

基于 LED 驱动芯片的低温漂 CMOS 基准电压源

夏晓娟¹, 张洪俞², 顾 巍¹

(1 南京邮电大学 电子科学与工程学院, 江苏 南京 210003; 2 南京微盟电子有限公司, 江苏 南京 210042)

摘 要: 设计了一种低温漂 CMOS 基准电压源, 应用于 LED 驱动芯片中。采用基本的带隙基准电压源原理, 并对结构进行了改进, 减小了失调电压对输出的影响, 同时可以提供多路输出, 满足 LED 驱动芯片中多个基准电压的需求。基于 CSMC 0.5 μm CMOS 工艺对所设计电路进行了模拟仿真。常温(25 $^{\circ}\text{C}$)下, 电源电压为 4 V 时电路具有稳定的三路输出: 200 mV、600 mV 和 1 V, 温度在 $-45\sim 85$ $^{\circ}\text{C}$ 变化时, 温度系数为 16.9 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, PSRR 大于 -70 dB@1 kHz。

关键词: LED 驱动; 基准电压; 失调电压; 多电路输出

中图分类号: TN431

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2012)05-0138-05

Low-temperature-drift CMOS Voltage Reference Used in LED Driver

XIA Xiao-juan¹, ZHANG Hong-yu², GU Wei¹

(1 College of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China; 2 Nanjing Micro One Electronics Inc. Nanjing, Nanjing 210041, China)

Abstract: A low temperature drift CMOS voltage reference used in LED driver is designed. The principle of bandgap voltage reference is used in the proposed circuit. The structure is also improved to decrease the effect of offset voltage. Multi-output is also obtained to face the demand of LED driver chip. The proposed circuit is designed and simulated in CSMC 0.5 μm CMOS process. Three stable output voltage is get with 4 V V_{DD} and they are 200 mV, 600 mV and 1 V. The temperature coefficient is 16.9 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ when the temperature is changed between -45 $^{\circ}\text{C}$ and 85 $^{\circ}\text{C}$. The PSRR is greater than -70 dB at 1 kHz.

Key words: LED driver; voltage reference; offset voltage; multi-output

1 引言

在提倡节能环保的今天, LED 被誉为“21 世纪新光源”, 是继白炽灯、荧光灯和高强度气体放电灯之后的“第四代光源”。LED 的高效化、超高亮度和全色化使其应用领域也日趋广泛, 逐步走向照明领域。通常 LED 需要恒流输出芯片来作为驱动电路, 目前 LED 驱动电路也是 LED 领域的研究热点。作为 LED 驱动电路中不可缺少的模块电路, 基准电压源的稳定性直接决定了驱动电路的稳定性, 理想的基准电压源的输出电压不随电路供电电压和电路工作环境变化而变化^[1-6]。

本文提出一种多输出的基准电压源结构, 可以广泛应用于 LED 驱动芯片中, 满足 LED 驱动芯片中恒流输出、过压保护的要求。所设计基准电压源可根据需要提供多路输出, 采用 CSMC 0.5 μm 工艺模型进行了模拟仿真, 仿真结果表明所设计电路达到了设计要求, 具有低温漂、高稳定性的特点。

2 LED 驱动芯片中对基准电压源的需求

本文所设计的基准电压源是用于 LED 驱动芯片的, LED 驱动电路的结构如图 1 所示, 这是一种开关模式升压型 LED 驱动结构。该电路包括误差放大器、相位补偿、电流反馈电路、电流感应及保护

收稿日期: 2011-09-26; 修回日期: 2011-11-06

基金项目: 江苏省高校自然科学基金(10KJB510015); 南京邮电大学引进人才科研启动基金(NY210075); 南京邮电大学教学改革研究项目(JG03311JX24)

电路、锯齿波发生器、过压保护电路、输出驱动等模块电路.在这些模块电路中,误差放大器、过流保护电路和过压保护电路中都需要用到基准电压.

根据LED驱动电路的设计要求,所设计的基准电压源需要3个不同的基准电压值,分别是0.2V、0.6V、1V.0.2V的基准电压用于误差放大器中,它与反馈电压比较,配合系统中Rled电阻值共同来确定LED稳定的驱动电流,这里为20mA;0.6V的电压用于过流保护电路中,与电流取样输出电压比较;1V的基准电压用于过压保护电压,与驱动管的漏极电压LX的取样值作比较.

