

풀 컬러 LED 디스플레이용 16-채널 LED 드라이버 IC에 관한 연구

A Study on 16-Channel LED Driver IC for Full-Color LED Display

김 상 규* · 이 지 훈* · 정 원 재* · 정 호 빈** · 박 준 석†

(Sang-Kyu Kim · Ji-Hoon Lee · Won-Jae Jung · Hyo-Bin Jung · Jun-Seok Park)

Abstract - This paper proposes the 16-channel LED Driver IC for Full color LED display system. The proposed LED driver IC in this paper can draw current independent of temperature and supply voltage in each channel. Current flow in the channel is configurable via an external resistor. LED brightness is adjusted by 12-Bit PWM(Pulse Width Modulation) and 8-Bit DC(Dot Correction). A real-time monitoring of IC temperature (130 °C/150 °C) and LED status (open/short) is provided by LED driver IC and the user can receive warning and get information on problems. A 16-channel LED driver IC is produced using 0.35 um BCD process and the size is 2.5 mm x 2.5 mm. In this paper, channel current characteristic and channel current control function were measured in order to verify an embodied 16-channel LED driver IC by producing a single IC test board.

Key Words : Constant current, Pulse width modulation, Dot correction, Error detection

1. 서 론

최근 LED가 적용된 제품의 수가 점차 증가함에 따라 LED를 제어하는 칩의 수요 또한 급격하게 증가 하고 있다. 특히 LED가 가장 많이 사용되는 대형 LED 디스플레이 시스템의 경우 하나의 시스템에 사용되는 LED의 수가 최소 수천에서 수 만개에 달하므로 LED의 효과적인 제어 방법에 대한 연구가 필수적이며 그 중에 가장 대표적인 것이 각 LED의 균일한 밝기 제어 방법이다.[1][2] 일반적으로 LED의 밝기는 LED 드라이버 IC에서 제어된다. 대형 LED 디스플레이 시스템에 주로 사용되는 16-채널 LED 드라이버 IC의 경우 국내 수요에 비하여 국내의 공급이 적은 상태로 대부분 해외 제품에 의존을 하고 있고 국내 기술에 의한 LED 드라이버 IC의 개발이 시급한 실정이다. 이에 따라 본 논문에서는 대형 LED 디스플레이 시스템에 적용 할 수 있는 16-채널 LED 드라이버 IC를 제안하였다. 제안된 16-채널 LED 드라이버 IC는 온도와 공급전압에 독립적인 전류를 채널에 흐르게 한다. LED 휘도 조절을 위한 채널 전류 제어는 채널 전류의 양을 조절 하는 DC(Dot Correction) 제어와 채널 전류의 듀티 사이클을 제어하는 PWM(Pulse Width Modulation) 제어를 사용한다. 또한 LED 상태(개방/단락)와 IC 온도 상태(130 °C/150 °C)를 실시간 모니터링 하여 오류 발생 시 사용자에게 경고 및 원인 정보를 제공하는 오류 검출기를 구현하였다.

2. 16-채널 LED 드라이버 IC 블록도

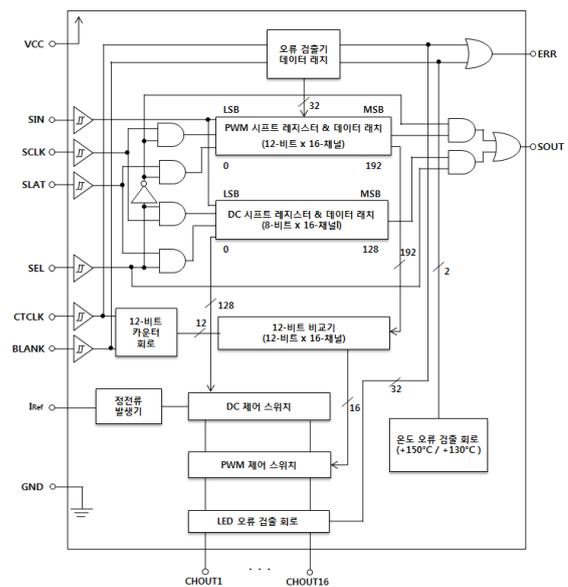


그림 1 16-채널 LED 드라이버 IC 블록도
 Fig. 1 16-Channel LED Driver IC block diagram

그림 1은 본 논문에서 제안한 16-채널 LED 드라이버 IC의 블록도이다. 16-채널 LED 드라이버 IC는 정전류 발생기, 채널 전류 제어기, 오류 검출기 등 3개의 블록으로 구성 된다.

정전류 발생기는 온도와 공급전압의 독립적인 전압을 생성하는 밴드 갭 기준 전압 회로와 기준 전압을 기준 전류로 변환하는 변환 회로로 구성되며 변환되는 전류 값은 외부 저항으로 설정 가능하다. 채널 전류 제어기는 채널에 흐르는 전류의 양을 제어하는 DC 제어 회로와 채널로 흐르는 전류의 듀티 사이클을 제어하는 PWM 제어 회로로 구성 된다.

