

# 高精度可编程恒流驱动白光 LED 芯片设计研究

李先锐<sup>1</sup>, 来新泉<sup>1</sup>, 王松林<sup>2</sup>, 李玉山<sup>1</sup>

(1. 西安电子科技大学 电路设计研究所, 陕西 西安 710071;

2. 西安电子科技大学 机电工程学院, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 实现了一种高精度可控白光 LED 恒流驱动芯片的设计. 使用自动调零技术在内部集成了自动调零运算放大器, 并采用外接电阻和使能设计控制恒定 LED 驱动电流, 可在 2.9 V 到 4.4 V 的工作电压范围内提供 3 个不同的恒定驱动电流, 最大驱动电流可达 1 A. 测试结果表明, 当驱动电流从 200 mA 变化到 800 mA 时, 外接电阻电流和 LED 驱动电流之比变化小于 2.3%; 电源电压跳变  $\pm 10\%$  的情况下, 800 mA 的驱动电流变化小于 0.46%.

**关键词:** 运算放大器; LED; 恒流驱动; 自动调零

**中图分类号:** TN432 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2009)03-0433-05

## Design research on the high-precision programming constant current driver of the white light LED

LI Xian-rui<sup>1</sup>, LAI Xin-quan<sup>1</sup>, WANG Song-lin<sup>2</sup>, LI Yu-shan<sup>1</sup>

(1. Research Inst. of Circuit Design, Xidian Univ., Xi'an 710071, China;

2. School of Mechano-electronic Engineering, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

**Abstract:** An accurate programmable constant current driver for the white light LED is designed. An autozero amplifier, based on the autozero technique, is constructed in the chip. The current delivered to the LED load is controlled by the external resistor and the enable pins. Three discrete constant current settings are available and may be selected at the supply voltage from 2.9 V to 4.4 V, which is up to 1 A. Measurement results show that the variation in the ratio of the external resistor current to the LED load current is less than 2.3%, when the LED load current changes from 200 mA to 800 mA. The driving current of 800 mA varies by less than 0.46% when the supply voltage changes by  $\pm 10\%$ .

**Key Words:** amplifier; light emitting diode; constant-current driving; autozeroing

目前, 白光 LED 已成为一种通用的照明源. 用白色 LED 为显示器或其他照明设备做背光源时, 需要提供给 LED 正向导通的高压和恒流驱动, 以减小电池电压变化时所引起的亮度变化和不同 LED 之间的亮度不匹配<sup>[1]</sup>. 恒流驱动有两种方式, 串联和并联驱动 LED. 串联方式保持固有的匹配特性, 但需要更高的供电电压. 常用的并联方式驱动结构驱动能力小<sup>[2]</sup>, 且未考虑制造工艺中每一道工序的不确定性和 MOS 器件的阈值电压的失配等对电流精度影响. 而这些因素在增大负载电流时, 电流匹配性及电流精度将受到很大的影响<sup>[3]</sup>. 因此为了提高输出驱动能力, 并且保证高的电流精度, 设计的恒流源结构考虑了器件的失配, 采用自动调零技术消除放大器的失调以提高电流输出精度. 为了避免驱动电流超出最大额定值, 使 LED 管受损, 增加了过流和过温保护电路.

## 1 电路的结构和工作原理

电路的结构如图 1 所示. 整个电路可以分为 4 个部分: 带隙基准电压源<sup>[4-5]</sup>、可编程控制电流电路、8 个

收稿日期: 2008-07-10

基金项目: 国家部委重点预研基金资助(D1120060967); 教育部超高速电路与电磁兼容重点实验室专项基金资助(YZCB2008001)

作者简介: 李先锐(1974-), 女, 讲师, 西安电子科技大学博士研究生, E-mail: lixr@xidian.edu.cn.

相同的内部含有自动调零电路的恒流输出和保护电路. 可编程控制电流电路由运算放大器  $A_1$  和  $M_1$  管构成的跟随器, 外接电阻  $R_{SET1}$ ,  $R_{SET2}$  以及使能信号  $EN1$ ,  $EN2$  控制的两个管子组成. 8 个含有自动调零电路的恒流输出由  $A_2$  和功率管  $M_3$  构成的跟随器、 $M_2$  及开关  $S_1$ ,  $S_2$  和  $S_3$  以及两个电阻  $R_1$  和  $R_2$  构成.

