

基于曲率补偿的电流基准源的设计

应建华, 罗鸣, 张姣阳

(华中科技大学 电子科学与技术系, 湖北 武汉 430074)

摘要: 提出了一种利用分支电流的正负温度系数进行温度补偿的新型设计方法。在传统的电流温度补偿的基础上, 通过增加一条分支电流对温度特性进行曲率补偿(二阶温度补偿), 并且详细地分析了补偿原理。使用 XFAB 公司的 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺模型进行仿真模拟, 得到了较好的仿真结果: 在 $-40^\circ\text{C}\sim 135^\circ\text{C}$ 温度范围内, 其温度系数达到 $39.8\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

关键词: 电流基准源 曲率补偿 温度补偿

Design of a current reference with curvature temperature compensation

YING Jian Hua, LUO Ming, ZHANG Jiao Yang

(Dept. of Electronic Science and Technology, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: A super performance CMOS current reference circuit with temperature compensation is presented, which uses curvature temperature compensation with three branch currents having positive and negative temperature for fine adjustment. Comparing to the typical temperature compensation, the third branch current can be added to optimize the temperature features by curvature compensation. The principle of compensation is detailedly produced and $0.6\mu\text{m}$ CMOS process are used for simulation. The results are shown that the temperature coefficient of the current reference can reach $39.8\text{ppm}/^\circ\text{C}$ with in temperature range from -40°C to 135°C .

Key words: current reference; curvature compensation; temperature compensation

电流基准源作为偏置模块, 广泛用于集成电路设计中。电流基准源的性能将影响到整个电路的精度和性能, 尤其在 AC/DC 转换器的设计中, 电流基准源会用作振荡器的充放电电流来控制振荡器的占空比, 因此要求在很宽的温度范围内, 电流基准源能有小的温度系数和一定的电源抑制比。

小温度系数的电流基准源可采用多项设计技术实现: (1) 采用电阻温度补偿实现的电流源, 即采用不同类型的电阻相互补偿来达到温度补偿的效果, 只是电阻的性能受工艺的影响不好控制。(2) 采用 MOS 结构的电流基准源, 其中有采用阈值电压和迁移率的相互补偿技术来获得好的温度特性的电流基准源; 也有采用 MOS 晶体管的亚阈值特性来实现温度补偿的电流基准源。但这些结构都比较复杂, 并且在亚阈值区域工作很难控制。(3) 在传统的一阶温度补偿的基础上进行曲率补偿(二阶温度补偿)的电流基准源, 不仅可以得到较小的温度系数, 同时结构简单、设计灵活、容易控制。

本文基于带隙电压结构产生的 PTAT 电流, 提出一

种将其温度系数独立补偿的三支电流进行叠加, 以实现曲率补偿。从而获取较好的温度特性。经 XFAB 公司的 $0.6\mu\text{m}$ 工艺模型验证, 在 $-40^\circ\text{C}\sim 135^\circ\text{C}$ 的宽温度范围内, 其温度系数为 $39.8\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

1 温度补偿原理

1.1 传统温度补偿电路结构

获得基准电流的一般方法是利用带隙结构产生 PTAT 电流, 其表达式为:

$$I = \frac{\Delta V_{BE}}{R} = \frac{V_T}{R} \ln \left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}} \right) \quad (1)$$

式中, 热电压 V_T 与绝对温度成正比, 并且与电阻 R 的温度系数有关, 因此需要对该电流进行温度补偿。

典型的电流基准源电路的设计思想类似带隙电压的产生思想, 用两条温度系数相反的电流进行叠加。其正、负温度系数电流产生的典型结构如图 1 所示。其中, 共源共栅结构抑制沟道长度调制效应。忽略短沟道效应, 可以得到电流 I_1 、 I_2 的表达式分别为:

$$I_1 = \frac{V_{EB1}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{V_{EB2} - V_{EB3}}{R_2} = \frac{\Delta V_{EB}}{R_2} \quad (2)$$