* 준 회 원 : 국민대학교 전자공학과 석사과정
 ** 정 회 원 : 국민대학교 전자공학과 박사과정
 † 교신저자, 정회원 : 국민대학교 전자공학부 교수
 E-mail : jspark@kookmin.ac.kr
 접수일자 : 2012년 6월 25일
 최종완료 : 2012년 8월 9일

두 회로는 공통적으로 직렬 데이터를 입력 받아 저장하고 병렬데이터로 변환하는 시프트 레지스터 회로를 가진다. DC 제어 회로는 변환된 DC 병렬 데이터로 채널의 연결된 다수의 스위치를 제어하여 채널의 전류의 양을 조절한다. PWM 제어 회로는 순차적으로 값이 증가하는 12-비트 카운터 회로, 변환된 PWM 병렬 데이터와 12-비트 카운터 데이터를 비교 하여 채널에 연결된 PWM 제어 스위치의 듀티 사이클을 결정하는 12-비트 비교기로 구성된다.

오류 검출기는 채널 LED의 상태(개방/단락)와 IC 온도 상태(130 °C/150 °C)를 실시간 모니터링 하는 2개의 회로로 구성된다. 감지된 오류는 외부에 연결된 LED로 가시적인 확인이 가능하며 출력 데이터로 정확한 오류 정보를 얻을 수 있다.

3. 16-채널 LED 드라이버 IC 회로 설계

3.1 정전류 발생기

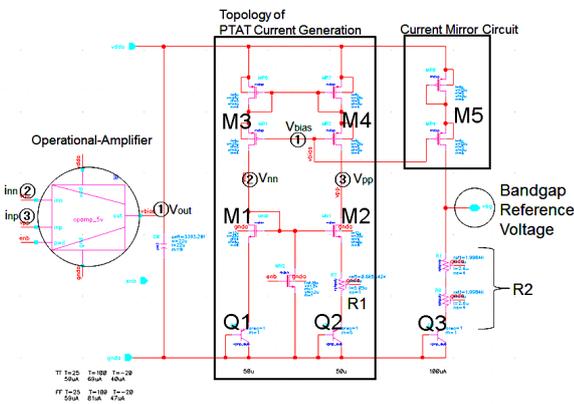


그림 2 밴드 갭 기준 전압 회로
Fig. 2 Bandgap reference voltage circuit

그림 2는 온도와 공급 전압에 독립적인 전압을 생성하는 밴드 갭 기준전압 회로이다. 밴드갭 기준전압 회로는 양의 온도계수 전압과 음의 온도계수 전압으로 온도에 독립적인 제로 온도계수 전압을 생성한다.[3][4] 또한 차동 증폭기를 사용하여 밴드갭 기준전압의 PSRR(Power Supply Reject Ratio)를 낮췄다. PSRR은 공급전압변동과 출력전압변동 비를 나타내는 지표이다. 밴드갭 기준 전압의 값은 식 (1)을 만족한다.

$$V_{REF} = V_{BE3} + M \frac{R_2}{R_1} V_T \ln N \quad (1)$$

where

- V_{REF} : 밴드갭 기준 전압
- V_{BE3} : BJT Q3의 베이스-에미터 전압
- M : (MOSFET M5의 W/L) / (MOSFET M4의 W/L)
- R_1 : PTAT 전류를 정하는 저항
- R_2 : 양의 온도계수 전압을 정하는 저항
- V_T : 온도 전압
- N : BJT Q3의 면적/BJT Q2의 면적

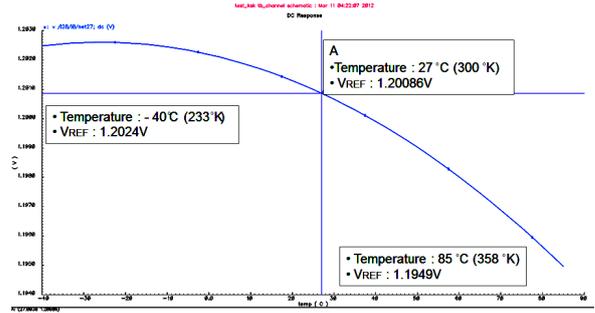


그림 3 동작 온도 변화에 따른 밴드갭 기준 전압
Fig. 3 Bandgap reference voltage according to operation temperature

그림 3은 동작 온도(-40 °C~85 °C) 변화에 따른 밴드 갭 기준 전압 그래프이다. 밴드 갭 기준 전압은 상온 27°C(300 K)에서 1.2 V이고 온도에 따른 변화는 ± 1 % 이하 이다.

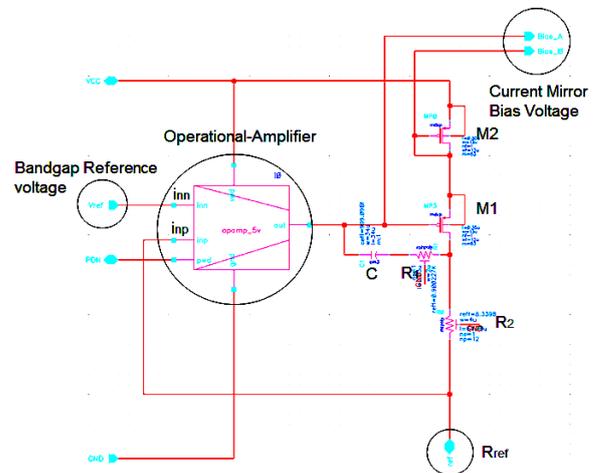


그림 4 전류 변환 회로
Fig. 4 Current Regulator Circuit

그림 4는 차동 증폭기의 부계환을 이용하여 밴드갭 기준 전압을 기준 전류로 변환하는 전류 변환 회로이다. 부계환은 차동 증폭기의 (+)입력단의 전압을 밴드갭 기준 전압과 동일하게 안정화 시키고 외부 저항을 연결 하여 기준 전류를 생성한다.[5]

