

一种输出可调 CMOS 带隙基准源

刘锡锋

(无锡机电高等职业技术学校, 江苏 无锡 214045)

摘要: 从调整电路结构着手, 介绍了一种可变输出电压的基准源。这种基准电压能够在保持相对较小的电源电压和温度敏感度的情况下实现可调输出电压。

关键词: 带隙; 基准源; 可调输出

中图分类号: TN433

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2010)24-0026-03

A kind of CMOS variable band-gap reference

LIU Xi Feng

(Wuxi Machinery and Electron Higher Professional and Technical School, Wuxi 214045, China)

Abstract: In this article, we introduced a kind of method to solve the problem of temperature float during building up stable reference voltage in circuit. Meanwhile we can get variable reference voltage as we wish.

Key words: band-gap; reference voltage; variable reference

基准源在集成电路应用中非常重要而广泛。基准电压的发展经历了早期的分压式基准电压到自举基准源和稳定性较高的带隙基准源。近年来, 采用专门基准源电路来为系统提供参考电压也越来越广泛地被应用到高精度、低电压电路中。通常基准电压是电源电压和温度的函数, 这导致在应用中基准电压变得不稳定而影响电路工作, 严重的甚至引发逻辑混乱和错误。传统的带隙基准源虽然能产生对 V_{DD} 和温度相对稳定的基准电压, 但其局限性是其只能产生约 1.25 V 左右的基准电压。显然, 固定的基准电压对于电路设计者而言限制非常大, 特别是在功耗要求和核心电压越来越低的情况下, 要想克服上述问题和限制, 必须对传统基准源的结构有所改进。

1 可调带隙基准电路

在改动传统带隙基准电路的基础上得到如图 1 所示的电路, 由于改进了电路, 使得在能不改变传统带隙基准的特性(即温度和电源电压小相关性)的情况下, 输出可调。电路共由 14 个 MOS 管、4 个电阻、2 个二极管组成的三极管组成, 主要由偏置电路、启动电路、强制电流镜、功能电路、输出电路五大部分组成。

偏置电路: 图 1 中 M_1 、 M_2 、 M_3 作为偏置电路, 为 M_4 提供偏置电压, M_1 、 M_2 、 M_3 的尺寸参照运放中偏置电路的尺寸, 故可知 M_4 栅端电压为 1.5 V。

启动电路: M_4 为启动电路, 它可以使得基准电路输

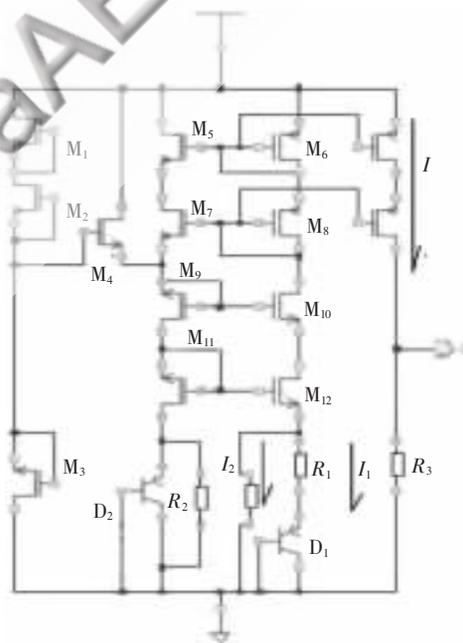


图 1 可调带隙基准电压电路图

出电压保证不在 0 点, 而稳定于所要得到的电压点。因为由欧姆定律得知的电流电压特性曲线为一直线, 而二极管的特性曲线为一指数函数。由电流镜原理可知, M_{11} 和 M_{12} 源端电压和两个管子中流经的漏源电流 I 被强制相等, 故当电路工作于稳定状态时, D_2 与 R_1 中流过的电流相等, 故此时 D_2 的指数函数和 R_1 直线函数必定相交。而指数函数和直线函数的交点有 2 个, 除了工作

