

用于 LED 驱动芯片的高低边电流检测电路

杨卫丽, 赵 野, 黑 勇

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 本文介绍了一种适用于大功率 LED 驱动芯片的高低边电流检测电路. 该检测电路可以根据实际应用系统不同实现高低边检测电路的自动切换, 不需要额外设置, 并且采用该电流检测电路的 LED 驱动芯片能支持升压、降压以及升—降压等多种拓扑结构的应用, 为 LED 驱动芯片提供更广阔的应用市场. 芯片采用 CSMC 0.6 μ m 60V BCD 工艺实现, 测试结果显示当基准电压 VREF 为 1.217V 时, LED 电流为 371.3mA, 采样比例与设计的基本一致, 从而验证了该高低边电流检测电路的可行性.

关键词: 电流检测; LED 驱动; 汽车照明

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)01-0094-03

A High-Low Side Current Sense Circuits for High Power LED Driver

YANG Wei-li, ZHAO Ye, HEI Yong

(Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: A high-low side current sense circuits for high power LED driver are designed. The two current sense circuits can switch freely according to application system. The two current sense circuits also can be used in boost topology, buck topology and boost-buck topology, etc. The circuit is implemented in CSMC 0.6 μ m 60V BCD process. The test results show that LED current is 371.3mA with 1.217V VREF. So the sense circuit is feasible.

Key words: current sense; LED driver; auto lighting

1 引言

作为一种新型光源, LED 因其具有高效、节能环保、长寿命以及小体积等优点而得到广泛应用, 主要涉及中小尺寸屏幕背光、交通信号灯、室内装饰照明、建筑照明以及汽车照明等领域. LED 是一种非线性器件, 正向电压的微小变化会引起正向电流的很大变化^[1]. 对于 1W 的 LED 正向电压变化 10% (从 3.4 V 降到 3.1 V), 正向电流则变化 3.5 倍 (从 350 mA 降到 100 mA). 又由 LED 的特性知道 LED 的发光亮度与流过的电流有关, 在一定电流范围内流过 LED 的电流越大其发光亮度越强, 因此, 在实际应用中为了保证 LED 具有稳定的光输出对 LED 串进行恒流控制是非常必要的. 目前 LED 恒流驱动方式主要有电阻限流型、有源线性降压型以及开关

稳压型等, 优缺点对比如图 1^[2]所示. 本设计是一款开关升压型的高亮度大功率 LED 驱动芯片, 输入电压范围是 (6 V~42 V), 能满足 12 V 总线的要求, 最大输出功率是 40 W, 系统内部集成功率开关管, 具有模拟调光和数字调光、温度补偿、LED 短路断路保护、过流保护、过温保护以及软启动等功能, 主要应用于汽车照明及背光.

2 高低边电流检测电路

随着 LED 的推广, 对其驱动系统的精确性、可靠性、安全性以及使用寿命等越来越关注. 而要满足这些需求, 使用便捷、精确可靠的 LED 电流检测电路是必不可少的. 为了支持升压、降压以及升—降压等多种拓扑结构的应用, 设计了具有高低边检测功能的电流检测电路^[3], 图 2 是该电路的框图. 运算放

限流方式	优点	缺点
电阻	价格低,只需要一个器件;	不能准确地控制电流;电流在某种程度上跟随电源电压变化;电阻的功耗较大;
有源线性控制	线性控制环路准确地控制 LED 电流;控制调光电流;可实现幅值和低频 PWM 调光;能对 LED 进行自动温度补偿;	比简单的电阻限流方式成本高;对于相同的电源电压,其功耗与电阻限流方案相同;需要散热;
开关稳压 器控制	控制环路可精确调节 LED 电流;可实现幅值和低频 PWM 调光;能对 LED 进行自动温度补偿;宽范围输入电压;基本上不需要散热器,可节省成本,降低复杂性;对于高输入电压和大工作电流,能保持高效率;	成本高于电阻和线性控制方式;需要考虑 EMI;需要更大的 PCB 面积,但其他方式为了散热也需要更多的硬件空间;