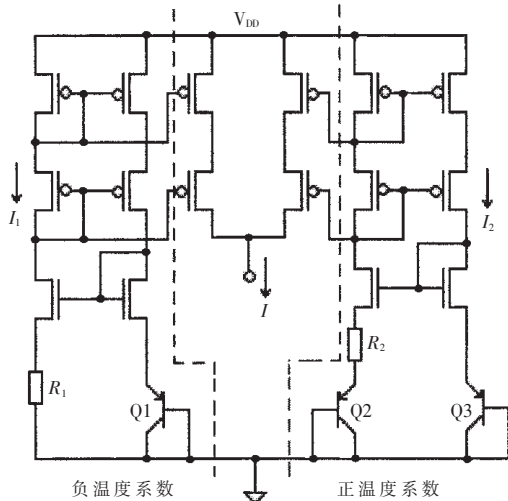


图1 正、负温度系数电流产生电路

从而得 $I = K_1 I_1 + K_2 I_2$ (3)

利用 V_{BE} 和 ΔV_{BE} 产生温度系数近乎相反的两路基本电流，通过一定比重的叠加可以实现较好的温度系数。

1.2 新型温度补偿电路结构

基于上面所述的温度补偿原理，本文设计一种新型的温度补偿电路结构，在带隙结构产生的 PTAT 电流基础上，再引入两条电流进行叠加来实现低的温度系数，一条电流用来进行一阶补偿，另一条电流用作二阶曲率补偿。电路结构如图 2 所示。其中， I_{PTAT} 电流是由带隙产生的正温度系数电流，其产生电路本文不详细讨论。 I_{PTAT} 的表达式为 $I_{PTAT} = \Delta V_{BE} / R$ ，式中 R 是与 PTAT 电流相关的电阻。

由 P1~P4、N1~N2 以及 Q1、R1 的自偏置结构产生负温度系数的电流 I_N ；由 Q3、Q5 和 R2 组成的结构产生曲率补偿电流 I_0 。三条与电源无关的支路电流通过 P7、Q2~Q5 和 N3~N4、P5 的镜像结构合理连接进行叠加，得到零温度系数的基准电流 I_{OUT} 。

首先忽略三极管工艺上的偏差，近似认为 Q1~Q5 的 V_{BE} 值是相同的；由图 2 可以得出：

$$I_N = \frac{V_{BE1}}{R_1} \Rightarrow I_1 = K_1 I_N = K_1 \frac{V_{BE1}}{R_1} = K_1 \frac{V_{BE}}{R_1}$$

$$I_{PTAT} = \frac{\Delta V_{BE}}{R} \Rightarrow I_2 = K_2 I_{PTAT} = K_2 \frac{\Delta V_{BE}}{R}$$

$$I_0 = \frac{V_{BE3} + V_{BE5}}{R_2} = 2 \frac{\Delta V_{BE}}{R_2} \quad (4)$$

$$I_{OUT} = I_1 + I_2 - I_0 \quad (5)$$

式中， $K_1 = \frac{(W/L)_{P5}}{(W/L)_{P2}} \frac{(W/L)_{N4}}{(W/L)_{N3}}$ ， K_2 为 I_{PTAT} 电流通过 P7 镜

像到温度补偿电路的比例，同时 $I_1 \neq I_0 \Rightarrow \frac{K_1}{R_1} \neq \frac{2}{R_2}$ 。

其温度补偿的原理如下：

设集电极电流密度 J_C 与温度的关系为 T^α ，则三极

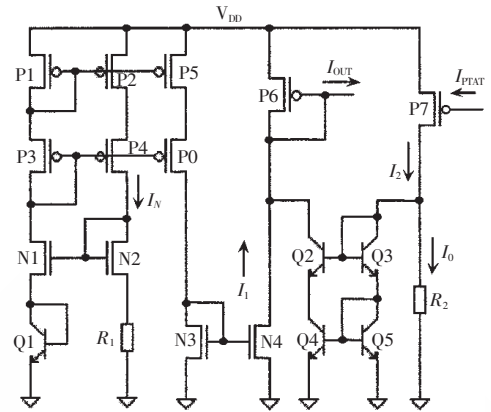


图2 温度补偿电路

管的 BE 结与温度的关系为：

$$V_{BE} = V_{CO} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0} \right) + \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{J_C}{J_{CO}} \right) + \frac{\gamma KT}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) \quad (6)$$

