

논문 2009-46SD-7-6

LED 백라이트를 위한 고속 스위칭 전류-펄스 드라이버

(A Fast-Switching Current-Pulse Driver for LED Backlight)

양 병 도*, 이 용 규*

(Byung-Do Yang and Yong-Kyu Lee)

요 약

본 논문에서는 LED 백라이트를 위한 고속 스위칭 전류-펄스 드라이버(Current-Pulse Driver)를 제안하였다. 제안한 전류-펄스 드라이버는 드레인 정규화 전류미러(Regulated Drain Current Mirror : RD-CM)[1]와 고전압 NMOS 트랜지스터(High-Voltage NMOS Transistor : HV-NMOS)로 구성되었다. 동적 gain-boosting 앰프(Dynamic Gain-Boosting Amplifier : DGB-AMP)를 사용하여 전류-펄스 스위칭 응답속도를 향상시켰다. 출력 전류-펄스 스위치가 꺼졌을 때, RD-CM의 HV-NMOS 게이트 커패시턴스에 충전된 전하가 방전되지 않기 때문에 스위치가 다시 켜졌을 때, HV-NMOS 게이트 커패시턴스를 다시 충전할 필요가 없다. 제안한 전류-펄스 드라이버에서는 게이트 커패시턴스의 반복적인 충·방전 시간을 제거함으로써 전류-펄스 스위칭 동작을 고속으로 하도록 하였다. 검증을 위하여 5V/40V 0.5um BCD 공정으로 칩을 제작하였다. 제안한 전류-펄스 드라이버의 스위칭 지연시간을 기존 드라이버에서의 700ns에서 360ns로 줄일 수 있었다.

Abstract

A fast-switching current-pulse driver for light emitting diode (LED) backlight is proposed. It uses a regulated drain current mirror (RD-CM) [1] and a high-voltage NMOS transistor (HV-NMOS). It achieves the fast-response current-pulse switching by using a dynamic gain-boosting amplifier (DGB-AMP). The DGB-AMP does not discharge the large HV-NMOS gate capacitance of the RD-CM when the output current switch turns off. Therefore, it does not need to charge the HV-NMOS gate capacitance when the switch turns on. The proposed current-pulse driver achieves the fast current switching by removing the repetitive gate discharging and charging. Simulation results were verified with measurements performed on a fabricated chip using a 5V/40V 0.5um BCD process. It reduces the switching delay to 360ns from 700ns of the conventional current-pulse driver.

Keywords : Current-pulse driver, Dynamic gain-boosting amplifier, Fast-switching, LED backlight

I. 서 론

백라이트(Backlight)는 디스플레이 패널의 광원으로 사용되는 중요한 구성요소이다. LCD(Liquid Crystal

Display)의 백라이트는 주로 냉음극형광램프(Cold Cathode Fluorescent Lamp : CCFL)로 사용되고 있다. 하지만, 최근 들어 대형 LCD 패널의 광원은 CCFL 대신에 LED(Light Emitting Diode)로 점차 대체되고 있다. LED는 친환경성, 긴 수명, 밝고 풍부한 색 재현성, 명암비 향상 등의 장점이 있기 때문이다^[2-3].

무엇보다도, LED는 다른 광소자들보다 빠르게 ON/OFF 스위칭 동작을 할 수 있기 때문에 LED 디밍 제어(Dimming Control)를 PWM(Pulse Width Modulation)방식으로 할 수 있다. 그림 1과 같이 PWM 신호의 듀티 사이클(Duty Cycle)을 조정함으로써 LED의 밝기가 조절된다. 이와 같은 방법의 디밍 제어는 디

* 정희원, 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부
(Department of Electrical and Computer
Engineering, Chbuk National University)

※ 이 논문은 반도체설계교육센터(IDEC)의 지원을 받아 수행되었으며, 2008학년도 교육과학기술부로부터 지원받아 수행된 연구임.(지역거점연구단육성사업/충북 BIT 연구중심대학육성 사업단)

※ 이 논문은 지식경제부 출연금으로 ETRI, 시스템반도체 산업진흥센터에서 수행한 IT SoC 핵심설계인력양성사업의 연구결과임.

접수일자: 2008년10월31일, 수정완료일: 2009년6월23일

밍 레벨을 세분화함으로써 미세하게 조절할 수 있다. 따라서 LED 백라이트 드라이버는 전압 소스 또는 전류 소스 등을 사용할 수 있다^[4]. LED의 밝기는 LED의 순방향 전류와 직접적인 관련이 있으므로, 전류-펄스 드라이버는 LED 디밍 제어 응용에 적합하다.

