적은 비용으로 구현이 가능하여 LED 구동 방식으로 널리 사용된다 [1,3].

고휘도 LED를 구동하는 벅 컨버터에서 일반적으로 사용하는 구동 IC는 큰 출력 전류를 제어하기 위해 피크 전류 제어 (PCC: peak current control) 방식이나 히스터레틱 전류 제어 (HCC: hysteretic current control) 방식을 사용한다 [1,4].

PCC 방식의 벅 컨버터는 전류 감지소자가 전류제어 루프 밖에 존재하므로 외부 MOSFET가 ON일 경우에 만 전류를 감지한다. 그러므로 감지소자에 의한 손실이 적고 구조가 간단하여 구현하는 비용이 적다. 또한 외부 MOSFET의 드레인 (drain)에 높은 입력 전압이 연결되어 있어 LED 구동 IC는 고전압의 스트레스 (stress)를 받지 않는다는 장점 때문에 고정된 DC 입력 전압에서 고휘도 LED를 구동하기 위해 많이 사용된다. 그러나 이 방식은 넓은 입력 전압 범위에서 평균 LED 전류의 정밀도가 떨어지는 단점이 있어, 이를 높이기 위해 사용해야 하는 매우 큰 인덕터(L)는 회로 크기의 증가와 비용 상승을 초래하는 문제점이 있다 [4,5]. 한편, HCC 방식의 벅 컨버터는 전류 감지소자가 전류 제어 루프 내에 포함되어 있고, 일반적으로 회로의 GND에 연결되지 않는 상단 전류(high side current)감지 방식을 사용한다. 이 방식은 외부 MOSFET가 ON과 OFF 일 때, 전류를 모두 감지하여 제어하므로 PCC 방식보다 평균 전류 제어 정밀도가 높은 장점이 있다 [4,6,7]. 그러나 이 방식은 다음과 같은 문제점이 있다. 우선, 전류 감지 비교기의 구조가 복잡하다. 즉, HCC 방식의 구현에는 두 개의 문턱 전압이 요구되므로 이를 생성하기 위한 방법으로 히스테리시스 비교기나, 두 개의 기준 전압을 이용한다 [4,8,9]. 히스테리시스 비교기는 구조가 복잡할 뿐만 아니라, 정밀한 히스테리시스 전압을 얻기가 어렵다. 또한 두 개의 기준 전압을 이용하는 방법은 두개의 비교기와 RS 래치가 필요하므로 칩면적과 전력소모 증가의 단점이 있다. 다음으로 상단 전류 감지 회로는 입력 전압에서 외부 MOSFET에 높은 전압 스트레스를 받는 동시에 높은 입력전압에 따라 바이어스 전류가 증가하므로 최대 입력 전압에서는 상당량의 전력소모가 존재한다. 그러므로 종래의 HCC 방식에서 사용되었던 전류 감지회로보다 구조가 간단하고 높은 입력전압 스트레스를 견디는 동시에 바이어스 전류가 적은 새로운 전류 감지회로가 필요하다.

H. Broeck 등 [2]은 LED에 대한 전력구동 토폴로지 및 PCC방식의 벅 컨버터를, LU Jiaying 등 [10]은 LED의 다중모드 PWM 제어기를 제안하였다. 또한, Wing Yan Leung [5] 등은 전력효율이 좋은 LED 전류 감지회로를 제안하였으나, 넓은 입력범위에서는 전류제어 정밀도가 떨어지는 단점을 갖고 있다. 참고문헌 [4,5]에서는 현재 상용화된 LED 구동 IC에서 사용하는 PCC 방식과 HCC방식의 전류 정밀도를 비교하여 HCC 방식이 PCC방식보다 더 우수함을 제시하였으나 기존 HCC 방식을 사용한 구동 IC들은 전술한 문제들을 대부분 갖고 있다.