图 1 LED 电流控制方法

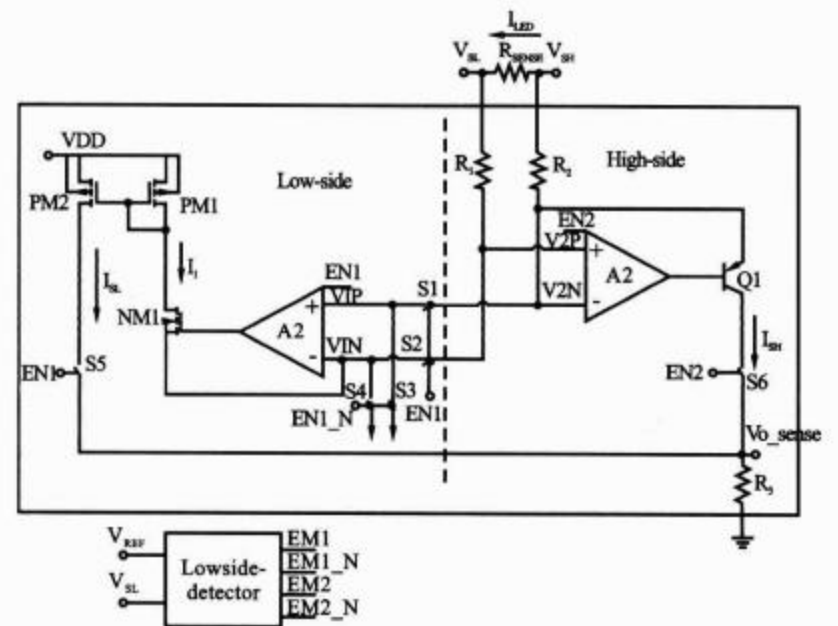


图 2 电流检测电路

大器 A1、PMOS 晶体管 PM1、PMOS 晶体管 PM2、NMOS 晶体管 NM1、电阻 R_1 、 R_2 ，以及 MOS 开关器件 $S_1 \sim S_5$ 共同组成低边电流检测电路，其中 PMOS 晶体管 PM1 和 PM2 组成等比的电流镜；运算放大器 A2、三极管 Q1、电阻 R_1 、 R_2 以及 MOS 开关器件 S_6 共同组成高边电流检测电路，由高边或低边采样得到的电流经过电阻 R_3 产生反馈采样电压，外置电阻 R_{SENSE} 与 LED 串联。当低边检测模块（Lowside-detector）检测到 V_{SL} 端的电压低于设定的阈值 V_{LOW} 时，输出信号 $EN1=H$ ， $EN1_N=L$ ， $EN2=L$ ， $EN2_N=H$ ，低边电路被选通。此时，运算放大器 A1 选通， S_1 、 S_2 和 S_5 接通， S_3 、 S_4 断开。 S_6 断开，防止高边干扰电流信号进入 R_3 产生误差。根据运算放大器的“虚短”原理得知：

$$V_{IP} \cong V_{IN}$$

(1)

此种情况下电阻 R_2 仅为了匹配电阻 R_1 ，采样电流流过电阻 R_1 而不会在电阻 R_2 上产生压降，故：

$$V_{IP} \cong V_{SH}$$

(2)

由式(1)、(2)可得到电流 I_1 ：

$$I_1 = \frac{V_{IN} - V_{SL}}{R_1} = \frac{V_{SH} - V_{SL}}{R_1}$$

(3)

由于 PM1 和 PM2 等比镜像，所以 $I_{SL} = I_1$ ，即可得到低边采样电流 I_{SL} ：

$$I_{SL} = \frac{V_{SH} - V_{SL}}{R_1}$$

(4)

又设定流过 LED 的电流为 I_{LED} ，即 $V_{SH} - V_{SL} = R_{SENSE} \cdot I_{LED}$ ，代入式(4)可得到 I_{SL} ：

$$I_{SL} = \frac{V_{SH} - V_{SL}}{R_1} = I_{LED} \cdot \frac{R_{SENSE}}{R_1}$$

(5)