PWM 디밍 제어는 LED의 평균전류(Average Current)를 조절함으로써 이루어지는데, 이때의 LED 평균전류는 다음과 같다.

$$I_{AVG} = I_{LED} \times D = I_{LED} \times \frac{t_{ON}}{T} \quad (1)$$

여기서, I_{LED} 는 LED 전류, D 는 듀티 사이클(Duty Cycle), t_{ON} 은 스위치 온 타임, T 는 스위칭 주기이다.

그림 1은 LED 평균전류의 PWM 디밍 제어를 보여 준다. 그림 1(a)는 스위칭 주기에 대한 전류-펄스 듀티 사이클 과형이고, 그림 1(b)는 전류-펄스 듀티 사이클에 비례하는 평균전류를 나타낸다. PWM 디밍 제어는 전류-펄스의 Duty cycle을 이용하여 LED의 밝기를 조절한다. 그림 1과 같이 t_{on} 의 길이로 LED의 밝기를 조절한다.

LED 밝기를 조절하기 위해 전류-펄스 드라이버는 정확한 전류-펄스를 발생시켜야 한다. 그림 3과 같이 전류-펄스 드라이버는 드레인 정규화 전류미러(Regulated Drain Current Mirror : RD-CM)와 고전압 NMOS 트랜지스터(High-Voltage NMOS Transistor : HV-NMOS)로 구성된다^[1]. 기존의 RD-CM은 출력 전류 스위치가 ON/OFF 될 때, HV-NMOS의 큰 게이트 커패시턴스를 충전/방전해야 한다. 그러므로 기존의 RD-CM의 전류 스위칭 속도는 커패시턴스의 충전 및 방전시간 때문에 느리다. 본 논문에서는 고속 스위칭

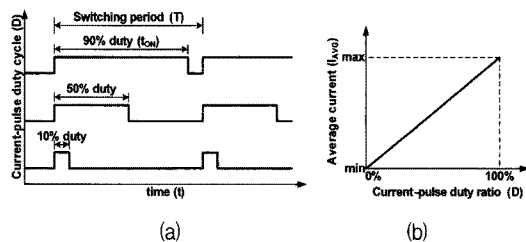


그림 1. LED 전류의 PWM 디밍 제어 (a) 전류-펄스 듀티 사이클 (b) 전류-펄스 듀티 사이클 대 평균 전류

Fig. 1. PWM dimming control of LED current (a) current-pulse duty cycle (b) current-pulse duty ratio vs. average current.

전류-펄스 드라이버를 제안하였다. 제안한 전류-펄스 드라이버는 게이트 커패시턴스의 반복적인 충전 및 방전시간을 제거함으로써 전류-펄스 스위칭 동작이 고속으로 하도록 하였다.

II. 8-채널 LED 백라이트 드라이버

그림 2는 제안한 전류-펄스 드라이버를 사용한 8-채널 LED 백라이트 드라이버이다. 초기에 LED 백라이트 드라이버는 8비트 전류크기 데이터(8bit Current Amplitude Data)를 조절하여 전류레벨(Current Level)을 세팅(Setting)한다. 전류레벨 세팅은 공정, 공급전압, 온도(Process, Supply voltage, Temperature : PVT) 등의 변화에 따른 LED 전류 부정합(Mismatch) 발생을 제거하는데 사용된다. 그리고 LED 백라이트 드라이버는 전류-펄스 듀티 비율(Duty Ratio)을 12비트 전류 디밍 데이터(12bit Current Dimming Data)를 이용하여 LED의 빛의 세기를 조절한다.

그림 3.(a)와 3.(b)는 높은 출력 임피던스를 위해 드레인 정규화 전류미러(RD-CM)를 사용한 기존의 전류-펄스 드라이버와 기존의 전류-레귤레이션 타입 드라이버이다. 그림 3.(a)의 전류-펄스 드라이버는 그림 3.(b) 전류-레귤레이션 타입에 비해 높은 출력 임피던스 때문에 출력전압의 변화에 대해 전류 레벨이 일정하며, wide swing으로 동작하기 때문에 LED 공급전압을 낮춰 전력소모를 줄일 수 있는 장점이 있다. 그에 반해, 전류-레귤레이션 타입은 저항(R)을 칩 외부에 설치하기 때문에 비용이 늘어나는 단점이 있으며, 외부저항에 걸리는 전압에 의한 출력단의 최소전압의 상승하는 단점이 있다.