본 논문에서는 새로운 구조의 전류 감지회로를 사용한 고휘도 LED 구동 IC를 제안한다. 설계한 LED 구동 IC는 간단한 구조와 높은 입력전압 스트레스에 강한 PCC 방식과 평균 LED 전류의 정밀도가 우수한 HCC 방식의 장점이 있다. 또한 종래의 HCC 방식보다 구조가 간단하고, 바이어스전류가 적으므로 칩면적 및 전력소비특성이 향상된다. 제안한 전류 감지회로는 상단 전류 감지기와 감지전류 비교기로 구성된다. 상단 전류감지기는 캐스코드 (cascode) 형태 및 적은 바이어스 전류를 사용하도록 설계하여 고전압인가 시, MOSFET의 드레인 전압스트레스를 최소화하고. 전력 소모를 감소시킨다. 그리고 상단 전류 감지기의 감지 전류를 전압으로 바꾸어 외부 MOSFET의 턴-온 (turn-on) 시간을 제어하는 감지전류 비교기는 오직 한 개의 기준 전압과 간단한 비교기로 설계하여 기존의 방식보다 칩면적이 적으며 우수한 전류 제어 특성이 있다. 또한 칩의 안정된 동작을 위하여 입력전압 및 동작 온도 보호회로를 설계하였다. 제안한 LED 구동 IC의 동작 및 전기적인 특성을 검증하기 위하여 벅 컨버터를 설계하여 모의실험을 수행하였다. 모의실험은 1 ㎛ BiCMOS 공정 파라미터와 Cadence 사의 Spectre 툴을 이용하였다. 설계한 LED 구동 IC의 전체 레이아웃 면적은 2,500 ㎛×2,000 ㎛이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 고휘도 LED 구동 IC의 전체 구성과 동작을 설명하고, 본 논문에서 제안하는 LED 구동 IC의 핵심블록인 전류 감지회로의 구조 및 기능을 기술한다. 3장에서는 설계한 구동 IC를 사용하여 벅 컨버터를 설계하고 모의실험을 통하여 본 논문에서 제안한 설계방식의 유효성을 입증하고 4장에서 결론을 맺는다.

2. 실험 방법

2.1 고휘도 LED 구동 IC 설계

고휘도 LED 구동 IC는 LED의 구동을 위해 전압 및 전류를 공급하는 집적회로이다. 설계한 구동 IC는

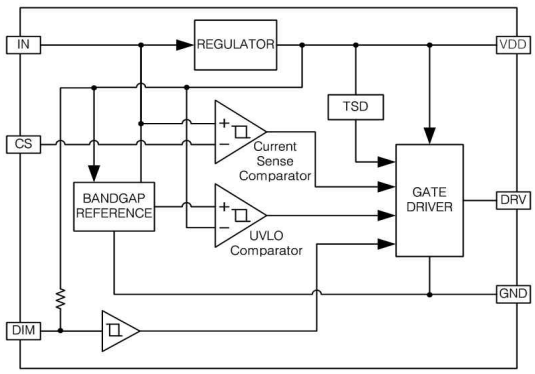

Fig. 1. Block diagram of the designed LED driver IC.

고전압, 고휘도 LED의 구동을 원활하게 하기 위해 높은 출력 전류를 안정적으로 공급할 수 있도록 하는 데 중점을 두어 설계하였다.

2.1.1 설계한 LED 구동 IC의 구조

LED 구동 IC는 크게 전류 감지회로 블록, 전원 및 바이어스 (bias)블록, 보호회로 블록, 그리고 출력 구동 블록으로 구성된다. 그림 1은 본 논문에서 설계한 LED 구동 IC의 전체 블록도이다.

고휘도 LED에 입력전압 및 부하조건에 무관하게 일정한 전류를 공급하는 것이 매우 중요하며, 이 기능은 전류 감지회로가 한다. 본 논문에서 제안한 전류 감지회로는 상단 전류 감지기와 감지전류 비교기로 구성된다. 상단 전류 감지기는 캐스코드 형태로 설계하여 최대 입력 전압 (30 V)보다 큰 전압에서도 회로 내의 각 MOSFET가 받는 고전압의 스트레스를 감소시켰다. 또한, 바이어스 전류를 최소로 설계하여, 기존방식의 문제점인 높은 입력전압으로 인한 전력 소모를 줄였다. 그리고 감지전류 비교기는 상단 전류 감지회로의 감지 전류를 전압으로 바꾸어 외부 MOSFET의 턴-온 시간을 제어하는 기능을 하며, 각각 한 개의 기준전압과 비교기로 설계가 용이하고. 칩면적이 작은 장점이 있다. 전류 감지회로는 3장에서 자세하게 기술한다.

전원 및 바이어스 블록은 전압 레귤레이터 (regulator)와 밴드갭 기준회로 (bandgap reference)로 나누어진다. 전압 레귤레이터는 밴드갭 기준회로와 오류 증폭기 (error amplifier) 및 전달 트랜지스터 (pass transistor)로 구성되며, 공정, 온도 및 입력 전압의 변동과 무관하게 일정한 전압 및 충분한 전류를 공급하도록 설계하였다. 다음으로 밴드갭 기준회로는 전압 레귤레이터 및 각 보호회로의 기준 전압을 제공한다. 본 논문에서는 입력 전압이 8 V일 경우, 밴드갭 기준회로의 기준 전압은 1.222 V, 전압 레귤레이터의 출력 전압은 5.005 V로 설계하였다. 또한 전압 레귤레이터의 최대 입력 전압은 30 V, 전달 트랜지스터를 통해 내부회로에 공급할 수 있는 최대 부하 전류는 10 ㎃이다. 전압 레귤레이터의 line(load) regulation은 1.67(0.034) ㎷/㎃이다.