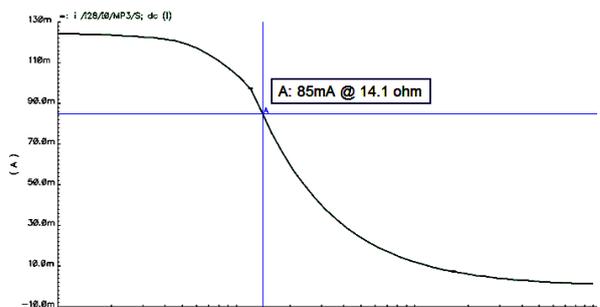


그림 5 외부저항 변화에 따른 기준 전류
Fig. 5 Reference current according to external resistor

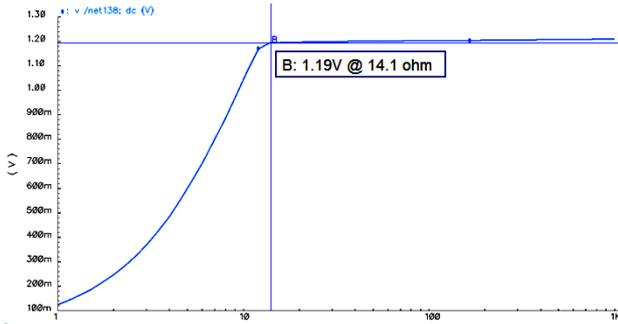


그림 6 외부저항 변화에 따른 외부 저항 양단 전압
Fig. 6 External resistor voltage according to external resistor

그림 5, 6은 차동증폭기의 (+)입력단에 외부저항을 1 Ω ~ 1 kΩ으로 가변 하여 연결 하였을 때 저항의 양단 전압 및 전류 그래프이다. 저항의 양단 전압은 외부저항 값의 증가에 따라 급격히 증가하며 저항 값이 14 Ω이상 되면 1.2 V로 포화된다. 저항의 양단 전압이 1.2 V로 포화 되었을 때 외부저항을 통해 기준 전류가 흐른다. 외부 저항 값의 증가에 따라 기준 전류는 감소하며 최대값은 85 mA이다. 기준 전류는 미러 회로로 각 채널에 미러링 된다. 기준 전류와 채널 전류의 비는 1:28 설계 하였고 채널 전류는 식 (2)를 만족한다.

$$I_{CHOUT_{MAX}} = 28 \times \frac{V_{Ref}}{R_{Ref}} \quad (2)$$

$I_{CHOUT_{MAX}}$: 최대 채널 전류
 V_{Ref} : 외부 저항 양단 전압
 R_{Ref} : 외부 저항

표 1 온도와 공정 특성에 따른 차동 증폭기 개방 루프 이득 및 위상 여유

Table 1 Open loop gain and phase margin of Operational-Amplifier according to temperature and process characteristic

섭씨(°C)	-20	27	70
모델 특성			
개방 루프 이득(dB)			
Slow	49.78	49.53	49.35
Typical	49.31	48.89	48.76
Fast	48.81	48.43	48.12
위상 여유 (deg)			
Slow	64.59	64.54	64.57
Typical	66.14	65.94	65.98
Fast	67.63	67.29	67.32

표 1은 온도와 공정 특성에 따른 차동 증폭기의 개방 루프 이득 및 위상 여유이다. 밴드갭 회로에서 차동 증폭기는

PSRR를 낮추고 전류 변환 회로에서 부재환으로 기준 전류를 생성 한다. 그러므로 차동증폭기는 높은 이득과 안정된 위상 여유가 필요 하다.[6][7] 상온/정상 공정에서 차동 증폭기의 이득은 48.89 dB, 위상 여유는 65.94 deg이다. 밴드갭 기준 전압 회로의 PSRR은 -62 dB@DC이다.

3.2 채널 전류 제어기

3.2.1 Pulse Width Modulation 제어 회로

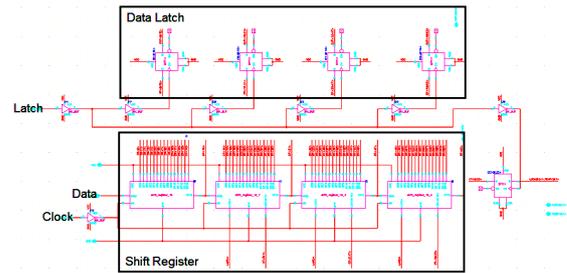


그림 7 시프트 레지스터와 데이터 래치 회로
Fig. 7 Shift register and data latch circuit

그림 7은 PWM 제어 회로의 시프트 레지스터와 데이터 래치 회로이다. 시프트 레지스터 회로는 채널당 12-비트 데이터로 구성된 192-비트의 PWM 제어 데이터를 클럭의 상승에지에서 순차적으로 입력 받아 병렬 데이터로 저장된다. 래치 신호의 상승에지에서 채널당 12-비트 병렬 데이터가 16개의 12-비트 비교기로 각각 보내지고 12-비트 비교기에서 PWM 제어 스위치의 듀티 사이클을 결정하기 위한 비교 데이터로 사용된다.