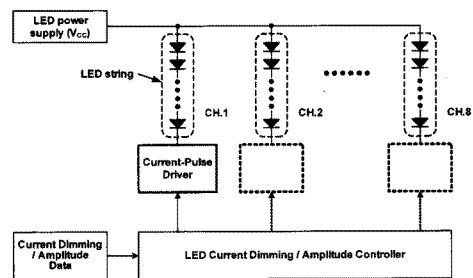


그림 2 제안한 전류-펄스 드라이버를 사용한 8-채널 LED 백라이트 드라이버

Fig. 2. 8-channel LED backlight driver using the proposed current-pulse driver.

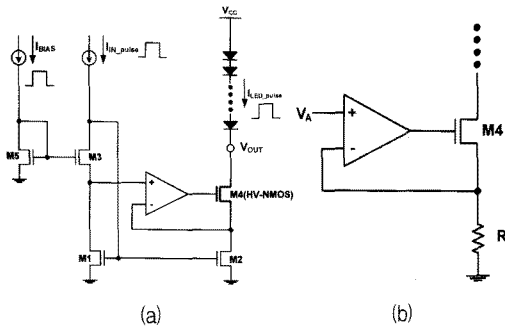


그림 3. (a)기존의 전류-펄스 드라이버와
 (b)기존의 전류-레귤레이션 타입 드라이버
 Fig. 3. (a)Conventional current-pulse driver and
 (b)Conventional current-regulation type driver

전류-펄스 드라이버는 LED의 ON/OFF 스위칭 동작으로 인한 출력노드의 고전압 발생현상 때문에 고전압 NMOS 트랜지스터(High-Voltage NMOS Transistor : HV-NMOS)로 구성하였다. 하지만, LED 전류는 큰 HV-NMOS 게이트 커패시턴스 때문에 빠른 스위칭 응답속도로 흐를 수 없다. 느린 ON/OFF 전류 스위칭 동작은 LED의 평균전류 에러를 야기한다.

III. 제안한 고속 전류-펄스 스위칭 드라이버

그림 4는 제안한 LED 백라이트를 위한 고속 스위칭 전류-펄스 드라이버이다. 제안한 전류-펄스 드라이버는 RD-CM과 HV-NMOS로 구성되었다. 동적 op-amp를 사용하여 전류-펄스 스위칭 응답속도를 향상시켰다. 동적 op-amp는 그림 4(b)와 같이 펄스-인에이블 스위치(pulse_enable switch)를 가지고 있기 때문에, 동적 op-amp는 입력 전류-펄스(I_{IN_pulse})가 흐를 때에만 동작한다. 또한, M1의 drain 전압이 M1이 saturation 상태로 가기에 충분한 전압으로 조절하였기 때문에 op-amp의 수십 mV의 오프셋에 의한 M2가 saturation영역으로 가는 문제가 발생 안하도록 하였다.

그림 5(a)는 M4가 꺼졌을 때 I_{LED_pulse} 에 의해 V_{HVIN} 전압이 올라가는 것을 방지하기 위한 보호회로이다. 먼저 HV-NMOS의 게이트에 5V와 연결된 다이오드를 연결하여 게이트의 전압이 5V보다 V_t 이상 높아질 경우 다이오드를 통해 전압을 낮춰준다. 두 번째로는 칩이 동작할 때 chip_EN signal에 의해 오른쪽 통로로 V_{OUT} 의 전압이 상승하는 것을 막아준다. 그림 5(b)는 다이오

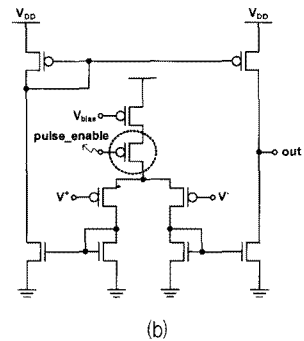
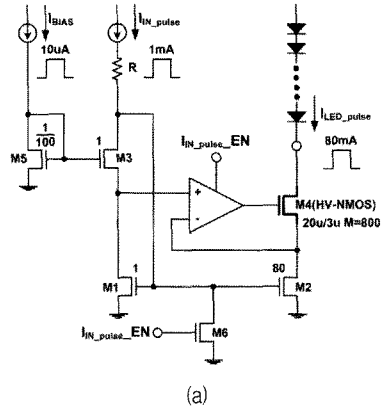


그림 4. 제안한 LED 백라이트를 위한 고속 스위칭 전류-펄스 드라이버 (a) 전류-펄스 드라이버 (b) 동적 op-amp
 Fig. 4. Proposed current-pulse driver with Dynamic op-amp for LED backlight (a) Current-pulse driver (b) Dynamic op-amp.

드의 특성곡선이다. V_{HVIN} 의 전압이 5V보다 V_t 이상 상승하면 다이오드를 통해 전압을 낮춰주기 때문에 다이오드는 항상 A의 상태를 유지하게 되고, 따라서 HV-NMOS의 소스도 3V로 유지된다.