설계한 LED 구동 IC의 신뢰성을 높이기 위해 비정상 입력전압에 대한 보호회로인 UVLO (under voltage lock out) 및 동작범위를 넘는 온도에 대한 보호회로인 TSD (thermal shut down)를 설계하였다. UVLO는 입력 전압을 감지하여 IC의 초기 동작을 결정하며, 낮은 입력 전압에서 MOSFET을 구동함으로써 발생할 수 있는 전력 소모를 감소시키는 기능을 한다. 본 논문에서 설계한 UVLO는 입력 전압 대신 전압 레귤레이터의 출력 전압을 감지하여, VDD가 4.4 V 이상일 때 IC가 정상 동작하게 하고, 3.9 V 이하일 때 정지하도록 하였다. TSD 회로는 IC 동작 중에 발생할 수 있는 과열에 의한 오동작을 방지하기 위하여 IC의 동작 온도가 144℃ 이상이 되면 IC의 동작을 멈추게 하고, 온도에 대한 히스테리시스 (hysteresis)값은 29℃로 설계하였다.

LED 구동 IC는 벅 컨버터의 스위칭 소자를 구동한다. 특히 이 소자는 고휘도 LED를 구동하기 위하여 30 V의 항복 전압 (breakdown voltage)과 2 A 이상의 드레인 전류용량을 가지는 MOSFET이다. 따라서 이 소자를 구동하는 출력 구동 블록은 최대 스위칭 주파수가 2 ㎒이고, 큰 입력 커패시턴스를 갖는 스위칭 MOSFET를 빠르게 구동할 수 있도록, 소스 (source) 전류와 싱크 (sink) 전류를 각각 0.4 A와 0.8 A를 생성할 수 있도록 설계하였다.

2.1.2 설계한 LED 구동 IC의 동작

HCC 방식의 벅 컨버터는 PCC 방식에 비하여 넓은 입력 전압 범위에서도 평균 LED 전류의 정밀도가 매우 우수하며, 높은 주파수에서 동작함으로 컨버터를 구성하는 인덕터 (L)의 크기를 줄일 수 있다. LED 구동 IC의 동작을 설명하기 위하여 HCC 방식 벅 컨버터를 개략적으로 구성하였다 (그림 2).

그림 2의 벅 컨버터는 IC 외부의 감지 저항 (R_{CS})에 의해 평균 LED 전류를 결정한다. 이 감지 저항은 IC의 입력 단자 (IN)와 전류 감지단자 (CS)에 직렬로

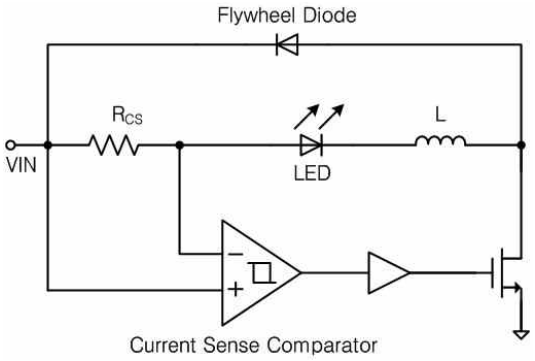

Fig. 2. Buck converter with HCC method.

연결된다. 또한, 입력 단자와 전류 감지 단자에는 전류 감지 비교기가 연결되어 있으며, 감지된 LED 전류는 전류 감지 비교기에 의해 전압으로 변환되어 외부 MOSFET를 제어한다. 전류 감지 비교기는 두개의 문턱전압을 가지며, 이 문턱전압들에 의하여 발생하는 히스테리시스 특성을 이용하여 LED 전류를 정밀하게 제어할 수 있다. 설계한 LED 구동 IC는 디밍 단자(DIM)에 PWM (pulse width modulation) 신호가 인가되고, 이 PWM 신호에 따라 LED의 휘도를 조절할 수 있다. 즉, LED 전류는 디밍 단자에 인가된 PWM 신호의 온 (on) 시간 동안만 흐른다. 따라서 PWM 디밍 제어는 PWM 신호의 듀티 사이클 (duty cycle)에 의해 LED에 흐르는 평균 전류를 결정한다. PWM 디밍 제어에 따른 평균 LED 전류는 다음과 같으며, 평균 전류의 양에 따라 LED의 밝기가 조절된다.