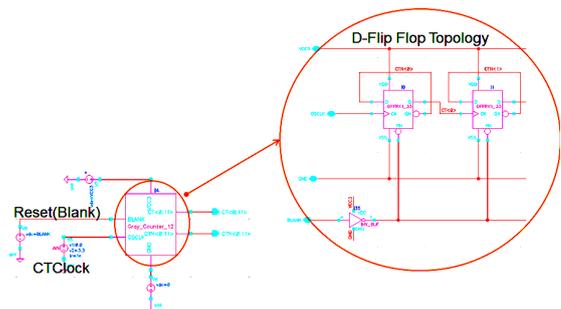


그림 8 12-비트 카운터 회로
Fig. 8 12-Bit counter circuit

그림 8은 12-비트 카운터 회로이다. 12-비트 카운터 회로는 리셋 신호가 Low일 때 카운터 클럭의 상승 에지 맞춰 데이터를 0에서 4096(10진수)까지 1-비트씩 증가시키고 데이터가 4096에 도달하면 0으로 리셋 시켜 4096까지 증가를 반복한다. 리셋 신호가 High이면 카운터 클럭에 관계없이 4096의 데이터 값을 갖는다.

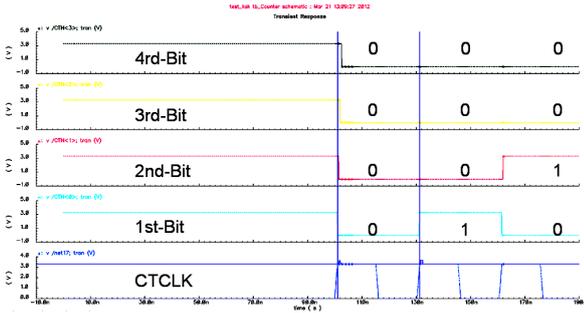


그림 9 12-비트 카운터 동작 시뮬레이션
Fig. 9 12-Bit counter operation simulation

그림 9는 12-비트 카운터의 동작 시뮬레이션으로 카운터 클럭의 상승에지에서 데이터가 0부터 1-비트 씩 증가 한다. 12-비트 비교기는 12-비트 PWM 제어 데이터와 12-비트 카운터 데이터의 크기를 비교하여 채널의 연결된 PWM 제어 스위치의 듀티 사이클을 결정한다. 입력된 두 데이터는 우선적으로 2-비트씩 나누어 6개의 2-비트 비교기로 크기가 비교된다. A는 PWM 제어 데이터, B는 카운터 데이터이다. 2-비트 비교기의 동작은 식 (3)을 만족한다.

$$\begin{aligned}
 A = B : Y &= \overline{(A_0 \oplus B_0)} \cdot \overline{(A_1 \oplus B_1)} \\
 A > B : C &= \overline{A + B} \\
 A < B : D &= \overline{A_0} B_1 B_0 + \overline{A_1} B_1 + \overline{A_1} A_0 B_0
 \end{aligned} \quad (3)$$

2-비트 비교기를 통과 후 발생한 16개의 결과 값들은 식 (4)에 적용되어 최종적으로 12-비트의 두 데이터의 크기 비교 값을 도출한다.

$$\begin{aligned}
 P = & \overline{Y_5} C_5 + \overline{Y_4} Y_5 C_4 + \overline{Y_3} Y_5 Y_4 C_3 + \overline{Y_2} Y_5 Y_4 Y_3 C_2 \\
 & + \overline{Y_1} Y_5 Y_4 Y_3 Y_2 C_1 + \overline{Y_0} Y_5 Y_4 Y_3 Y_2 Y_1 C_0
 \end{aligned} \quad (4)$$

PWM 제어 데이터가 카운터 데이터보다 클 경우 P는 High가 된다. 카운터 데이터의 값이 증가하여 PWM 제어 데이터 값보다 커질 경우 P는 Low로 떨어진다. P의 값은 12-비트 카운터의 클럭에 상승에지에 맞춰 채널의 연결된 PWM 제어 스위치로 보내진다. PWM 제어 스위치는 입력 레벨의 독립적인 Ron을 갖는 CMOS 스위치를 사용하였다.[8]

PWM 제어 스위치는 PWM 데이터의 값이 바뀌지 않고 카운터 클럭이 유지되면 동일한 듀티 사이클로 스위칭을 반복 한다. PWM 제어 스위치의 동작 시간은 식 (5)와 같이 카운터 클럭 주기와 PWM 제어 데이터의 곱으로 표현 된다.

$$t_{CHOUTon} = t_{CTCLK} \times PWM(Decimal) \quad (5)$$

$t_{CHOUTon}$: PWM 제어 스위치의 동작 시간
 t_{CTCLK} : 12-비트 카운터 클럭 주기
 $PWM(Decimal)$: 10진수로 표현된 PWM 제어 데이터

3.2.2 Dot Correction 제어 회로

DC 제어 회로는 시프트 레지스터로 채널당 8-비트 데이터로 구성된 128-비트 DC 제어 데이터를 순차적으로 입력 받아 병렬 데이터로 저장한다. 래치 신호의 상승에지에서 채널당 8-비트 병렬 데이터가 각 채널의 연결된 8개의 DC 제어 스위치로 보내진다.