그림 5는 동적 op-amp를 포함하는 제안한 전류-펄스 드라이버의 동작을 보여준다. 그림 5(a)와 같이 첫 I_{IN_pulse} 가 입력될 때, 동적 op-amp의 펄스-인에이블 스위치가 켜진다. 동적 op-amp는 큰 HV-NMOS 게이트 커패시턴스(C_{gate})를 충전해야 한다. 그림 5(b)와 같이 I_{IN_pulse} 가 멈추면, 동적 op-amp의 펄스-인에이블 스위치는 꺼진다. 충전된 HV-NMOS 게이트가 부유(floating)되기 때문에, C_{gate} 에 충전된 전하는 방전되지 않는다. 그림 5(c)와 같이 다시 I_{IN_pulse} 가 입력되면, 펄스-인에이블 스위치는 다시 켜진다. 이 때, C_{gate} 를 다시 충전할 필요가 없다. 그러므로 제안한 전류-펄스 드라이

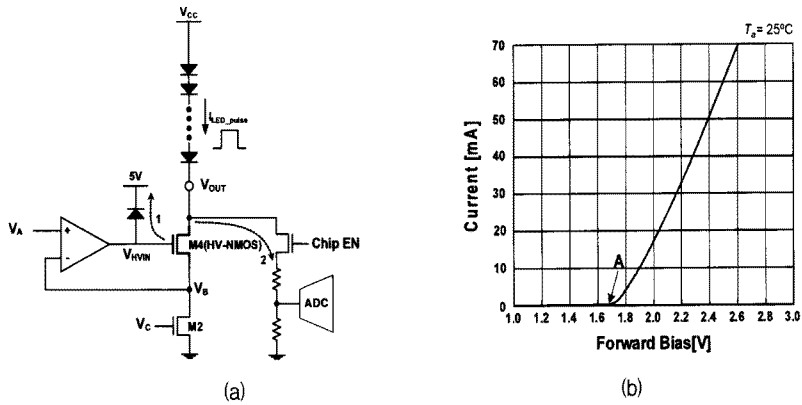


그림 5. (a) I_{LED_pulse} 에 의한 HV-NMOS의 게이트 전압의 상승을 막아주기 위한 회로와 (b)다이오드 특성곡선
 Fig. 5. (a)The protection circuit of V_{HVIN} increasing and (b) characteristic curve of diode.

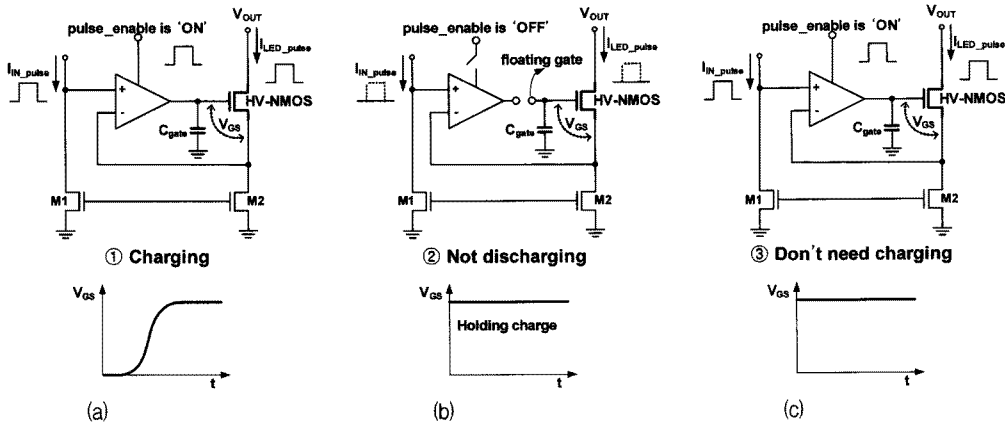


그림 6. Dynamic op-amp를 포함하는 제안한 전류-펄스 드라이버의 동작 (a) 첫 입력 전류-펄스가 들어올 때 (b) Dynamic op-amp가 꺼졌을 때 (c) Dynamic op-amp가 켜졌을 때
 Fig. 6. The operation of the proposed current-pulse driver with the dynamic op-amp (a) at the first current-pulse (b) when the Dynamic op-amp turns off (c) when the Dynamic op-amp turns on.

이버는 고속으로 스위칭 전류-펄스 동작을 한다. 또한, 정확한 LED 전류-펄스를 발생시킬 뿐만 아니라, 큰 HV-NMOS 게이트 커패시턴스의 충전 및 방전에 의한 스위칭 전력소모를 줄일 수 있다. 실제적으로, 그림 5(b)의 V_{GS} 는 HV-NMOS의 드레인 및 소스 전압의 변화에 영향을 받는다.