$$I_{AVG} = I_{PEAK} \times D \tag{1}$$

이때, D=듀티비=t_{on}/T, t_{on} =스위치 on 시간, T=스위칭 주기

그림 2의 벅 컨버터의 동작은 다음과 같다. 먼저, 디밍 단자에 PWM 신호가 인가되면, LED에 흐르는 전류는 증가하고, 감지 저항 (R_{SENSE}=R_{CS})양단에 전압 강하가 발생한다. 이 전압이 감지 전류 비교기의 높은 문턱 전압 ($V_{RS(HI)}$)에 도달하면, 외부의 MOSFET은 턴-오프 (turn-off) 된다. 이때 LED 전류는 플라이휠 (flywheel) 다이오드를 통해 흐른다. 시간이 지남에 따라, LED에 흐르는 전류는 감소하고, 감지 저항 양단 전압이 감지 전류 비교기의 낮은 문턱 전압 ($V_{RS(LO)}$)과 같을 때, 외부 MOSFET는 다시 턴-온 된다. 결과적으로 감지 전류 비교기의 문턱 전압에 의해 LED 전류는 램프 (ramp) 형태를 보이며, 이 경우, 스위칭 주파수는 다음과 같다.

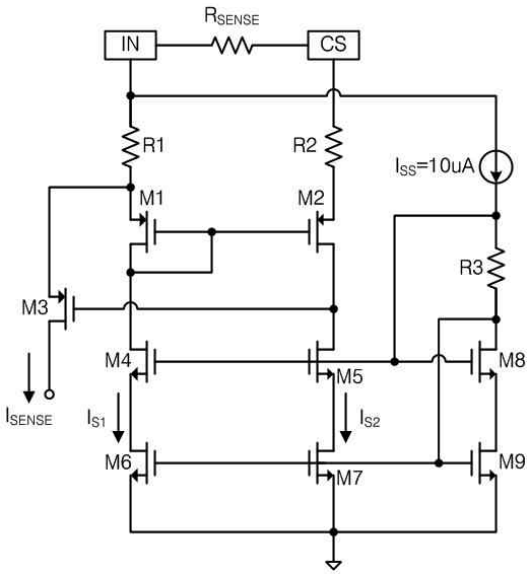

Fig. 3. The proposed high side current sensor.

$$f_{SW} = \frac{(V_{IN} - n \times V_{LED}) \times n \times V_{LED} \times R_{SENSE}}{V_{IN} \times (V_{RS(HI)} - V_{RS(LO)}) \times L} \tag{2}$$

이때, n=LED의 개수이고, V_{LED}= 한 LED의 순방향 전압강하임.

2.2 실험

입력전압 및 부하의 변화에 대해서 LED 어레이에 일정 전류를 공급하여 광 출력을 유지하기 위해서는 LED 구동 IC내의 전류감지 회로에 의한 정밀한 전류 제어가 필요하다. 본 논문에서 제안한 전류 감지 회로는 상단 전류 감지기와 감지 전류 비교기로 구성된다. 상단 전류 감지기는 최대 입력 전압 (30 V)에서도 정상적인 동작을 해야 하고, 높은 입력 전압에 따른 전력 소모를 최소화해야 한다. 그리고 LED 전류의 리플 (ripple)을 줄이기 위해서 감지 전류 비교기의 전류 정밀도가 높아야 한다.

2.2.1 제안한 상단 전류 감지기

그림 3은 본 논문에서 제안한 상단 전류 감지기이다.

트랜지스터 M1과 M2의 L (length)과 W (width)는 동일하며, 저항 R1과 R2의 크기는 같다. 트랜지스터 M4~M9, 그리고 저항 R3 는 바이어스 회로를 구성하고 같은 크기의 I_{S1}과 I_{S2} 를 생성한다. 이때 바이어스 전류 I_{SS} 는 10 ㎂로 설계하여 큰 입력전압에 대하여 전력 소모를 최소화하였다. 또 캐스코드 형태로 바이어스 회로를 설계하여 각 MOSFET가 받는 고전압 스트레스를 감소시켰다. 전류 감지기의 동작은 LED에 전류가 흐르지 않을 때 IN 단자와 CS 단자의 전압은 같으며, M1과 M2의 소스 전압도 같다. 또한, M1과 M2의 게이트 전압이 같으므로 이들의 소스-게이트 전압 (V_{SG})은 같고, 따라서 M1 및 M2의 드레인 전류 또한 동일하다. 다음으로 LED에 전류가 흐르기 시작하면, 감지 저항 양단에 $I_{LED} \times R_{SENSE}$ 만큼의 전압 강하가 발생하고, CS 단자의 전압이 IN 단자에 비해 상대적으로 낮아진다. 동시에 M2의 소스 전압이 낮아지고, M2의 소스-게이트 전압 (V_{SG2})의 감소로 M2의 드레인 전류는 줄어든다. 이때, M3는 M1 및 M2의 드레인 전류 차를 감지하여 오류 증폭기와 같은 동작을 한다. M3의 게이트는 M2의 드레인과 연결되고, M3의 소스는 M1의 소스와 R1 사이에 연결된다. LED 전류가 증가하면 M2의 드레인 전류가 감소하면서, 전류원 I_{S2}에 의해 M2의 드레인 전압이 강하한다. 결국 M3의 소스-게이트 전압 (V_{SG3})은 상승하고, M3의 드레인 전류 I_{SENSE}는 증가한다. M3의 드레인 전류는 M1과 M2의 소스-게이트 전압이 같아질 때까지 M1의 소스 전압을 강하시킨다. 즉, M3는 M1의 소스에서 전류를 싱크 (sink)하면서 M1과 M2의 드레인 전류를 같게 한다. 이 M3의 싱크 전류는 상단 전류 감지기의 출력 전류로써, LED에 흐르는 전류를 감지한 결과이다. 이 감지 전류는 식 (3)과 같다.