《微型机与应用》2010 年 第 29 卷 第 24 期

硬件纵横

Hardware Technique

点外 0 点也是它们的交点。为了避免电路稳定在 0 点,故需要外加启动电路。由图 1 可知,当电路处于 0 点时, M_4 的源端电压即 M_9, M_{10} 的栅端电压为 0, 则 $V_{GS4} > V_{THM4}$, M_4 则会给 M_9, M_{10} 上电, 从而使电路离开 0 点, 直到电路稳定在工作点。当电路工作在工作点时, M_4 漏端电压将高于 M_4 栅端电压, 从而使得 V_{GS} 降到低于阈值电压, 使得 M_4 关断, 不会影响到正常工作的其他电路。

强制电流镜: $M_5, M_6, M_7, M_8, M_9, M_{10}, M_{11}, M_{12}$ 共同组成共源共栅强制电流镜, 通过该电路, 可以使得流经 M_{11} 和 M_{12} 的源极电流强制相等, 设为 I , 同时由于共栅的接法, M_{11} 和 M_{12} 远端电压也相等。

$$V_{SM11} = V_{SM12} \quad (1)$$

功能电路: $R_1, 2$ 个 R_2, D_1, D_2 组成基准源功能电路。 D_1, D_2 两个基集共接的 PNP 三极管在此是作为二极管使用, 其中 D_2 的发射极面积为 $25 \mu\text{m}^2$, D_1 的发射极面积为 $100 \mu\text{m}^2$ 为 D_2 的 4 倍。这样 D_2 的反偏饱和电流 I_{SS2} 应该为 D_1 的 4 倍, 由参考文献[3]可知:

$$I_{SS} = qA \left(\frac{D_p}{L_p} P_{n0} + \frac{D_p}{L_p} P_{p0} \right) \quad (2)$$

由(2)式可得:

$$I_{SS1} = 4I_{SS2} \quad (3)$$

由二极管电流电压关系可知, 当二极管正向偏置时, 正偏电流为:

$$I_D = I_{SS} (e^{V_D/V_T} - 1) = I_{SS} \left[\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (4)$$

(4)式当正偏电压 V_D 远大于热电压 V_T 时, 可化为:

$$I_D = I_{SS} \times e^{V_D/V_T} = I_{SS} \times \exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) \quad (5)$$

$$V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_{SS}} \quad (6)$$

其中 V_D 为二极管两端电压, V_T 为热电压。

由于强制电流镜的缘故, 可知 $V_{SM11} = V_{SM12}$, 为了简化符号, 此处令 $V_{SM12} = V_1, V_{SM11} = V_2$; 流经 R_1 的电流为 I_1 , 流经 R_2 的电流为 I_2 , 由欧姆定律可知, 流经 2 个 R_2 的电流也必定相同, 即同为 I_2 。那么基于分流原理, 流经 D_2 的电流必定等同于流经 R_1, D_1 的电流, 同为 I_1 。

$$V_1 = V_2 \quad (7)$$

即:

$$V_{D2} = I_1 R_1 + V_{D1} \quad (8)$$

从而可以化为:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{R_1} (V_{D2} - V_{D1}) = \frac{1}{R_1} (V_1 \ln \frac{I_{D2}}{I_{SS2}} - V_1 \ln \frac{I_{D1}}{I_{SS1}}) \\ &= \frac{V_1}{R_1} \ln \frac{I_{D2} \times I_{SS1}}{I_{SS2} \times I_{D1}} \end{aligned} \quad (9)$$

前面已经说明 $I_{D1} = I_{D2}$, 结合(3)式, (9)式可化为:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \ln \frac{I_{D2} \times I_{SS1}}{I_{SS2} \times I_{D1}} = \frac{V_1}{R_1} \ln \frac{4I_{SS2}}{I_{SS2}} = \frac{V_1}{R_1} \ln 4 \quad (10)$$

$$I = I_1 + I_2 = \frac{V_1}{R_1} \ln 4 + \frac{V_{D2}}{R_2} = \frac{1}{R_2} (R_2 V_1 \ln 4 + V_{D2}) \quad (11)$$