그림 7은 기존의 전류-펄스 드라이버와 제안한 전류-펄스 드라이버의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 9(a)와 같은 환경에서 5V/40V 0.5um BCD 공정을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 7(a)는 LED 출력 전류-펄스(I_{LED_pulse})를 조절하기 위한 입력 전류-펄스이다. 그림 7(b)와 7(c)는 각각 기존의 전류-펄스 드라이버의 I_{LED_pulse} 파형과 전류 스위칭의 확대된 파형을 나

타낸다. 그림 7(d)와 7(e)는 각각 제안한 전류-펄스 드라이버의 I_{LED_pulse} 파형과 전류 스위칭의 확대된 파형을 보여준다.

기존의 전류-펄스 드라이버에서, 전류-펄스 상승시간과 하강시간은 각각 700ns와 70ns이다. 그림 3과 같이 기존의 전류-펄스 드라이버는 큰 HV-NMOS 게이트 커패시턴스를 충전하는 시간이 더 필요할 뿐만 아니라, 전류 스위치가 꺼졌을 때, 다이오드-커넥티드 M1 (Diode-connected M1 Transistor)만이 M1과 M2의 게이트 커패시턴스를 방전시킨다. 그래서 I_{LED_pulse} 의 상승 시간과 하강시간이 길어진다.

그림 4의 제안한 전류-펄스 드라이버에서, 전류-펄스 상승시간과 하강시간은 각각 360ns와 5ns이다. 제안한

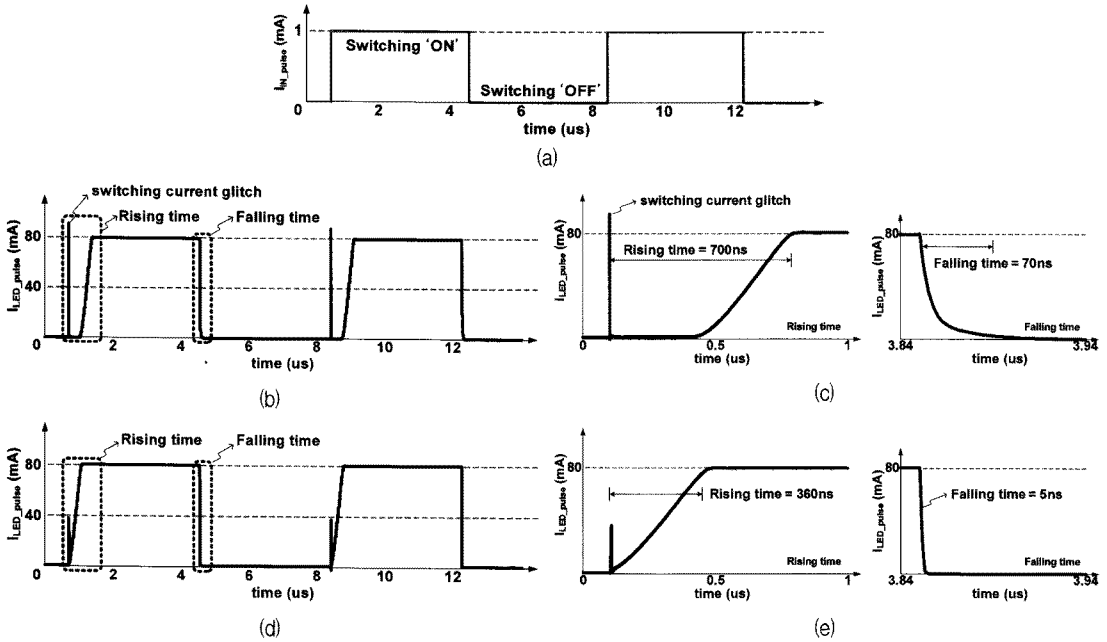


그림 7. 기존의 전류-펄스 드라이버와 제안한 전류-펄스 드라이버의 시뮬레이션 결과 (a) 입력 전류-펄스 (b) 기존의 전류-펄스 드라이버의 LED 출력 전류-펄스 (c) 기존의 전류-펄스 드라이버의 확대한 스위칭 파형 (d) 제안한 전류-펄스 드라이버의 LED 출력 전류-펄스 (e) 제안한 전류-펄스 드라이버의 확대한 스위칭 파형

Fig. 7. Simulation results of the conventional and proposed current-pulse drivers (a) input current-pulse (b) LED output current-pulse of the conventional current-pulse driver (c) switching waveforms of the conventional current-pulse driver (d) LED output current-pulse of the proposed current-pulse driver (e) switching waveforms of the proposed current-pulse driver.