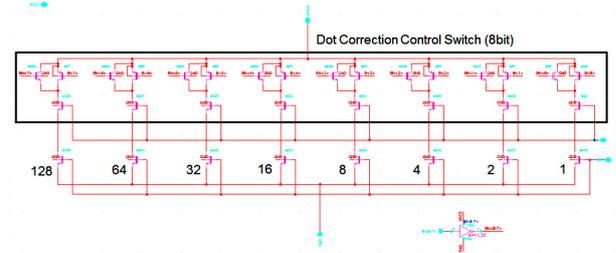


그림 10 DC 제어 스위치 회로
Fig. 10 DC Control switch circuit

그림 10은 각 채널에 연결된 8개의 DC 제어 스위치 회로이다. 입력레벨에 독립적인 Ron을 갖도록 CMOS 스위치를 사용하였다. 8개의 CMOS 제어 스위치는 1:2:4:8:16:32:64:128:256의 비를 갖도록 설계 되었으며 DC 제어 데이터에 따라 정전류 발생기에서 생성되어 미러링된 채널 전류의 양을 제어한다.

DC 제어 데이터에 따른 채널 전류 값은 식 (6)과 같이 전류 발생기에서 생성되어 채널로 미러링된 최대 채널 전류 값과 전체 DC 제어 스위치와 ON된 DC 제어 스위치의 비의 곱으로 표현된다.

$$I_{CHOUT} = I_{CHOUTMAX} \times \frac{DC(Decimal)}{255} \quad (6)$$

I_{CHOUT} : 채널 전류
 $I_{CHOUTMAX}$: 최대 채널 전류
 $DC(Decimal)$: 10진수로 표현된 DC 제어 데이터

3.3 오류 검출기

3.3.1 LED 개방 오류 검출 회로

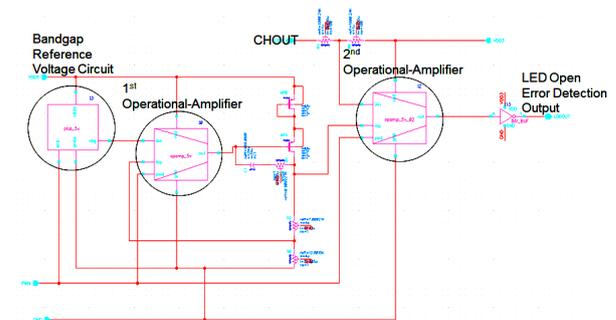


그림 11 LED 개방 오류 검출 회로
Fig. 11 LED Open error detection circuit

LED 오류 검출 회로는 LED의 개방/단락 오류를 검출 하는 두 가지 회로로 구성된다. 두 회로는 동일한 구조이므로 그림 11의 LED 개방 오류 검출 회로로 두 회로의 동작을 설명한다. 첫 번째 차동 증폭기는 밴드갭 기준 전압을 LED의 개방/단락 시 채널 전압 레벨과 동일한 LED 개방/단락 기준 전압으로 변환한다. 두 번째 차동 증폭기는 채널 전압을 실시간 모니터링 하여 LED 개방/단락 기준 전압과 크기를 비교한다. 채널 전압이 LED 개방/단락 기준 전압 보다 높을 때는 Low 신호를 발생 시키고 낮을 때는 High 신호를 발생한다.

3.3.2 온도 오류 검출 회로

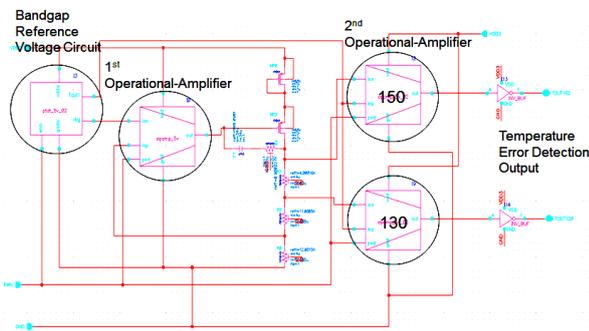


그림 12 온도 오류 검출 회로
Fig. 12 Temperature error detection circuit

그림 12는 LED 드라이버 IC의 온도 상태 오류를 검출하는 온도 상태 오류 검출 회로이다. 첫 번째 차동 증폭기는 밴드갭 기준 전압을 동작 온도가 130 °C/150 °C 일 때 양의 계수 전압 레벨과 동일한 온도 오류 기준 전압으로 변환 한다. 두 번째 차동 증폭기는 밴드갭 기준 전압의 양의 계수 전압과 온도 오류 기준 전압을 비교한다. 그림 13은 동작 온도 변화에 따른 온도 상태 오류 검출 회로의 출력 전압 그래프이다. LED 드라이버 IC의 동작 온도가 130°C/150°C를 넘어가면 온도 상태 오류 검출 회로 출력으로 High 신호가 발생한다.

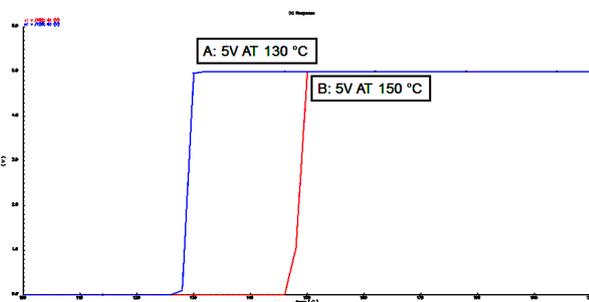


그림 13 동작 온도 변화에 따른 온도 오류 검출 회로의 출력 전압
Fig. 13 Output voltage of Temperature error detection circuit according to operation temperature

오류 검출기로 검출되는 LED 상태 오류는 16-비트, 온도 상태 오류는 2-비트이다. 외부 LED를 통해 가시적인 확인 이 하고 카운터의 리셋 신호를 Low로 주면 34-카운터 클락 후 LED 드라이버 IC의 데이터 출력으로 상태 오류 데이터를 받을 수 있다.