从(11)式不难看出, 其中包含了 V_1 和 V_{D2} 这两个变量, 而这两个变量中 V_1 为热电压具有正温度系数, V_{D2} 为二极管正向导通电压具有负温度系数, 所以只要适当调配 R_2 和 R_1 的比率即使得 I 具有 0 温度系数。在镜电流 I 使之作用于电阻 R_3 就可以得到 0 温度系数基准电压, 并且可以通过调整 R_3 阻值来调整输出基准电压。热电压和二极管的温度系数如下:

$$\frac{\partial V_1}{\partial T} = 0.085 \text{ mV}^\circ\text{C}, \quad \frac{\partial V_{D2}}{\partial T} = -2 \text{ mV}^\circ\text{C}$$

$$\frac{\partial V_I}{\partial T} = \frac{1}{R_2} \left(\frac{R_1}{R_2} \ln 4 \frac{\partial V_1}{\partial T} + \frac{\partial V_{D2}}{\partial T} \right) = \frac{1}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} \ln 4 \times 0.085 - 2 \right) \quad (12)$$

为了达到 0 温度系数只要使 $\frac{\partial V_I}{\partial T} = 0$ 即可, 即使得

(12)式中括号内部分等于 0。由(12)式可以算出:

$$\frac{R_2}{R_1} = 16.976 \quad (13)$$

如果 R_1 的值已知, 则 R_2 也就知道, 接下来计算 R_1 , 由 CSMC $0.5 \mu\text{m}$ 工艺条件可知二极管的 $J_S \approx 1.5 \text{ mA}$ 则当发射极面积 A 为 25 cm^2 时:

$$I_{SS2} = J_S \times A = 1.5 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^{-12} = 3.75 \times 10^{-14}$$

由式(3)、式(6)、式(8)、式(9)、式(11)可以推出:

$$\begin{aligned} I = I_1 + I_2 &= \frac{V_1}{R_1} \ln 4 + \frac{V_{D2}}{R_2} = \frac{V_1}{R_1} \ln 4 + \frac{V_1}{R_2} \ln \frac{I_{D2}}{I_{SS2}} = \frac{V_1}{R_1} \ln 4 + \\ \frac{V_1}{R_2} \ln \frac{I_1}{I_{SS2}} &= \frac{V_1}{R_1} \ln 4 + \frac{V_1}{R_2} \ln \frac{R_1}{I_{SS2}} = \frac{V_1}{R_1} \ln 4 + \\ \frac{1}{16.976 R_1} \ln &= \frac{1}{I_{SS2}} V_1 \ln 4 \end{aligned} \quad (14)$$

如此就将 I 化做 R_1 的函数, 只要确定了 I , 就能求出 R_1 。为了能够使最终的电阻不至于太大, 方便集成, 在本电路中工作电流设定为 $30 \mu\text{A}$, 把此值代入(14), 利用迭代法可以求出 R_1 约为 $2.4 \text{ k}\Omega$, 则 R_2 即为 $40 \text{ k}\Omega$ 。

输出电路: 输出电路由 M_{13}, M_{14} 和 R_3 组成, 其中 M_{13}, M_{14} 和 M_6, M_8 共栅, 即镜像了 M_6, M_8 中电流 I 。然后作用于 R_3 , 在 R_3 端输出电压就得到了可以按使用者需要自由调节的基准电压。

2 仿真结果

由于是可调输出基准, 所以本文分别对带隙基准电路在两种输出电压情况下做了电源电压仿真和温度仿真。仿真结果分别是: 图 2 为 1.25 V 输出时电源电压对输出基准电压的影响, 图 3 为 1.25 V 输出时温度对输出基准电压的影响; 图 4 为 250 mV 输出时电源电压对输出基准电压的影响, 图 5 为 250 mV 输出时温度对输出基准电压的影响。

从图 2 可以看出当 1.25 V 输出时, 基准电压对 V_{DD} 的偏差为一个正值: 20 mV/V , 这个值相对于分压型电路, 偏差值几乎完全不受电源电压的影响, 达到了设计要求。从图 3 可以看出, 基准电压对温度的偏差为负温