전류-펄스 드라이버는 큰 HV-NMOS 게이트 커패시턴스를 다시 충전할 필요가 없고, 전류 스위치가 꺼졌을 때, M6이 M1과 M2의 게이트 커패시턴스를 빠르게 방전시킨다. 그러므로 I_{LED_pulse} 의 상승시간과 하강시간을 줄일 수 있다.

그림 7(b)와 같이 기존의 전류-펄스 드라이버에서 발생하는 LED 출력 전류-펄스의 스위칭 전류 글리치(Switching Current Glitch)가 제안한 전류-펄스 드라이버에서는 그림 7(d)와 같이 제거된다. 스위칭 전류 글리치는 그림 4(a)와 같이 저항(R)을 추가함으로써 제거될 수 있다.

그림 8은 LED BLU 구동회로의 구성도이다. 기능을 정의하는 8비트 CMD(Command)와 12비트 해상도의 Phase Shift기능, 12비트 해상도의 Dimming 조절(PWM Duty Control) 기능, 8비트 해상도의 전류레벨 조절 기능에 대한 순차 데이터를 입력하여 LED의 밝기를 PWM 방식으로 조절한다. 본 설계회로는 OUT1~

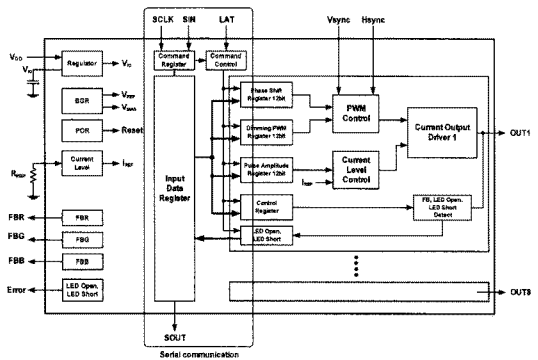


그림 8. 8채널 LED BLU 구동회로의 구성도

Fig. 8. Architecture of 8-channel LED BLU Driver.

OUT8까지 8개의 채널이 있고, 칩 외부의 저항값(R_{REF})을 조절하여 출력 전류 펄스 드라이버에 흐르는 전류레벨(I_{REF})을 결정한다. 또한, 시리얼 통신을 위한 command register, command control, input data register 블록이 추가되어 있다.

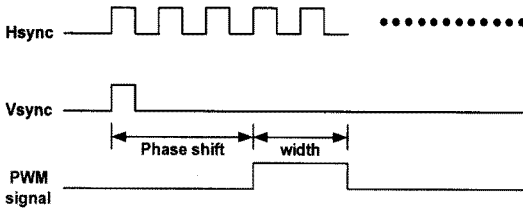


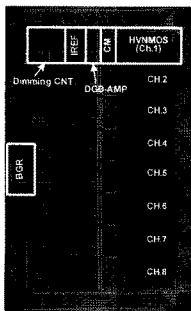
그림 9. PWM 생성파형(Phase Shift = 4 CLK and Pulse width = 1 CLK)

Fig. 9. Waveforms of PWM generator (Phase Shift = 4 CLK and Pulse width = 1 CLK).

그림 9는 LED를 Dimming 조절하기 위해서 생성된 PWM 파형이다. 그림 8에서 PWM Control은 Vsync가 활성화되면, 입력 데이터의 Hsync클럭 수만큼 PWM 신호를 생성해준다. PWM 신호는 12비트 해상도로 LED Dimming 조절을 하며, phase shift는 각 채널의 PWM 신호의 지연을 의미한다.

IV. 칩 구현 및 실험결과

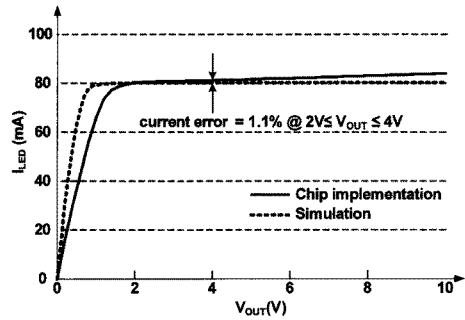
제안한 전류-펄스 드라이버를 사용한 8-채널 고속 스위칭 LED 백라이트 드라이버 칩은 5V/40V 0.5um BCD 공정으로 구현되었다. 그림 10은 구현된 칩의 사진 및 요약을 보여준다. 구현된 칩은 12비트의 디밍 제어(Dimming Control) 기능과 8비트의 전류 레벨 조절(Amplitude Control) 기능 등을 갖고 있다. 칩이 오프 되었을 때에는 40V까지 가능하고, 칩이 동작하고 있을 때에는 그림 5와 같이 전류가 흐르기 때문에 전압이 크