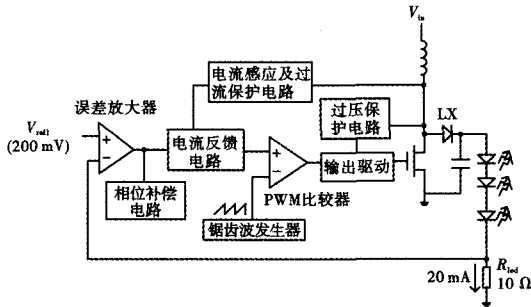


图1 所设计LED驱动电路结构图

3 所设计基准电压源的电路结构及原理

3.1 原始结构

所设计基准电压源采用带隙基准电路原始结构如图2所示,以负温度系数的 V_{BE} ,正温度系数的 V_{BE} 叠加产生零温度系数的基准电压.图2中,Q1是由 n 个并列的晶体管单元组成的,而Q2是一个晶体管单元.两条支路电流都是 I ,所以:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln \frac{I}{I_s} - V_T \ln \frac{I}{nI_s} = V_T \ln n \quad (1)$$

图2中的运算放大器AMP1工作于深度负反馈状态,根据运算放大器输入端的虚短路特性,有 $\Delta V_{BE} = IR_1$,从而得到 $I = \Delta V_{BE} / R_1$,可见, I 是具有正温度系数的电流.因此

$$\begin{aligned} V_{ref} &= V_{BE2} + IR_2 = V_{BE2} + \frac{R_2}{R_1} \Delta V_{BE} \\ &= V_{BE2} + V_T \frac{R_2}{R_1} \ln n \end{aligned} \quad (2)$$

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE2}}{\partial T} + \left(\frac{R_2}{R_1} \ln n \right) \frac{\partial V_T}{\partial T} \quad (3)$$

V_{BE2} 的负温度系数近似为 $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, V_T 的正温度系数为 $0.089 \text{ mV}/^\circ\text{C}$,则获得零温度系数补偿所需要的比例常数为 $2/0.089 \approx 22.5$,即设计时应

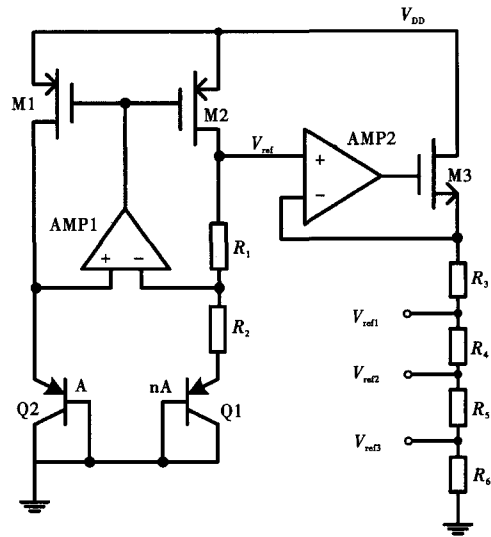


图2 所设计基准电压源原理图

使得 $\frac{R_2}{R_1} \ln n$ 等于或接近22.5,从而实现温度补偿,得到低温漂的基准电压源电路.

将获得基准电压 V_{ref} 加到运算放大器AMP2的同相端,运算放大器AMP2通过M2、电阻 R_3 、 R_4 、 R_5 、 R_6 构成源极跟随器,源极跟随器的输出进行电阻分压,产生0.2V、0.6V、1V的基准电压.运算放大器组成负反馈,抑制了分压电阻的温度系数对基准电压的影响.

3.2 电路结构优化

所设计的基准电压源原理图(图2)中,基准电压 V_{ref} 产生部分只有两条支路,工作电流较小,功耗较低.但是也存在一定的缺陷,在实际情况下,由于运算放大器在差分结构上存在晶体管的失配问题,所以运放本身存在失调电压 V_{os} ,这样的情况下,输出基准电压就变为

$$V_{ref} = V_{BE2} + (V_T \ln n - V_{os}) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

式中, V_{os} 为运放输入端失调电压.由于输出的基准电压会受到运放输入端失调电压的影响,而且由于器件的失配造成的失调电压基本是由工艺决定的,器件不匹配的程度存在较大的随机性,这就使得运放的失调电压 V_{os} 难以被预测,就如同随机噪声一般,因此考虑从电路结构上加以减小失调的影响.图3所示为改进的基准电压 V_{ref} 产生部分,图中M1~M4的宽长比相等,各支路电流相等.

图3中电路结构是利用一组串联的BE结来增大带隙输出电压,来减小失调电压对基准输出的影响.