4. 16-채널 LED 드라이버 IC 구현

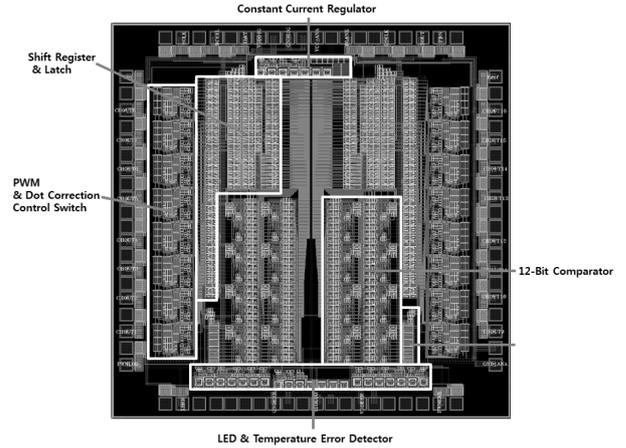


그림 14 16-채널 LED 드라이버 IC 레이아웃
Fig. 14 Layout of 16-Channel LED Driver IC

그림 14는 동부 0.35 um BCD 공정을 사용하여 제작된 16-채널 LED 드라이버 IC의 레이아웃으로 전체 사이즈는 2.5 mm x 2.5 mm이다. 정전류 발생기에서 각 채널로 연결된 선로의 길이를 최소화 하여 전압 강하를 줄이고 각 채널의 선로의 길이를 일정 하게 맞춰 채널 간 전류 차이를 최소화 하였다. 채널 증가로 인한 LED 드라이버 IC의 발열과 사이즈 문제를 해결하기 위해 대칭적 구조를 사용하였다. 패키지는 발열을 최소화하기 위해 QFPN을 사용하였고 사이즈는 5 mm x 5 mm이다.

5. 16-채널 LED 드라이버 IC 검증

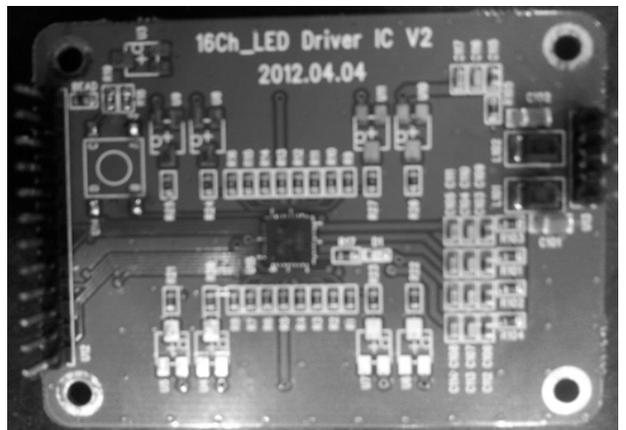


그림 15 16-채널 LED 드라이버 IC 테스트 보드
Fig. 15 16-Channel LED Driver IC Test Board

그림 15는 16-채널 LED 드라이버 IC의 테스트 보드이다. 정전류 발생기의 동작 확인을 위해 외부저항 연결포트에 가변저항을 연결하였다. PWM 및 DC 제어 없이 외부저항 변화에 따른 기준 전류를 측정하였다.

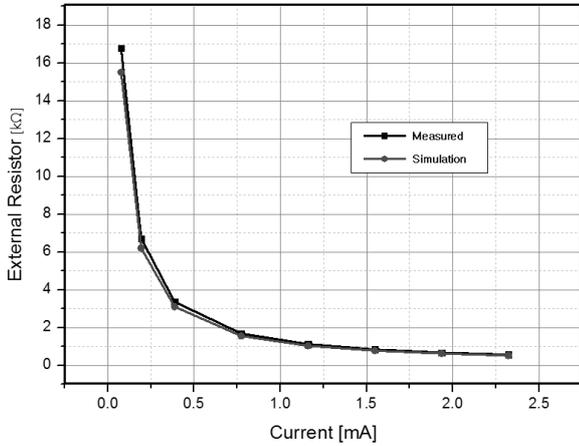


그림 16 외부저항 변화에 따른 기준 전류
Fig. 16 Reference current according to external resistor

그림 16은 외부저항 변화에 따른 기준 전류의 시뮬레이션 값과 측정값을 비교한 그래프이다. 동일한 외부저항을 연결했을 때 측정 결과의 전류 값이 시뮬레이션값 보다 높게 측정되었다. 이는 공정 특성으로 인하여 밴드갭 기준 전압이 설계 값보다 높게 설정된 것으로 예상된다. 공급 전압 변화에 따른 채널 전류의 변화를 측정하기 위하여 외부저항을 고정하여 기준전류를 설정하였다. PWM 제어 스위치의 Duty Cycle은 1로 고정하고 8개의 DC 제어 스위치는 모두 동작 시켜 채널 전류가 스위칭 동작 없이 기준전류의 28배가 되도록 하였다.