通过设置不同的  $R_{SET1}$  和  $R_{SET2}$  值产生不同的电流. 从结构图上容易看出, 流过 LED 的电流  $I_{LED}$  为

$$I_{LED} = 8 \frac{V_A + V_{OS}}{R_2} = 8 \frac{N I_{SET} R_1 + V_{OS}}{R_2} = 8 \left( N \frac{V_{REF}}{R_{SETX}} \frac{R_1}{R_2} + \frac{V_{OS}}{R_2} \right), \quad (1)$$

式中,  $V_A$  是 A 点的电压,  $V_{OS}$  是运算放大器  $A_2$  的失调电压.  $V_{REF}$  是内部基准电压. 从式(1)不难看出, 驱动电流  $I_{LED}$  大小和  $M_2$  与  $M_1$  镜像比例  $N$ 、基准电压  $V_{REF}$ ,  $R_1$  和  $R_2$  的比值、 $R_{SETX}$  以及运算放大器的失调电压有关. 因此, 要保证输出电流的精度, 不仅要考虑基准电压的稳定性和电阻的匹配性<sup>[2,4]</sup>, 也要考虑运算放大器的失调电压.

## 2 低失调电压的运算放大器

### 2.1 自动调零运算放大器

自动调零技术(AZT)是一种采样技术, 通过对低频噪声和失调进行采样, 然后在运算放大器的输入或输出端, 将它们从输出信号的瞬时值中减去, 实现对失调和  $1/f$  噪声的降低. 由于其对宽带白噪声是一种欠采样过程, 会造成白噪声的混叠, 即在降低  $1/f$  噪声的同时又会增大低频端的白噪声, 因此 AZT 更适用于开关电容等离散信号电路<sup>[3,6-7]</sup>.

AZT 包括两个阶段: 失调采样阶段和输入信号处理阶段. 在失调采样阶段, 放大器和输入信号断开. 失调被测量并存储在电容中. 在输入信号处理阶段, 放大器放大输入信号并从输出信号中减去前一阶段存储的失调电压.

AZT 放大器基本原理图如图 2 所示. 它包括基本放大器  $G_{m1}$ , 补偿放大器  $G_{m2}$ , 第二级放大器  $A_4$  和反馈放大器  $A_3$ , 电容  $C_h$ , 和两个开关  $S_1$ ,  $S_2$ .  $R_o$  是  $G_{m1}$  和  $G_{m2}$  的输出阻抗

(1) 在失调采样阶段, 开关  $S_2$  和  $b$  点相连, 使得  $G_{m1}$  的输入端短接并与输入信号断开, 因此  $G_{m1}$  在输入端只有失调电压  $V_{os1}$ . 失调电压产生的失调电流  $I_1$  为

$$I_1 = G_{m1} V_{os1}. \quad (2)$$

开关  $S_1$  闭合, 放大器  $A_3$  反馈输出电压到  $G_{m2}$  的反相端.  $G_{m2}$  输出电流  $I_2$  为

$$I_2 = -G_{m2} (A_3 V_o - V_{os2}), \quad (3)$$

$$V_o = R_o (I_1 + I_2) A_4, \quad (4)$$

$V_{os2}$  是  $G_{m2}$  的输入失调电压,  $V_o$  为输出电压,  $I_2$  为电流补偿基本放大器  $G_{m1}$  的失调电流, 它和输出失调电压方向相反并且成比例. 将式(2)和式(3)代入式(4)中, 可解得补偿电压  $V_c$

$$V_c = A_3 V_o = A_3 A_4 \frac{G_{m1} R_o V_{os1} + G_{m2} R_o V_{os2}}{1 + A_4 A_3 R_o G_{m2}}. \quad (5)$$