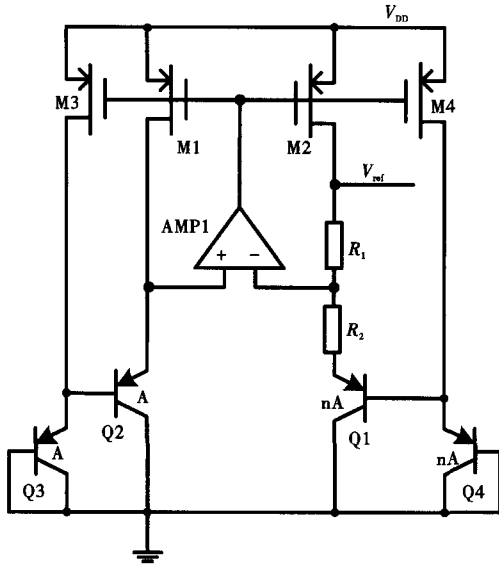


图3 电路结构中引入串联的BE结

$$V_{ref} = 2V_{BE2} + (2V_T \ln n - V_{OS}) \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (5)$$

式中,负温度系数电压 V_{BE2} 和正温度系数电压 $V_T \ln n$ 均被放大了两倍,而失调电压 V_{OS} 不变,式(5)相对于式(4)降低了 V_{OS} 在基准输出电压 V_{ref} 中所占的比重,也就减小了运放失调电压对输出基准的影响。

图3所示电路结构的输出基准电压也会随之增加一倍。这里图3电路作一些修改,将正温度系数电流直接通过镜像电流源引出,便于独立控制输出端电流,如图4所示。

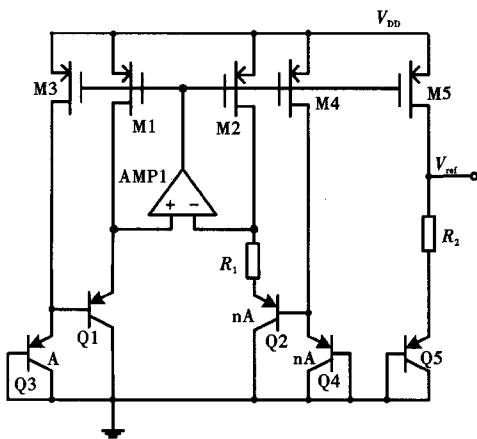


图4 本设计中改进的带隙核心电路

改进后,式(5)中削减了一个 V_{BE} 电压,输出电压变为

$$V_{ref} = V_{BE5} + (2V_T \ln n - V_{OS}) \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K_5}{K_2} \quad (6)$$

式中, K_5 和 K_2 分别是 M5 和 M2 的宽长比。这

样的结构同样可以减小失调电压对输出电压的影响。

4 具体实现

基于图4所示的基准电压源的结构,本文详细设计了一种高精度低温漂的基准电压源电路,完整的电路图如图5所示。包含三个电路子模块:启动电路及偏置电路、基准核心电路和多电压基准输出电路。

4.1 启动电路及偏置电路部分

两个 PMOS 管 MP1、MP2 和电容 C_0 构成启动电路, P1、P2、N1、N2 和电阻 R_0 构成自偏置电路。上电瞬间电容上没有电荷, MP1、MP2 都导通, N1 的栅电位拉高,从而使 N1 开启并产生电流, P1、P2 也陆续的产生了电流,让基准电压源脱离零稳态。在这过程中, P1 一直在向电容 C_0 充电, 电容上的压降逐渐升高直至晶体管 P2 关断, 此时启动电路对基准部分就没有任何影响了, 在稳定后, 启动电路上没有功耗。

此偏置电路不存在衬底偏置效应。N1 和 N2 的 ΔV_{gs} 流过电阻 R_0 , 形成了电流 I , 根据饱和区萨氏方程及相应的推导可以得到

$$I = \frac{2}{\mu_n C_{OX} R_0^2} \left[\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{N1}}} - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{N2}}} \right]^2 \quad (7)$$

给定器件参数, 便可以获得所需要的电流值。

4.2 基准核心电路

图5中 MOS 管 P3~P11, N3~N6, PNP 管 Q1~Q5, 以及电阻 R_1 、 R_2 构成基准核心电路, 其中 P3~P5、N3~N6 以及电容 C_1 构成放大器电路, 使得 X、Y 点的电压相等。在设计中, 取 PMOS 管 P8~P11 宽长比相等, 所在支路的电流相等, Q1 和 Q2 的发射极面积相等, Q3 和 Q4 的发射极面积相等且为 Q1 的 n 倍, 于是有:

$$V_{ref} = V_{BE} + 2V_T \ln n \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (8)$$

取 $n=6$, 得到

$$V_{ref} = V_{BE} + \frac{2kT}{q} \ln 6 \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (9)$$