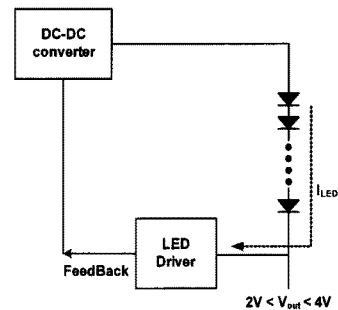
Process	5V/40V 0.5um 2P3M process
V _{DD}	5V
I _{LED}	0 ~ 80mA
V _{CC}	Up to 40V
V _{OUT}	2V ~ 40V
Current accuracy	1.1% (2V ≤ V _{OUT} ≤ 4V)
Temperature	-25 ~ 85°C
Dimming	12bit
Amplitude	8bit
Area	1.9mm×3.2mm

그림 10. 제안한 전류-펄스 드라이버를 사용하여 구현한 8-채널 LED 백라이트 드라이버의 사진 및 요약

Fig. 10. Photograph and summary of the fabricated 8-channel LED backlight driver using the proposed current-pulse driver.



(a)



(b)

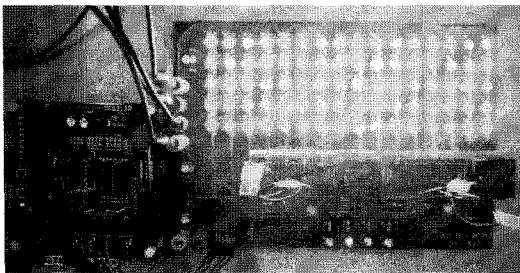
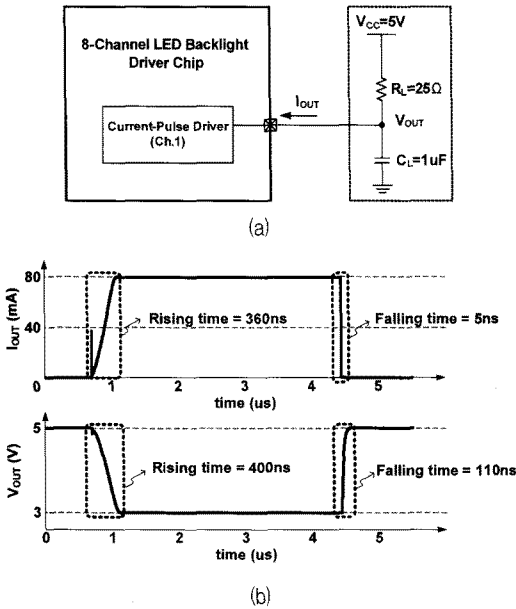
그림 11. (a) V_{OUT}에 따른 I_{LED} 특성 @ I_{IN}=1mA, I_{BIAS}=0.01mA, I_{LED}=80mA, V_{OUT}=0~10V, temperature=30°C (b) V_{OUT} 전압을 유지하기 위한 FeedBack의 블록도

Fig. 11. (a) I_{LED} vs. V_{OUT} characteristic @ I_{IN}=1mA, I_{BIAS}=0.01mA, I_{LED}=80mA, V_{OUT}=0~10V, and temperature=30°C (b) Feedback block diagram for stable V_{OUT}.

게 내려가지 않는다.

그림 11(a)와 (b)는 각각 V_{OUT}에 따른 I_{LED}의 시뮬레이션과 칩 테스트 결과를 비교한 것과 V_{OUT}의 범위를 2~4V로 유지하기 위한 피드백 회로의 블록도이다. 구현한 LED 백라이트 드라이버 칩은 광범위한 출력전압에서 정확하고 일정하게 전류가 흐르는 것을 볼 수 있다. V_{OUT}의 전압 값이 LED의 개수에 따라 더 커질수 있기 때문에 Feedback을 이용하여 V_{OUT}의 값이 2V와 4V의 값을 유지할 수 있도록 하였다. 칩 테스트 결과, 2~4V의 출력전압 범위에서의 전류에러는 1.1%였다.

그림 12(a), (b)와 (c)는 각각 LED 백라이트 드라이버 칩의 테스트 환경, 시뮬레이션 파형 그리고 테스트 칩의 사진을 보여준다. 실제 LED string과 같은 환경을 만들기 위해 LED string과 메탈라인 커패시터를 모델링하여 1uF 커패시터(C_L)를 모델링 하였고, 그림



(c)

그림 12. LED 백라이트 드라이버 칩 (a) 테스트 환경 (b) 시뮬레이션 결과 파형 (c_ 테스트 칩 사진
 Fig. 12. LED backlight driver chip (a) test condition (b) simulation waveforms (c) photo of the test chip.