(2) 在输入信号处理阶段, 开关  $S_2$  和  $a$  点相连, 使得  $G_{m1}$  的输入端和输入信号相连, 反馈回路被断开 ( $S_1$  关断), 这时  $V_c$  电压存储在  $C_h$  中. 由于 CMOS 电路中开关用 MOS 管实现, 在输入信号处理阶段, AZT 剩余的失调电压分析必须考虑开关转换时沟道电荷注入效应. 当开关  $S_1$  关断时, 沟道电荷部分注入到节点  $V_c$ , 改变了  $C_h$  存储的电压. 电压变化为

$$\Delta V_c = q_{inj} / C_h. \quad (6)$$

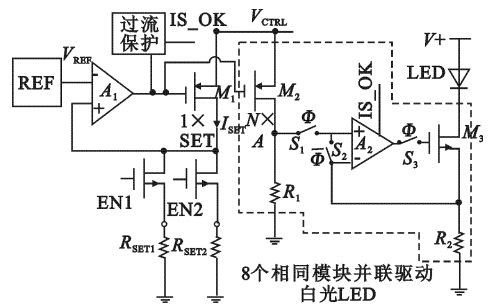


图 1 设计的恒流驱动结构

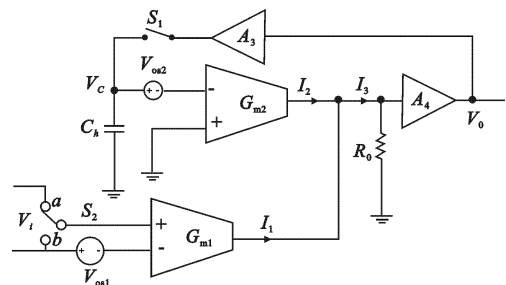


图 2 AZT 放大器基本原理图

在输入信号处理阶段输出电压为

$$V_o = G_{m1} R_o A_4 V_i + A_4 \frac{G_{m1} R_o V_{os1} + G_{m2} R_o V_{os2}}{1 + G_{m2} R_o A_3 A_4} - A_4 G_{m2} R_o \frac{q_{inj}}{C_h}, \quad (7)$$

$V_i$  是输入信号, 剩余的失调电压  $V_{OSres}$  为差分输入信号为零时输出的电压<sup>[6]</sup>.

$$V_{OSres} = \frac{V_o |_{V_i=0}}{G_{m1} R_o A_4} = \frac{V_{OS1}}{G_{m2} R_o A_3 A_4} + \frac{V_{OS2}}{G_{m1} R_o A_3 A_4} - \frac{G_{m2}}{G_{m1}} \frac{q_{inj}}{C_h}. \quad (8)$$

从式(8)中可见,  $G_{m1}$  失调电压减小到  $1/(G_{m1} R_o A_3 A_4)$ ,  $G_{m2}$  放大器的失调电压减小到  $1/(G_{m2} R_o A_3 A_4)$ .