上式对温度求偏导, 得到

$$\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + \left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k}{q} \ln 6 \right) \quad (10)$$

要获得另温度系数的 V_{ref} , 只需要使得 $\frac{\partial V_{ref}}{\partial T} = 0$ 即可, 也就是合理设计 R_1 和 R_2 的值。

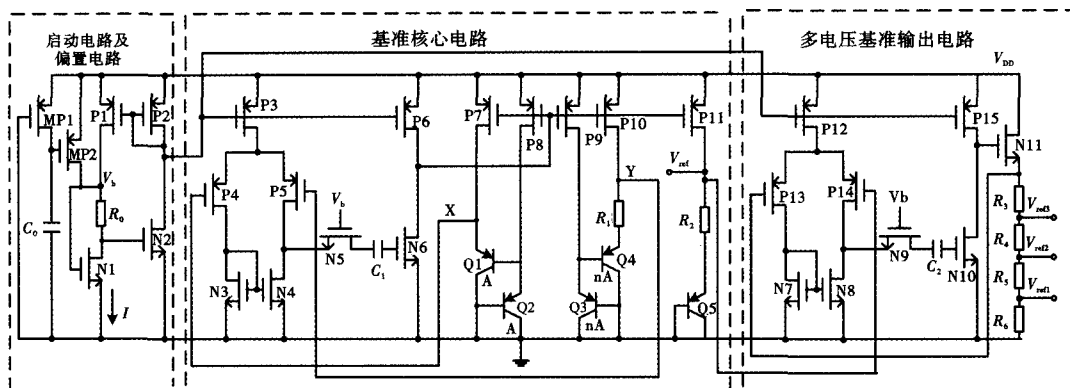


图5 完整的基准电压源电路

4.3 多电压基准输出电路

由于所设计LED驱动芯片中需要多个基准电压值,如果为所需要的每个基准电压设计一个基准电压源电路,那么会导致整体电路结构复杂,同时带来较大的功耗,因此为了使同一个基准电压源电路同时具备多个输出电压,采用了如图5所示的多电压基准输出电路。它由PMOS管P12~P15,NMOS管N7~N11,电容 C_2 ,电阻 $R_3 \sim R_6$ 构成。其中P12~P15,N7~N11和电容 C_2 构成的放大器作为电压跟随器,将基准核心电路的输出 V_{ref} 跟随至电阻 R_3 的高电压端,电阻 $R_3 \sim R_6$ 串联相接,将 V_{ref} 进行电阻分压,设计不同的电压值,可以获得不同的基准电压输出。假设 $R_3 \sim R_6$ 总的电阻值为 R_{all} ,于是有:

$$\begin{aligned} V_{ref1} &= \frac{R_6}{R_{all}} V_{ref}; V_{ref2} = \frac{R_5 + R_6}{R_{all}} V_{ref}; \\ V_{ref3} &= \frac{R_4 + R_5 + R_6}{R_{all}} V_{ref} \end{aligned} \quad (11)$$

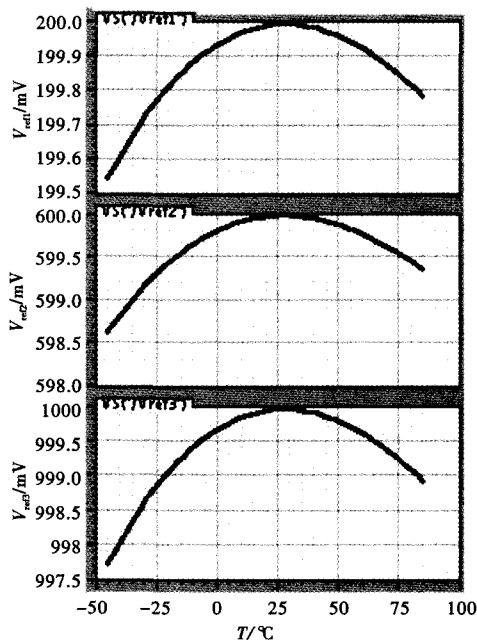
由于上式中基准电压值与基准核心电路的输出 V_{ref} 以及比例电阻有关,与电阻的绝对值无关,因此获得的多路基准电压输出与 V_{ref} 具有同样的温度特性和电压特性。