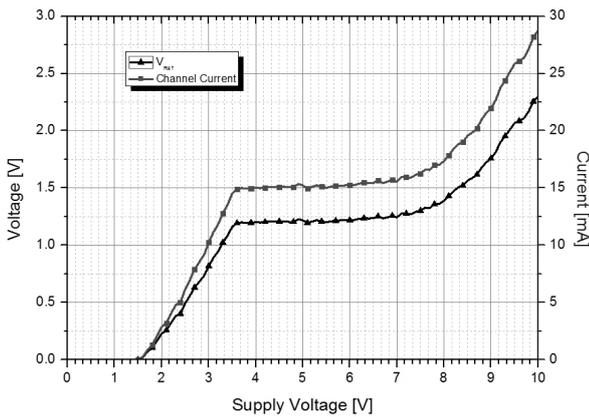


그림 17 공급 전압 변화에 따른 VRef와 채널 전류
Fig. 17 VRef and Channel current according to supply voltage

그림 17은 공급 전압 변화에 따른 외부저항의 양단 전압과 채널 전류 그래프이다. 채널 전류는 2.2 kΩ의 외부저항을 연결하여 상온에서 공급 전압이 5 V 일 때 15 mA가 되

도록 설정하였다. 공급전압이 3.3 V에서 6.3 V사이에서 외부저항의 양단 전압의 변화는 0.1 V, 채널 전류의 변화는 1 mA 보다 작은 것을 확인할 수 있다. 온도 변화에 따른 채널 전류의 변화를 측정 하기위해 챔버 테스트를 진행 하였다. 30분을 하나의 사이클로 정하여 -40 °C~85 °C로 온도 변화를 주며 채널 전류를 측정 하였다.

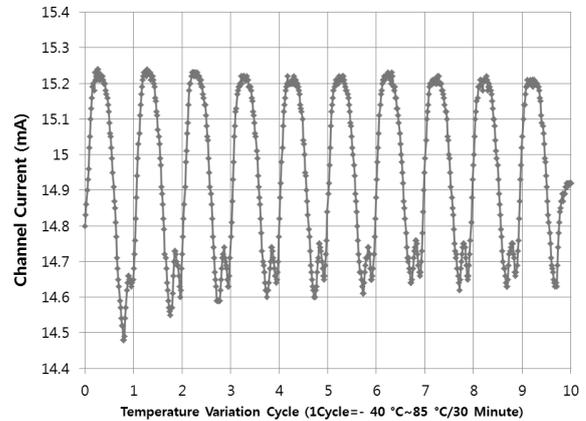


그림 18 온도 변화 사이클에 따른 채널 전류
Fig. 18 Channel current according to temperature variation cycle

그림 18은 온도 변화 사이클에 따른 채널 전류 그래프이다. 채널 전류는 2.2 kΩ의 외부저항을 연결하여 상온에서 공급 전압이 5 V 일 때 15 mA가 되도록 설정하였다. 총 10 사이클 동안의 채널 전류의 변화를 측정 하였다. 10 사이클 동안 채널 전류 변화의 평균 값은 0.67mA 이다.

PWM 제어기의 동작 확인을 위해 PWM 제어 데이터를 변화시키며 채널 전압 파형을 측정 하였다. 채널 전류를 15mA로 설정하고 채널에 저항 10Ω 연결하였다. 12-비트 카운터의 클럭 주파수는 33kHz를 입력 하였다.

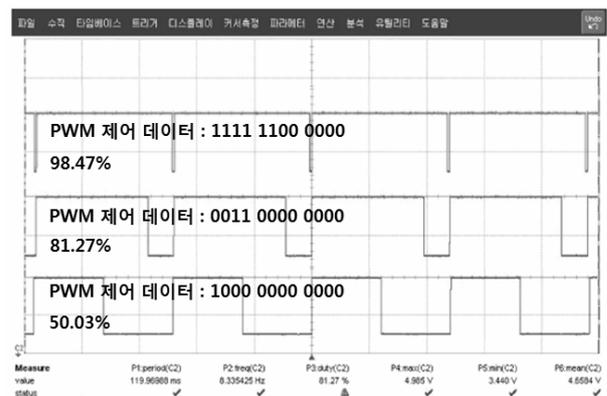


그림 19 PWM 제어 데이터에 변화에 따른 채널 전압 파형
Fig. 19 Channel voltage waveform according to PWM control data

그림 19은 PWM 제어 데이터에 변화에 따른 채널 전압 파형이다. 채널 전압 파형의 주기는 119 ms로 이론적으로 계산된 값인 124 ms와 유사하다. 또한 PWM 제어 데이터에

다른 채널 전압의 듀티 사이클도 정상적인 동작을 확인하였다. DC 제어기의 동작 확인을 위해 채널 전류를 60 mA, 2 mA로 설정하고 DC 제어 데이터 변화에 따른 채널 전류의 변화를 측정 하였다.

표 2 DC 데이터 변화에 따른 채널 전류

Table 2 Channel current according to DC data

DC 제어 데이터 (2진수)	DC 제어 데이터 (10진수)	채널 전류(mA) AT 최대 채널 전류 =60mA	채널 전류(mA) AT 최대 채널 전류 =2mA
0000 0000	0	0.0	0.000
0000 0001	1	0.23	0.0046
0000 0010	2	0.47	0.0094
-	-	-	-
0111 1111	127	29.88	0.99
1000 0000	128	30.11	1
1000 0001	129	30.35	1.01
-	-	-	-
1111 1101	253	59.52	1.981
1111 1110	254	59.76	1.995
1111 1111	255	60.0	2.000

표 2는 DC 데이터 변화에 따른 채널 전류의 변화를 정리 하였다. DC 데이터 변화에 따라 채널 전류가 정상적으로 변화하는 것을 확인할 수 있다. LED 오류 검출기를 검증하기 위해 짝수 채널의 공급 전압을 끊은 후 LED 드라이버 IC의 출력 파형을 측정 하였다.