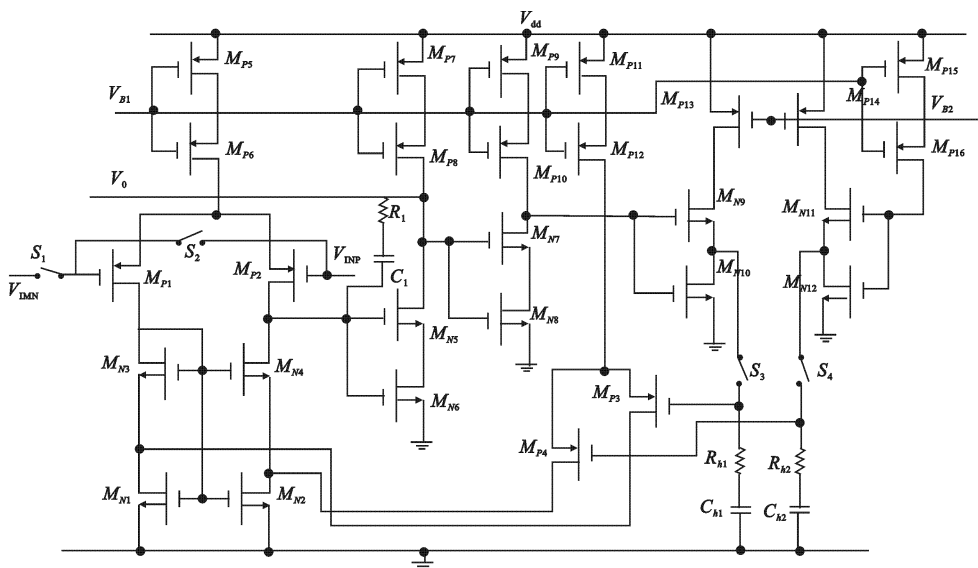


图 3 低失调运算放大器的电路图

### 2.2 自动调零运算放大器的实现

笔者提出的低失调运算放大器的电路图如图 3 所示, 2 级跨导  $G_{m1}$  和  $G_{m2}$  分别由 2 个差分对构成,  $G_{m1}$  由  $M_{P1}$  和  $M_{P2}$  实现,  $G_{m2}$  由折叠式共源共栅对  $M_{P3}, M_{P4}$  和  $M_{N3}, M_{N4}$  构成. 输入信号通过第二级  $M_{N5}$  和  $M_{N6}$  放大输出. 失调电压再经过第三级  $M_{N7}$  和  $M_{N8}$  放大, 通过跟随器  $M_{N9}$  存储在  $C_{h1}$  电容上.  $G_{m2}$  的正相端  $M_{P4}$  的栅没有接地, 使得正相端和反相端有同样的共模信号. 偏置电路由管子  $M_{P5} \sim M_{P16}$  构成,  $V_{B1}$  和  $V_{B2}$  是外接的偏置信号.  $R_1$  和  $C_1$  构成米勒补偿电路<sup>[8]</sup>.

为了进一步减小电荷注入, 所有的开关可以用传输门来实现<sup>[6]</sup>.

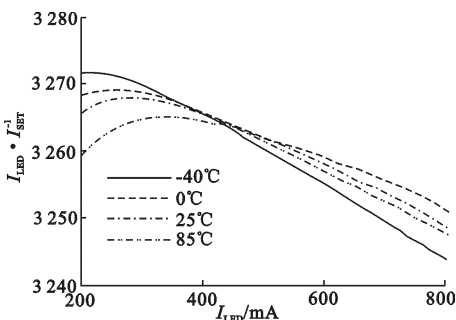


图 4 不同的温度输出电流  $I_{LED}$  与  $I_{LED}/I_{SET}$  的仿真图

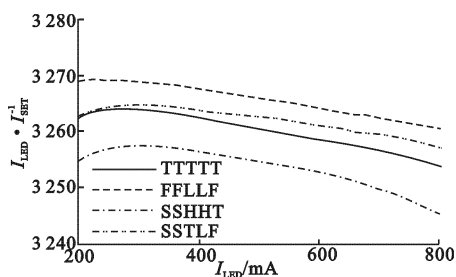


图 5 不同模型参数下输出电流  $I_{LED}$  与  $I_{LED}/I_{SET}$  的仿真结果

## 3 仿真测试结果

### 3.1 可编程输出电流及电流精度

基于 Hynix 0.6  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺, 采用 Hspice 仿真器对该电路进行了仿真. 图 4 是电源电压为 3.6 V, 设

计的恒流源  $N=2$ ,  $R_1=612\ \Omega$ ,  $R_2=3\ \Omega$ ,  $V_{REF}=1.22\ \text{V}$ , 不同温度下输出电流  $I_{LED}$  与  $I_{LED}/I_{SET}$  的仿真结果. 图 5 是温度为室温时在不同的模型参数下输出电流  $I_{LED}$  与  $I_{LED}/I_{SET}$  的仿真结果. 图 4 中  $I_{LED}/I_{SET}$  的最大值是 3 273, 最小值是 3 245; 图 5 中最大值是 3 271, 最小值是 3 242. 在不同的温度和不同的模型参数下变化了  $\pm 16$ . 电流精度为 0.049%.

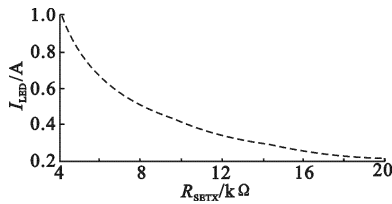


图 6 外接电阻控制输出电流

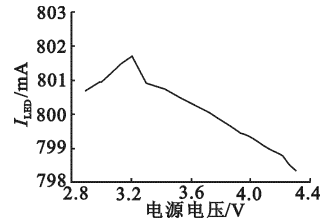


图 7 输出电流随电源电压的变化

图 6 是通过外接电阻  $R_{SET1}$ ,  $R_{SET2}$  控制供给 LED 的电流, 最大输出电流可达 1 A.