5(b)의 다이오드 특성 곡선을 보면 하나의 다이오드의 저항이 5~6Ω인 것을 알 수 있다. 값이 중요하지 않기 때문에 약 4개를 모델링하여 25Ω 저항(R_L)으로 출력부하(Output Load)를 구성하였다. LED 전류(I_{OUT})를 직접 측정할 수가 없기 때문에 전압파형(V_{OUT})을 사용하여 I_{OUT} 를 측정하였다. V_{OUT} 파형은 I_{OUT} 파형과 같지는 않지만, 그 차이가 작다. V_{OUT} 파형은 LED 전류뿐만 아니라 R_L 과 C_L 의 영향을 받기 때문에, 그림 12(b)와 같이 V_{OUT} 파형은 I_{OUT} 파형보다 느리게 변화한다. I_{OUT} 파형의 상승시간과 하강시간은 각각 360ns와 5ns이지만, V_{OUT} 파형의 상승시간과 하강시간은 각각 400ns와 110ns이다. 그림 13은 LED 전류가 80mA이고, 50% 듀

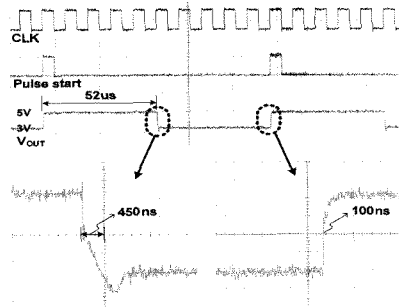


그림 13. 측정결과 @ $I_{LED}=80mA$, 50% 듀티 사이클
 Fig. 13. Experimental results @ LED current is 80mA, 50% duty cycle.

티 사이클일 때의 실험결과이다. 측정된 V_{OUT} 펄스파형의 상승시간과 하강시간은 각각 450ns와 100ns였다.

V. 결 론

LED 백라이트를 위한 고속 스위칭 전류-펄스 드라이버를 제안하였다. 제안된 전류-펄스 드라이버에서는 Dynamic op-amp를 사용하여 360ns의 상승시간과 5ns의 하강시간을 가지는 고속 스위칭 전류-펄스를 발생시킬 수 있다. 이 고속 스위칭의 디밍 제어(Dimming Control) 전류-펄스 드라이버로 정확한 LED 전류-펄스를 만들어낼 수 있으며, 큰 HV-NMOS 게이트 커패시턴스의 충전 및 방전에 의한 스위칭 동작에 쓰이는 전력소모를 줄일 수 있다. 제안한 전류-펄스 드라이버를 사용한 8-채널 고속 스위칭 LED 백라이트 드라이버 칩을 5V/40V 0.5μm BCD 공정으로 구현하여 검증하였다. 구현된 칩은 12비트의 디밍 제어 기능과 8비트의 전류 레벨 조절(Amplitude Control) 기능을 갖는다.

참 고 문 헌

[1] R. J. Baker, *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*, 2nd ed. New York: John Wiley and Sons, 2005, pp. 645-646.
 [2] A. Konno, Y. Yamamoto, and T. Inuzuka, "RGB color control system for LED backlights in IPS-LCD TVs," in *Proc. SID 2005 Conf.*, 2005, pp. 1380-1383.
 [3] S. Muthu, F. J. Schuurmans, and M. D. Pashley, "Red, green, and blue LED based white light generation: Issues and control," in *Proc. Ind. Appl.*

Conf., 2002, pp. 327 - 333.

- [4] Prathyusha Narra, Donald S. Zinger, "An effective LED dimming approach" *IEEE IAS*, vol. 3, pp. 1671-1676, Oct. 2004.

저 자 소 개



양 병 도(정회원)

1999년 한국과학기술원 전자전산
학과 전기및전자공학전공
학사 졸업

2001년 한국과학기술원 전자전산
학과 전기및전자공학전공
석사 졸업

2005년 한국과학기술원 전자전산학과 전기및
전자공학전공 박사 졸업

2005년~2006년 삼성전자 반도체 사업부
책임 연구원

2006년~2007년 충북대학교 전자정보대학
전임강사

2008년~현재 충북대학교 전기전자컴퓨터공학부
전자공학전공 조교수

<주관심분야 : 메모리 설계, 아날로그 IC 설계, 디
지탈 IC 설계>



이 용 규(정회원)

2008년 충북대학교 전자공학과
졸업

2009년 현재 충북대학교 반도체
공학과 석사과정

<주관심분야 : 메모리 설계, 아날
로그 IC 설계, 디지털 IC 설계>