$$I_{SENSE} = I_{LED} \times \left(\frac{R_{SENSE}}{R1} \right) \tag{3}$$

여기서 R_{SENSE}는 벅 컨버터의 외부 소자에 해당하며, 제안한 전류 감지 비교기의 높은 문턱 전압 ($V_{RS(HI)}$)은 210 ㎷, 낮은 문턱 전압($V_{RS(LO)}$)은 190 ㎷이다. 이 두 문턱 전압을 이용한 감지 저항의 크기는 식 (4)와 같다.

$$R_{SENSE} \approx \frac{(V_{RS(HI)} + V_{RS(LO)})}{2 \times I_{LED}} = \frac{200mV}{I_{LED}} \tag{4}$$

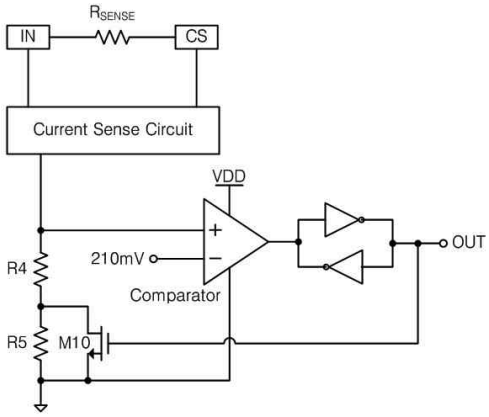

Fig. 4. The proposed sensing current comparator.

2.2.2 제안한 감지 전류 비교기

감지 전류 비교기 (그림 4)는 두 개의 문턱 전압을 결정하기 위하여 한 개의 비교기와 기준 전압을 사용하므로 기존 HCC 방식보다 구조가 간단하고, 전력 소모가 적은 장점이 있다.

상단 전류 감지기에 의해 감지된 LED 전류 (I_{SENSE})는 식 (3)과 같이 실제 LED에 흐르는 전류 (I_{LED})와 기울기는 같고, 크기만 다르다. 이 감지 전류는 저항 R4와 R5에 의해 전압으로 변환되고, 감지 전류 비교기의 높은 문턱 전압인 210 ㎷의 기준 전압과 비교된다. 이 때, 기준 전압 210 ㎷는 VDD 전압의 저항 분배를 통해 얻는다. 감지된 LED의 전류에 대한 변환 전압 (V_{SENSE})은 다음 식과 같다.

$$V_{SENSE} = I_{SENSE} \times (R4 + V_{DS10(on)}) \leq 210\ mV \Rightarrow V_{RS(HI)} \tag{5}$$

이때, $V_{DS10(on)}$ = 트랜지스터 M10의 On 저항

$$V_{SENSE} = I_{SENSE} \times (R4 + R5) \geq 210\ mV \Rightarrow V_{RS(LO)} \tag{6}$$

그림 5는 제안한 전류 감지 비교기의 동작을 모의실험한 결과이다. 감지된 LED 전류의 변환 전압이 기준 전압 210 ㎷보다 작을 때 (단, LED 전류는 0이 아닌 양의 값이다), 비교기의 출력은 하이 (high)가, M10은 턴-온 되며 변환 전압은 식 (5)와 같다. 감지된 LED

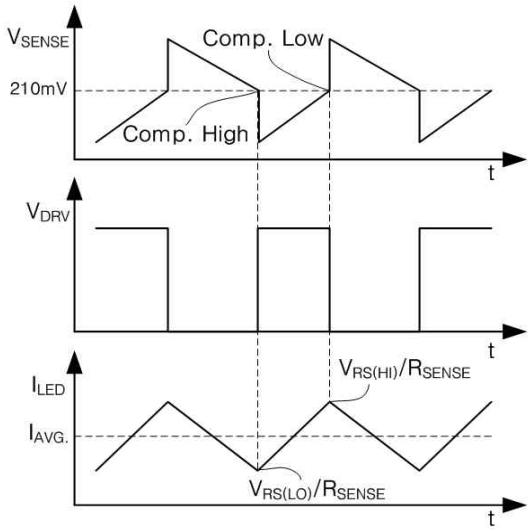

Fig. 5. Operation of the proposed current sensing circuit.