图 7 是输出电流随电源电压变化的仿真结果. 当电源电压在 2.9 V 和 4.7 V 之间变化时, 输出电流从 798 mA 到 801.7 mA 变化, 变化了 3.7 mA, 相对变化小于 0.46%.

### 3.2 测试结果

图 8 是芯片的照片. 由于输出驱动电流较大, 而每个压焊点金丝承受电流应力有限, 用了 8 路恒流驱动电路并联, 每路提供最大电流为 125 mA. 图 8 中实线围住的部分是其中 1 路含有自动调零电路的恒流驱动电路, 它含有自动调零运算放大器和 1 个功率 MOSFET.

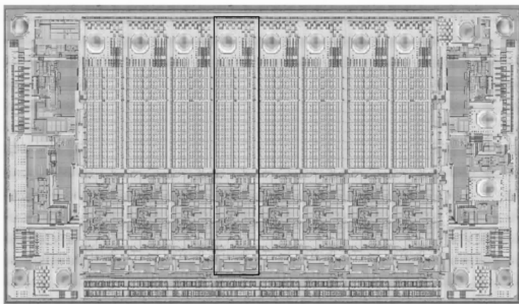


图 8 恒流驱动电路芯片照片

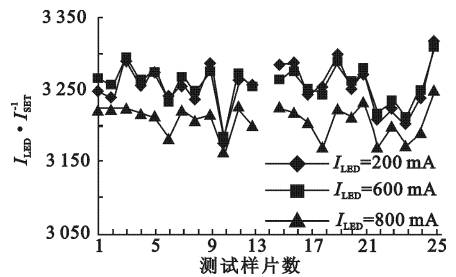


图 9 输出电流  $I_{LED}$  与  $I_{LED}/I_{SET}$  的测试结果

25 个样片输出电流  $I_{LED}$  与  $I_{LED}/I_{SET}$  的测试结果如图 9.  $I_{LED}/I_{SET}$  的值在 3 314 与 3 165 之间. 电流精度为 2.3%. 测量值大于仿真值, 是因为基准电压变化较大, 最小值 1.205 V, 最大值 1.255 V.

表 1 是对样片和  $I_{LED}$  有关参数的测试结果.  $I_{LED}$  漏失电压随着驱动电流的增加而增大, 驱动电流 200 mA 时, 漏失电压 115 mV. 过流检测电流  $I_{SET}$  不能超过 330  $\mu\text{A}$ , 大于 330  $\mu\text{A}$  时, 过流保护电路使得驱动输出电流  $I_{LED}$  为 0.

表 1 测试结果 ( $V_{IN}=3.6\ \text{V}$ ,  $T_a=25^\circ\text{C}$ , LED 外接 5 V 电压)

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值
$I_{LED}/I_{SET}$	$I_{LED}=200\sim 800\ \text{mA}$	3 165	3 243	3 314
基准电压 $V_{REF}/\text{V}$		1.205	1.231	1.255
$I_{LED}$ 漏失电压/mV	$I_{LED}=200\ \text{mA}$		115	
过流电流 $I_{SET}/\mu\text{A}$				330
热保护温度/ $^\circ\text{C}$			120	

## 4 结 论

提出一种高精度的可用于 LED 电荷泵 DC-DC 芯片的恒流驱动电路. 内部电路采用自动调零技术减小了运算放大器的失调电压, 极大的提高了输出电流精度. 调节外接电阻的大小, 可提供不同的恒定驱动电流,

最大驱动电流可达1 A。当驱动电流从200 mA变化到800 mA时,  $I_{LED}/I_{SET}$  的变化小于2.3%; 电源电压跳变±10%的情况下, 驱动电流变化小于0.46%。