采样得到的电流 I_{SL} 流过电阻 R_3 可得到采样电压 V_{O_SENSE} ：

$$V_{O_SENSE} = I_{LED} \cdot \frac{R_{SENSE} \cdot R_3}{R_1}$$

(6)

由于采样得到的电压 V_{O_SENSE} 反馈到主环路的误差放大器的负端与系统的基准电压比较，当系统稳定时，电压 V_{O_SENSE} 总近似等于基准电压，因此对于设定的内置电阻 R_1 、 R_3 ，我们可以通过设置式(6)中的电阻 R_{SENSE} 来实现对 LED 电流的调整。此外，为了提高采样的精度，需要把电阻 R_1 和 R_3 设计成具有整数比、同种类型的电阻，并在版图时尽量采用匹配画法，如 ABBA 等^[4]。

同理，当低边检测模块（Lowside-detector）检测到 V_{SL} 端的电压高于设定的阈值 V_{LOW} 时，输出信号 $EN1=L$ ， $EN1_N=H$ ， $EN2=H$ ， $EN2_N=L$ ，高边检测电路被选通。此时，运算放大器 A2 选通， S_6 、 S_3 和 S_4 接通， S_1 、 S_2 、 S_5 断开。 V_{IP} 和 V_{IN} 通过 S_3 、 S_4 被下拉到地，从而保护运算放大器 A1 的输入端； S_5 断开，彻底隔断了低边采样电流到电阻 R_3 的通路，从而防止干扰电流信号流进 R_3 产生误差。根据运算放大器的“虚短”原理得知：

$$V_{2P} \cong V_{2N}$$

(7)

此种情况下电阻 R_1 仅为了匹配电阻 R_2 ，采样电流流过电阻 R_2 而不会在电阻 R_1 上产生压降，故可得到采样电流 I_{SH} ：

$$I_{SH} = \frac{V_{SH} - V_{2N}}{R_2} = \frac{V_{SH} - V_{SL}}{R_2}$$

(8)

把 $V_{SH} - V_{SL} = R_{SENSE} \cdot I_{LED}$ 代入式(8)从而得到采样电压 V_{O_SENSE} ：

$$V_{O_SENSE} = I_{LED} \cdot \frac{R_{SENSE} \cdot R_3}{R_2}$$

(9)

而在设计中 V_{O_SENSE} 与 V_{REF} 的关系为 $2 * V_{O_SENSE} = V_{REF}$ ，又由式(9)可得到采样比例 K ：

$$K = V_{REF} / I_{LED} = 2 \cdot \frac{R_{SENSE} \cdot R_3}{R_2} \quad (10)$$

若要想得到与低边检测相等的采样电流,可以设置 $R_3/R_2 = R_3/R_1$, 即 $R_1 = R_2$, 综合上述,要提高采样精度除了在把 R_1 、 R_2 和 R_3 设计成同类型的电阻外,在版图上也要采取匹配画法,可以采用 ABC-CBA 等方法. 例如,该设计中我们折中考虑反馈电压精度与采样电阻 R_{SENSE} 的损耗,设置 $R_3 = 4R_1 = 4R_2$,在设计版图时采用 ABCCCCCCCCBA 的画法(其中,A 代表 R_1 、B 代表 R_2 、C 代表 R_3). 此外,在设计中由于电流通路上的开关 S_1 、 S_2 有一定的内阻,因此当采样电流流过时会带来一定的误差,需要折中考虑开关的内阻与面积. 如图 3 是采用上述电流检测电路的 LED 驱动芯片应用框图.