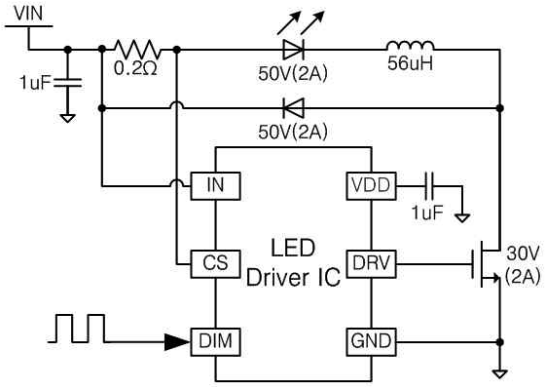

Fig. 6. Design of the buck converter for verification.

전류의 양이 더욱 증가하여 변환 전압이 기준 전압과 같게 되면, 비교기의 출력은 로우 (low)가 되고, M10은 턴-오프 된다. 이 때, 변환 전압은 식 (6)과 같다. 전류 감지 비교기의 낮은 문턱 전압 ($V_{RS(LO)}$)은 저항 값을 증가시켜 구현된다. M10이 턴-오프 되면서 저항 값 (R4+R5)이 커지고, 결국 같은 감지 전류에 따른 변환 전압은 더욱 상승한다. 동시에 외부의 MOSFET가 턴-오프 되고, LED 전류는 플라이휠 다이오드에 의해 흐르면서 점차 감소하기 시작한다. 따라서 변환 전압은 서서히 감소하고, 기준 전압 210 ㎷에 도달하면 비교기의 출력은 다시 하이 (high)가 되고, M10이 턴-온 되면서 변환 전압은 더욱 감소한다. 동시에 외부의 MOSFET가 턴-온 되고, LED 전류는 증가한다. 이때 비교기의 출력에 따라 저항 값을 조절하여 원하는 히스테리시스 전압 ($V_{RS(HI)} - V_{RS(LO)} = 20$ ㎷)을 얻을 수 있다.

3. 결과 및 고찰

3.1 LED 구동 IC의 검증회로 설계

본 논문에서 설계한 LED 구동 IC의 동작 특성을 평가하기 위하여 그림 6과 같이 벅 컨버터를 설계하였다.

입력 전압 (VIN)은 8 V에서 최대 30 V까지 변화시켜 인가하고 고휘도 LED 구동을 위하여 평균 LED 전류 값을 1 A로 결정하였다. 따라서 식 (4)에 의하여 감지 저항 값은 0.2 Ω으로 설계하였다. 벅 컨버터의 인덕터는 56 μH이며, LED와 플라이휠 다이오드는 50 V/2 A의 다이오드를 사용하였고, 스위치 소자인 외부 MOSFET는 30 V/2 A의 고전압 MOSFET를 이용하였다. 디밍 단자 (DIM) 입력에는 디밍 신호 주파수가 10 ㎑ 이고 듀티비가 50%인 PWM 신호를 인가하여 벅 컨버터의 동작에 대하여 모의실험을 행하였다.

3.2 LED 구동 IC의 모의실험 결과

그림 7은 12 V의 입력 전압 조건에서, 설계한 LED 구동 IC의 동작을 모의 실험한 결과다. (a)는 디밍 입력(PWM 신호)에 따른 출력 단자(DRV)와 인덕터에 흐르는 전류 (I_{LED}), (b)는 (a)의 결과 파형의 일부분을 확대한 것이다. (c)는 벅 컨버터가 히스터레틱 모드로 정상적으로 동작하는 것을 보여준다. LED 전류의 높은 피크 값은 1.055 A, 낮은 피크 값은 0.955 A로 평균 LED 전류는 1.005 A (0.5%의 오차)이다. LED 전류의 피크 값을 전류 감지 비교기의 문턱 전압으로 환산하면, 각각 211 ㎷와 191 ㎷로 정상적으로 동작하고 있다. 또한 히스터레틱 형태의 스위칭 주파수는 707 ㎑이다.