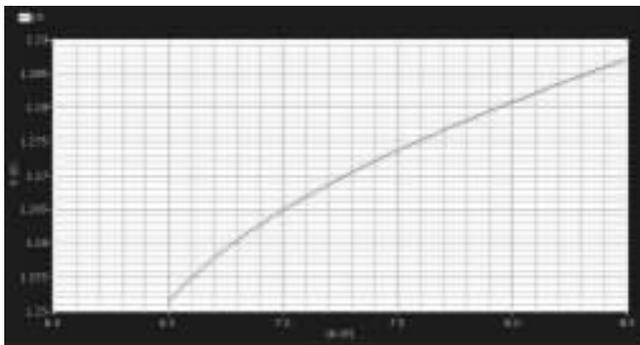


图 2 1.25 V 输出基准时电源电压对基准电压的影响

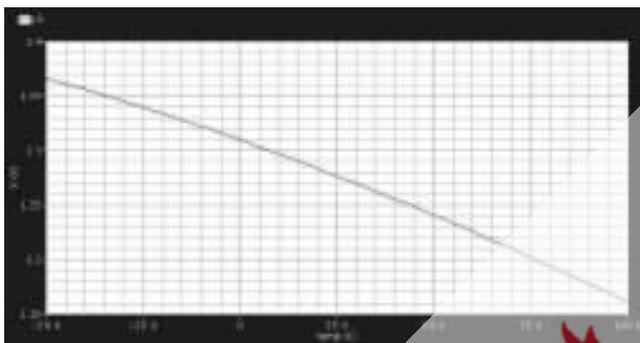


图 3 1.25 V 输出基准时温度对基准电压的影响

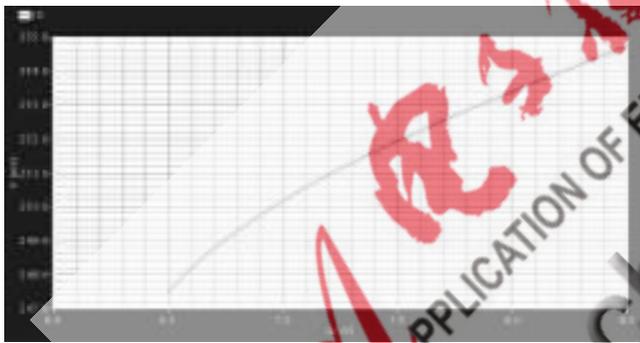


图 4 250 mV 输出基准时电源电压对基准电压的影响

度系数,为 $-1.37 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。

同样,当 250 mV 输出时对 V_{DD} 的偏差为 $20 \text{ mV}/\text{V}$, 这个值和 1.25 V 输出时对电源电压偏差值匹配良好,即说明本设计不论输出基准是多少伏,基准电压受 V_{DD} 影响是一个定值。而基准电压在 250 mV 输出时对温度的偏

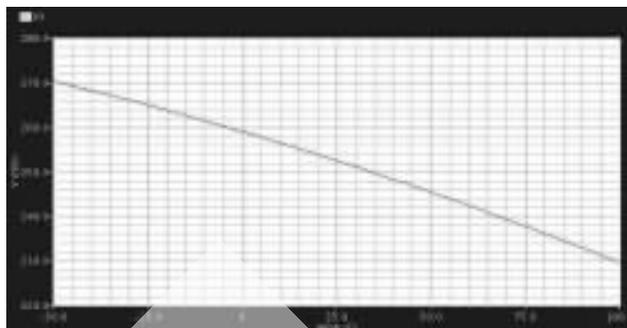


图 5 1.250 mV 输出基准时温度对基准电压的影响

差为一个负值,为 $-0.29 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。这个值较 1.25 V 输出时降低了很多,说明此电路当输出基准越小时,得到的温度特性越好。

从仿真结果可以看出输出电压稳定性良好,满足本设计要求。

本设计是在传统带隙基准电压源理论的基础上,对电路进行改进而得到的高精度、输出可调的基准电压源,在设计电路中增加了启动电路。仿真结果显示该设计温度系数高,可输出不同范围稳定的基准电压,达到了预期的设计目标。

参考文献

- [1] BAZARI B. 模拟 CMOS 集成电路设计[M].北京:清华大学出版社,2004.
- [2] 艾伦 B, 格里本. 双极与 CMOS 模拟集成电路设计[M]. 上海:上海交通大学出版社,2007.
- [3] DONALD A neamen. Semiconductor Physics And Devices [M].Beijing:Tsinghua publish house, 2003.
- [4] BAZAVI B, MCGRAW H. Design of analog CMOS integrated circuits[M].2001.
- [5] ALLEN P E, HOLBERG R. CMOS analog circuit design 2nd ed[M]. Beijing: publishing House of Electronics Industry, 2003.

(收稿日期:2010-09-01)

作者简介:

刘锡锋,男,1976年生,硕士研究生,主要研究方向:集成电路设计。