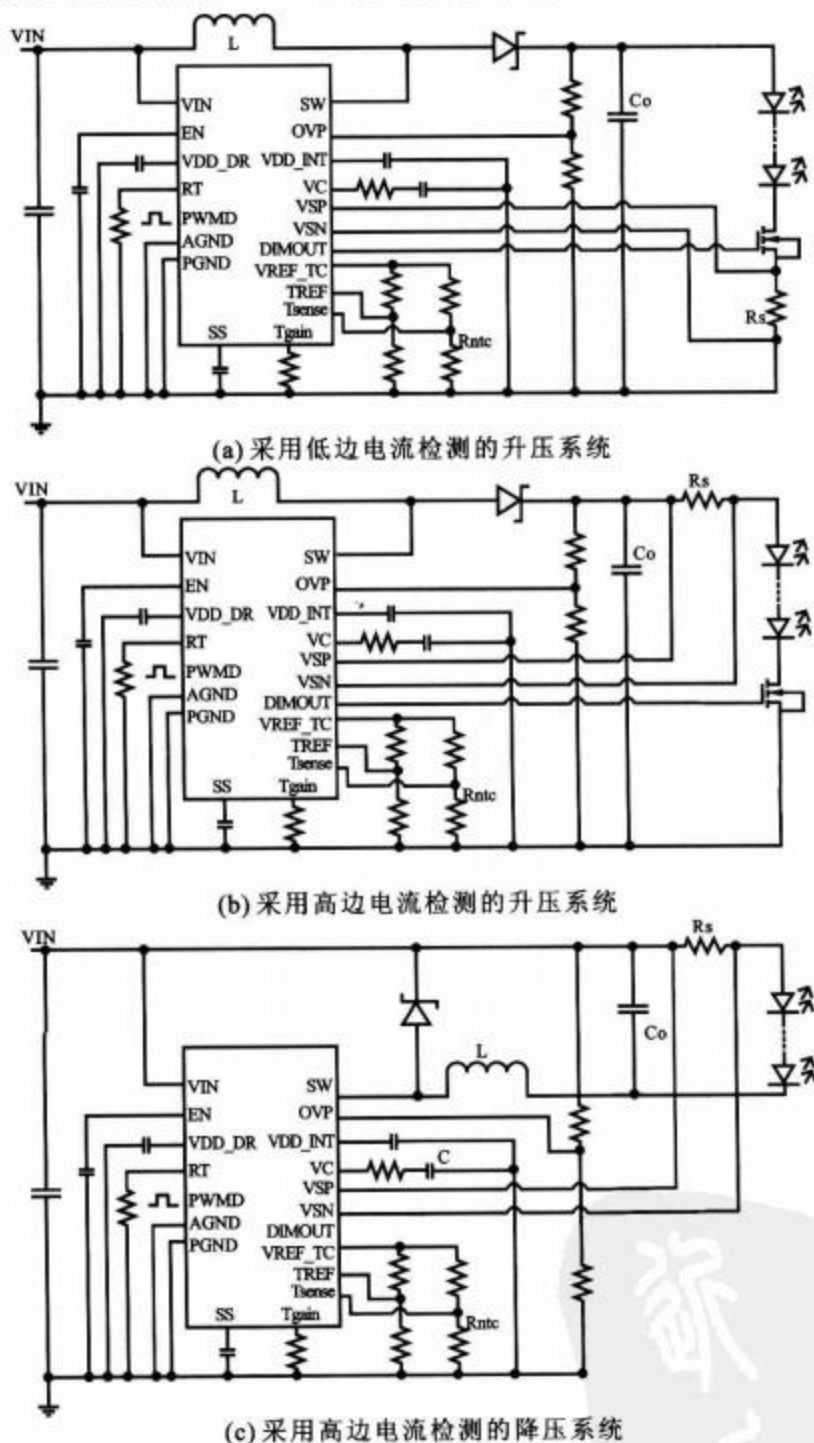


图 3 应用框图

3 仿真及测试结果

图 4 是本设计的电流检测电路的仿真波形图,

在 V_{SH} 和 V_{SL} 间连接 $150 \text{ m}\Omega$ 的电阻,并使其通过 1 A 的电流,扫描 V_{SL} 端的电压从 0 到 10 V ,可测得高低边检测电流 I_{sense} .