그림 8은 입력 전압 변화에 대한 평균 LED 전류의 모의실험 결과이다. 설계한 LED 구동 IC는 평균 LED 전류 오차율이 최대 2.43% (1 A 기준)로 매우 우수하다. 모의실험 결과에서와 같이. 입력 전압이 증가하면 평균 LED 전류가 약간 증가한다. 이것은 입력 전압이

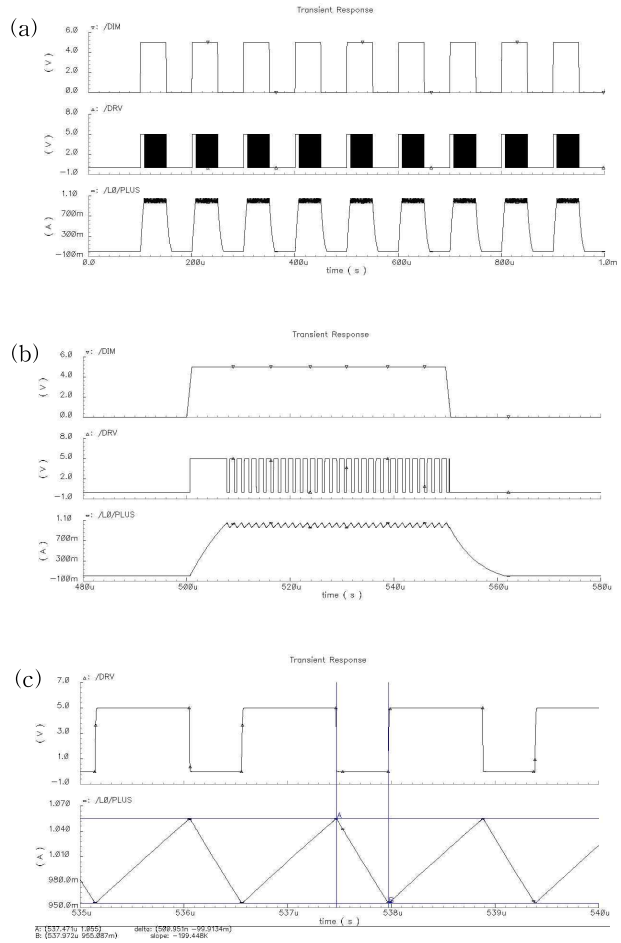

Fig. 7. (a) Simulation results of the designed LED driver IC, (b) Expansion of the result waveforms, (c) Hysteretic mode.

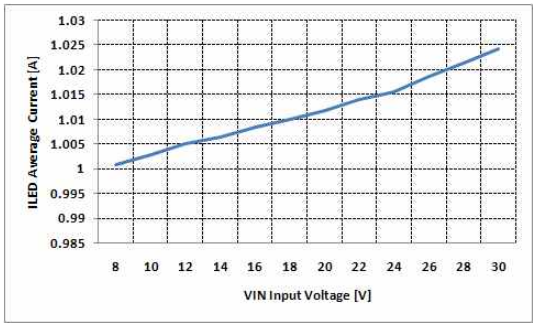

Fig. 8. The average LED current with the input voltage variation.

Table 1. Performance summary of designed LED driver IC.

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
VIN	Input voltage	8		30	V
V_{UVLO}	UVLO threshold		4.423	4.474	V
V_{UVHYS}	UVLO hysteresis		501		mV
f_{SW}	Switching frequency			2	MHz
I_{GND}	Ground current			1.5	mA
Current Sense Circuit					
$V_{RS(HI)}$	Sense vol. high	204.5	210	215.2	mV
$V_{RS(LO)}$	Sense vol. low	180.8	190	202.6	mV
CS_{HYS}	Sense hysteresis		20		mV
Gate Driver					
I_{SOURCE}	Source current	0.259	0.416		A
I_{SINK}	Sink current	0.429	0.832		A
Thermal Shutdown					
T_{SD}	TSD threshold		144		℃
T_{SDHYS}	TSD hysterisis		29		℃
VDD Regulator					
VDD	Regulator voltage	4.843		5.135	V
Load	Load regulation		1.964		mV
Line	Line regulation		41.81		mV

증가하면서 스위칭 주파수가 증가하고, 높은 스위칭 주파수에 따른 IC 내부 회로에서 발생하는 지연에 의한 것이다. 회로의 지연을 줄인다면, 더욱 정확한 평균 LED 전류를 얻을 수 있다.

LED 구동 IC의 전기적인 동작 특성을 검증하기 위해 모든 코너 조건 (corner condition)을 고려하여 모의실험을 수행하였다. 본 논문에서 고려한 코너 조건들은 공정 파라미터와 온도, 그리고 입력 전압 변화이다. 온도 범위는 -40℃~125℃, 입력 전압 범위는 8 V~30 V이다. 그리고 공정 파라미터는 1 ㎛ BiCMOS 공정에서 주어진 트랜지스터 및 각 소자의 변동 값을 고려하였다. 표 1은 각 코너 조건에 대하여 설계한 LED 구동 IC의 전기적 특성을 나타낸다.