5 仿真结果

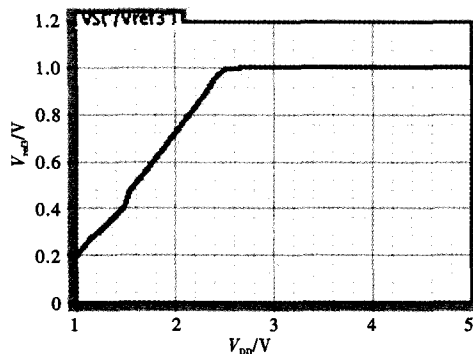
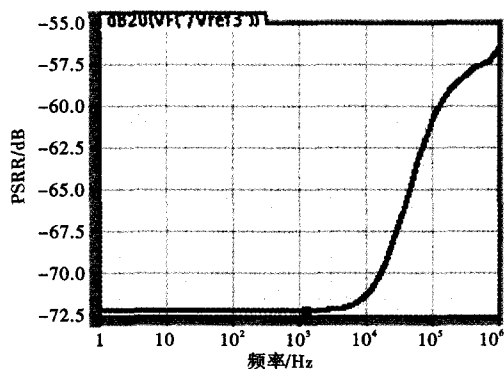
为了验证上述设计思想,采用CSMC 0.5 μm 混合信号CMOS工艺模型,对所设计电路进行了参数设计,并进行了模拟仿真。

当电源电压 V_{DD} 为4V时,图5中电路的3个基准电压在常温(25 $^{\circ}\text{C}$)时输出值为200mV,600mV和1V,符合LED驱动电路的需求。从-45 $^{\circ}\text{C}$ 到85 $^{\circ}\text{C}$ 温度区间内对基准电压源电路进行温度扫描,获得的温度特性曲线如图6所示。以1V输出的

基准电压 V_{ref3} 为例,从温度曲线中可以看出,当工作温度从-45 $^{\circ}\text{C}$ 变化到85 $^{\circ}\text{C}$,输出电压变化了2.2mV,可以得到温度系数为16.9ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。 V_{ref1} 和 V_{ref2} 与 V_{ref3} 具有相同的温度系数。

图6 V_{DD} 为4V时温度特性曲线

对输出电压进行电压扫描,当电压从1V变化到5V时,获得 V_{ref3} 的变化曲线如图7所示。从图中可以看出,该基准电压输出电压值非常稳定, V_{ref1} 和 V_{ref2} 具有相同的电压稳定特性。在 V_{DD} 为4V时,对所设计电路进行了电源抑制比(PSRR)的仿真, V_{ref3} 的PSRR仿真曲线如图8所示。从图中可以看出,频率为1kHz时PSRR为-72.3dB,100kHz时PSRR为-61dB,1MHz时PSRR为-56.6dB,由此可见,所设计电路具有较好的PSRR特性。

图7 V_{ref3} 的电压特性曲线图8 V_{ref3} 的 PSRR 特性曲线

6 结束语

本文在应用典型的带隙基准电压源原理的基础上,通过结构改进有效的减小了失调对输出产生的影响,同时设计了多路输出的结构,使得同一个基准电压源核心电路可以获得多个基准电压源输出.采用 CSMC $0.5\ \mu\text{m}$ 混合信号工艺线对所设计电路进行了模拟仿真.仿真结果表明,所设计电路可以获得

稳定的三路基准电压:200 mV、600 mV 和 1 V,温度系数为 16.9 ppm/ $^{\circ}\text{C}$,输出电压随电源电压变化小,同时具有较好的电源抑制比,非常适用于 LED 驱动芯片中.

参考文献:

- [1] 辛晓宁,张磊. 一种采用斩波技术的 CMOS 带隙基准电压源[J]. 微电子学,2010,40(5):723-726.
- [2] 杨金梅,唐祯安. 采用曲率补偿的高 PSRR 基准电压[J]. 微电子学,2009,39(1):34-37.
- [3] 代国定,徐洋. 高性能分段温度曲率补偿基准电压源设计[J]. 浙江大学学报,2010,44(11):2142-2147.
- [4] Sanborn K, Dongsheng Ma, Ivanov V. A Sub-1-V Low-Noise Bandgap Voltage Reference[J]. IEEE J Solid-State Circuits, 2007,(42):2466-2481.
- [5] Perry R T, Lewis S H, Brokaw A P, et al. A 1.4V Supply CMOS Fractional Bandgap Reference[J]. IEEE J Solid-State Circuits, 2007,(42): 2180-2186.
- [6] De Vita G, Iannaccone G. A Sub-1 V, 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, Nanopower Voltage Reference Generator[J]. IEEE J Solid-State Circuits, 2007(42):1536-1542.
- [7] Allen P E. CMOS 模拟集成电路设计[M]. 第2版. 北京:电子工业出版社,2005.

作者简介:



夏晓娟 女,(1982—),博士,讲师.研究方向为集成电路分析与设计.