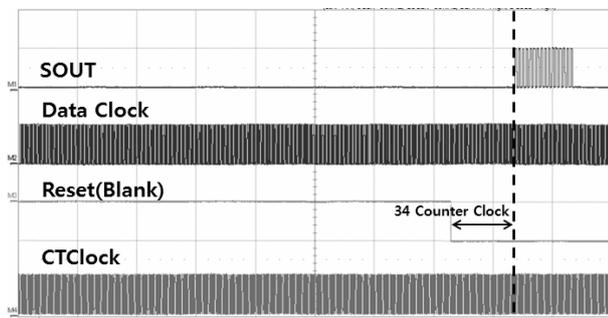


그림 20 LED 오류 검출기의 출력 전압 파형
Fig. 20 Output Voltage waveform of LED error detector

외부로 연결된 LED를 통해 가시적인 오류 발생을 확인할 수 있었다. 그림 20은 LED 오류 검출기의 출력 전압 파형이다. 12-비트 카운터의 클락이 Low로 떨어진 후 정확히

34-클락 후에 LED 드라이버 IC로 오류 데이터가 나오는 것을 확인할 수 있다. 측정된 오류 데이터도 발생한 오류와 정확히 일치 하였다.

6. 결 론

제작된 16-채널 LED 드라이버 IC는 채널로 온도와 공급 전압에 독립적인 정전류를 흐르게 한다. 이로 인해 LED의 온도와 전압 변화에도 균일한 휘도 유지가 가능하다. 16-채널 LED 드라이버 IC는 PWM 제어와 DC 제어로 LED의 휘도를 조절 한다. PWM 제어로 채널의 듀티 사이클을 4096 단계까지 제어할 수 있고 DC 제어로 채널 전류의 양을 256 단계까지 제어 할 수 있다. 이로 인해 LED의 휘도의 미세한 조절이 가능하여 LED 디스플레이를 통해 표현할 수 있는 색의 범위가 넓어진다. 또한 16-채널 LED 드라이버 IC는 LED 개방/단락 오류 발생 시 이를 가시적으로 사용자에게 알려줄 뿐 아니라 정확한 오류 정보를 제공하여 LED 디스플레이의 유지 보수 측면에서 유리하다. 향후 에이징 테스트를 통해 온도 및 신뢰성을 검증이 필요하고 16-채널 LED 드라이버 IC의 저전력 및 저발열을 위한 연구가 필요하다.

감사의 글

본 연구는 국토해양부의 교통체계효율화사업(과제 번호, 10교통체계-지능 03) 일환으로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] M. Day, "LED Dimming Techniques Enhance Video Display Image Quality", LED Journal Online, April 2010.
- [2] M. Day and T. Saab, "TLC5940 dot correction compensates for variations in LED brightness", Analog Applications Journal, pp. 21-24, 2005.
- [3] R. A. Blauschilde et al., "A New NMOS Temperature-Stable Voltage Reference", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 13, pp. 767-774, Dec. 1978
- [4] Y.P. Tsvividis and R.W. Ulmer, "A CMOS Voltage Reference", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 13, pp. 774-778, Dec. 1978.
- [5] Behzad Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", McGrawHill, pp. 246-290, 2001
- [6] R. G. Eschauzier, L. P. T. Kerklaan, and J. H. Huising, "A 100-Mhz 100-dB Operational Amplifier with Multipath Nested Miller Compensation Structure", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 27, pp. 1709-1717, Dec. 1992
- [7] B. J. Hosticka, "Improvement of the Gain of CMOS Amplifiers", IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. 14, pp. 1111-1114, Dec. 1979

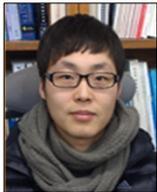
- [8] G. Wegmann, E. A. Vittoz, and F. Rahali, "Charge Injection in Analog MOS Switches", IEEE J. Solid-State Circuits, vol SC-22, pp> 1091-1097, Dec. 1897.

저 자 소 개



박준식 (朴准奭)

1969년 8월 12일생. 1987년 국민대학교 전자공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전자공학과 졸업(박사). 1997년~1998년 Dept. of EE, UC-LA(Post Doctoral Fellow). 현재 국민대학교 전자공학과 교수.
Tel : 02-910-5072
E-mail : jspark@kookmin.ac.kr



김상규 (金相圭)

1986년 1월 19일생. 2011년 국민대학교 전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.
Tel : 02-910-5072
E-mail : gag2848@naver.com



이지훈 (李志勳)

1987년 8월 17일생. 2012년 국민대학교 전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 전자공학과 석사과정.
Tel : 02-910-5072
E-mail : cz8700@nate.com



정원재 (鄭元載)

1985년 6월 27일생. 2010년 국민대학교 전자공학과 졸업. 2012년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사) 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.
Tel : 02-910-5072
E-mail : jungwon627@gmail.com



정효빈 (鄭曉彬)

1982년 6월 23일생. 2007년 상주대학교 전자공학과 졸업. 2009년 중앙대학교 대학원 전자전기공학부 졸업(석사) 현재 국민대학교 전자공학과 박사과정
Tel : 02-910-5072
E-mail : epicjung@kookmin.ac.kr