Table 2. Performance comparison of conventional and proposed method.

Items		PCC	HCC	This paper
Current sensing circuit	Comparator	2		1
	Reference voltage	2		1
	Bias current	Large		Small (10uA)
LED current ripple(%)		N.A	±5	±5
Inductor(L)		Large	Small	Small
Voltage Stress (MOSFET)		Small	Large	Small
Output current precision(%)		10	5	2.43

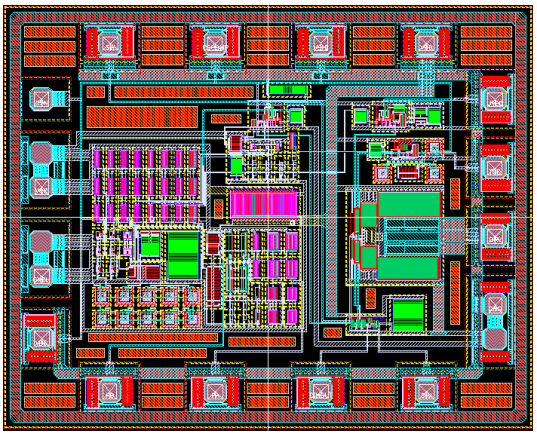

Fig. 9. Layout of the designed HB LED driver IC.

표 2에서는 현재 상용화된 칩 [4]에서 사용하고 있는 PCC 및 HCC 방식과 본 논문에서 제안한 방식의 성능을 비교하였다.

4.3 설계한 LED 구동 IC의 전체 레이아웃

그림 9는 1 ㎛ BiCMOS 공정을 이용하여 설계한 고휘도 LED 구동 IC의 전체 레이아웃을 나타내었다. 설계한 IC의 핀 수는 6핀이고, 전체 칩 면적은 패드(PAD)를 포함하여 2,500 ㎛×2,000 ㎛이다.

4. 결 론

본 논문에서는 구조가 간단하고 전력 소모가 적으며, 높은 전류 정밀도를 갖는 고휘도 LED 구동 IC를 설계하였다. 설계한 IC는 입력 전압 범위가 최대 30 V이며, 상단 전류 감지 회로에 의해 인덕터에 흐르는 LED 전류가 감지된다. 최대 스위칭 주파수는 2 ㎒이며, 외부에서 디밍 (dimming) 제어가 가능하도록 설계되어 있다. 원하는 평균 LED 전류는 감지 저항의 크기를 조절함으로써 얻을 수 있다. 제안한 전류 감지 회로는 단지 하나의 기준 전압과 간단한 구조의 비교기를 이용하므로 구조가 간단하고 전력 소모가 적다. 제안한 전류 감지 회로를 사용하는 LED 구동 IC는 ±5%의 LED 전류 리플을 가지고, 평균 LED 전류의 오차율이 최대 2.43%로써 매우 우수하다. 또한 설계한 IC는 동작의 신뢰성을 높이기 위해 입력 전압 및 동작 온도에 대한 보호회로를 설계하고 모의실험을 통하여 정상적 기능과 성능을 확인하였다.

감사의 글

본 논문은 2009년도 정부 (교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업 (No. 2009-0074012)이며, IDEC의 지원을 받아 수행된 연구입니다.

REFERENCES

[1] S. Winder, *Power Supplies for LED Driving* (Newnes, Burlington, MA, 2008) p. 59.
[2] H. van der Broeck, G. Sauerlander, and M. Wendt, *Proc. IEEE APEC Conf.* (2007) p. 1319.
[3] C. P. Basso, *Switch-mode Power Supplies* (McGraw-Hill, NY, 2008) p. 27.
[4] I.-H. Oh, *Proc. IEEE APEC Conf.* (2008) p. 572.
[5] W. Y. Leung, T. Y. Man, and M. Chan, *Proc. the 34th European Solid-State Circuits Conf.* (2008) p. 354.
[6] Bob Bell, *National Semiconductor Application Note* (2004).
[7] Alan Ball, *National Semiconductor Application Note* (2004).
[8] P. E. Allen and D. R. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design* (Oxford University Press, NY, 2002) p. 466.
[9] R. J. Baker, *CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation* (Jhon Wiley & Sons, New Jersey, 2008) p. 912.
[10] L. U. Jiaying and W. U. Xiaobo, *IEEE Asian Pacific Conference on Circuit and Systems* (2009) p. 1767.