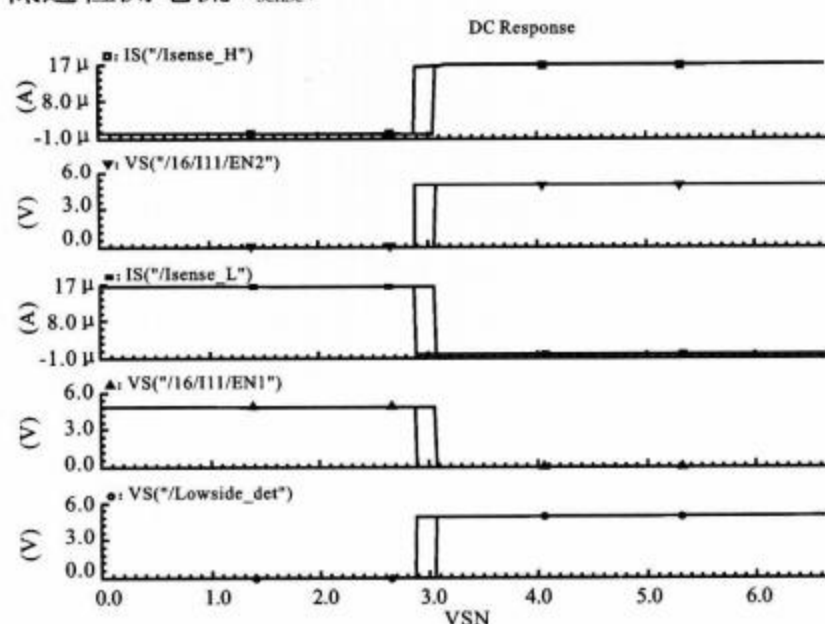


图 4 电流检测电路的仿真波形图

本文所述的高低边电流检测电路内置于 LED 驱动芯片,系统设计中没有把检测得到的电流直接通过 PIN 脚引出,故在测试时需要通过测量系统的基准电压 V_{REF} 与流过 LED 的电流 I_{LED} 来验证上述电路的正确性. 测试时在 V_{SH} 和 V_{SL} 间连接 0.4Ω 的电阻,图 5 所示是测试得到的基准电压 V_{REF} 与流过 LED 的电流 I_{LED} ,由图可看出当 V_{REF} 为 1.217 V 时,流过 LED 的电流为 371.3 mA ,与设计的采样比例

$$K = V_{REF} / I_{LED} = 2 \cdot \frac{R_{SENSE} \cdot R_3}{R_2} = 8 \cdot R_{SENSE} = 3.2$$

基本一致,从而验证了该检测电路的正确性与可行性.

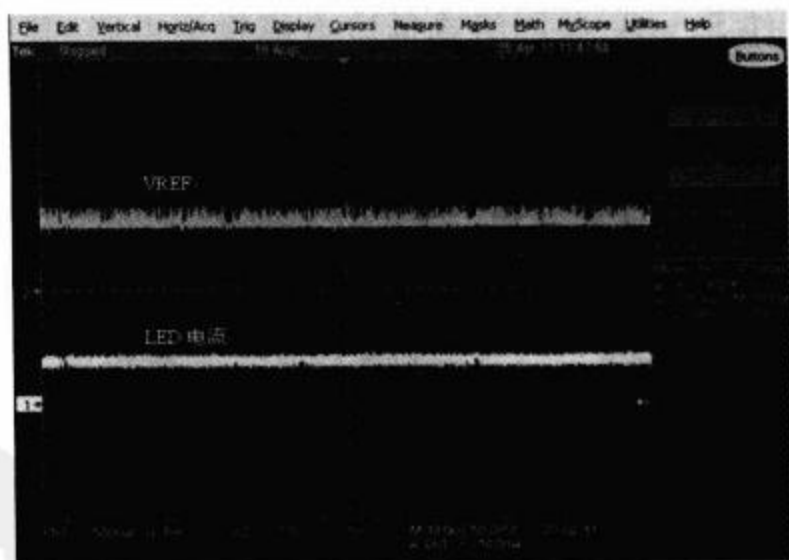


图 5 测试波形

4 结束语

本文介绍了一种适用于 LED 驱动芯片中的高低边电流检测电路,该检测电路能根据应用系统连

(下转第 99 页)