### 参考文献:

- [1] 翁寿松. 白色发光二极管及其驱动电路[J]. 电子元器件应用, 2004, 6(5): 15-17.  
Weng Shousong. The Light Emitting Diode and the Driving Circuits[J]. Electronic Component and Device Applications, 2004, 6(5): 15-17
- [2] 刘帘曦, 杨银堂, 朱樟明. 恒流 LDO 型白光 LED 驱动芯片的设计研究[J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(2): 264-269.  
Liu Lianxi, Yang Yintang, Zhu Zhangming. The Design Research on the Constant Current LDO Driver of the White Light LED[J]. Journal of Xidan University, 2007, 34(2): 264-269.
- [3] Bodea D M, Dan C. Autozero Transconductance Amplifier Systematic Manual Design [C]//Proceedings of the International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipment, OPTIM. Brasov; Transilvania University of Brasov, 2004: 422-425.
- [4] 王辉, 王松林, 来新泉, 等. 宽输入快速启动的高精度电压基准电路设计[J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35(2): 272-276.  
Wang Hui, Wang Songlin, Lai Xinquan, et al. The Design and Realization of Wide Input and Fast Start Up High Precision Voltage Reference[J]. Journal of Xidan University, 2008, 35(2): 272-276.
- [5] Wang Hongyi, Wang Songlin, Lai Xinquan, et al. Design Guidelins of CMOS Voltage Reference[J]. Microeletronics, 2003, 35(5): 415-418.
- [6] Enz C, Temes G. Circuit Techniques for Reduceing the Effects of Op-amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization[J]. Proceedings of the IEEE, 1996, 84(11): 1584-1614.
- [7] Bodea D M, Dan C. Design Considerations and Residual Offset Analysisfor an Autozero Transconductance Amplifier Topology: Vol 2 [C]//2006 International Semiconductor Conference. Sinaia; Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2007: 409-412.
- [8] 袁冰, 来新泉, 贾新章, 等. 片内频率补偿实现电流模 DC-DC 高稳定性[J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35(4): 685-690.  
Yuan Bing, Lai Xinquan, Jia Xinzhang, et al. Implementation of High Stability with On-chip Frequency Compensation in a Current Mode DC-DC Converter[J]. Journal of Xidan University, 2008, 35(4): 685-690.

(编辑: 高西全)

(上接第 395 页)

- [8] Zulch P, Davis M, Adzima I. The Earth Rotation Effect on a LEO L-Band GMTI SBR and Mitigation Strategies [C]//Proc of IEEE Radar Conference. Philadelphia; IEEE, 2004: 27-32.
- [9] Pillai S U, Himed B, Li Keyong. Effect of Earth's Rotation and Range Foldover on Space Based Radar Performance [C]//Proc of IEEE Radar Conference. Long Beach; IEEE, 2005: 137-142.
- [10] 南京电子技术研究所译. 星载雷达手册[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [11] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.
- [12] 王彤, 保铮, 廖桂生. 天基分布式雷达 GMTI 方法[J]. 电子学报, 2006, 34(3): 399-403.  
Wang Tong, Bao Zheng, Liao Guisheng. A New GMTI Method for Space-Based Distributed Radar [J]. ACTA Electronica Sinica, 2006, 34(3): 399-403.
- [13] 王万林, 廖桂生, 张光斌. 在非均匀环境下辅助通道法 STAP 处理的性能改善 [J]. 西安电子科技大学学报, 2004, 31(5): 761-764.  
Wang Wanlin, Liao Guisheng, Zhang Guangbin. Improvement on the Performance of the Auxiliary Channel STAP in the Non-homogeneous Environment [J]. Journal of Xidian University, 2004, 31(5): 761-764.
- [14] Melvin W L, Himed B, Davis M. Doubly Adaptive Bistatic Clutter Filtering [C]//Proc of IEEE Radar Conference. Honolulu; IEEE, 2003, 171-178.
- [15] 王彤, 保铮, 廖桂生, 等. 分布式小卫星雷达平台沿航向排列研究[J]. 宇航学报, 2006, 26(5): 663-667.  
Wang Tong, Bao Zheng, Liao Guisheng, et al. Study of Along-track Formation for Distributed Radar Satellite [J]. Journal of Astronautic, 2006, 26(5): 663-667.

(编辑: 高西全)