式中， γ 为集电极电流密度的温度系数。由公式(6)可以看出，式中前面三项与温度成线性关系，只有最后一项与温度成二阶函数关系。因此，BE 结的一次温度效应可以表示为：

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE0} - V_{CO}}{T_0} + (\alpha - \gamma) \frac{K}{q} + \frac{\gamma K}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) \quad (7)$$

电流 I_0 和 I_1 也是温度的函数，其一次温度效应可以表示为：

$$\frac{\partial I_0}{\partial T} = 2 \left(\frac{1}{R_2} \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} - \frac{V_{BE}}{R_2^2} \frac{\partial R_2}{\partial T} \right) \quad (8)$$

$$\frac{\partial I_1}{\partial T} = K_1 \left(\frac{1}{R_1} \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} - \frac{V_{BE}}{R_1^2} \frac{\partial R_1}{\partial T} \right) \quad (9)$$

给定 CMOS 工艺，由于同一电阻元件本身的一阶温度系数基本恒定，假设

$$\lambda = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T}, \lambda_1 = \frac{1}{R_1} \frac{\partial R_1}{\partial T}, \lambda_2 = \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T}$$

有：

$$\frac{\partial I_1}{\partial T} - \frac{\partial I_0}{\partial T} = \left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1 \lambda_1}{R_1} \right) V_{BE} \quad (10)$$

另一方面，由 PN 结特性关系得出的双极型晶体管基-射电位差 ΔV_{BE} 为：

$$\Delta V_{BE} \approx \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{J_{C1}}{J_{C2}} \right) \approx \frac{KT}{q} \ln m \quad (11)$$

电流 I_2 的一次温度效应为：

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_2}{\partial T} &= K_2 \left(\frac{1}{R} \frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} - \frac{\Delta V_{BE}}{R^2} \frac{\partial R}{\partial T} \right) \\ &= K_2 (1 - \lambda T) \frac{1}{R} \frac{K}{q} \ln m \end{aligned} \quad (12)$$

则对 I_{OUT} 而言，其温度效应为：

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{OUT}}{\partial T} &= \frac{\partial I_1}{\partial T} + \frac{\partial I_2}{\partial T} - \frac{\partial I_0}{\partial T} = \left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \\ &+ \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1 \lambda_1}{R_1} \right) V_{BE} + K_2 (1 - \lambda T) \frac{1}{R} \frac{K}{q} \ln m \end{aligned} \quad (13)$$

将公式(6)代入,整理后得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_{OUT}}{\partial T} = & \left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) \left[\frac{V_{BE0} - V_{\omega}}{T_0} + (\alpha - \gamma) \frac{K}{q} \right] + \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1\lambda_1}{R_1} \right) \\ & \left[V_{\omega} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \left(\frac{T}{T_0} \right) + \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{J_C}{J_{\omega}} \right) \right] + K_2(1 - \lambda T) \frac{K}{qR} \ln m \\ & + \left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) \frac{\gamma K}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) + \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1\lambda_1}{R_1} \right) \frac{\gamma KT}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

由公式(14)可以看出,除了常数项和与温度成一阶线性关系的项外,只有划线的部分是与温度成二阶函数关系的。

因此,为了得到零温度系数的基准电流,令

$$\left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) \frac{\gamma K}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) + \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1\lambda_1}{R_1} \right) \frac{\gamma KT}{q} \ln \left(\frac{T_0}{T} \right) = 0$$

整理后,在一定温度 T_0 下,有

$$\left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) + T_0 \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1\lambda_1}{R_1} \right) = 0 \quad (15)$$

式中, $K_1/R_1 \neq 2/R_2$ 。

在给定的 K_1 、 T_0 、 λ_1 和 λ_2 的条件下,只需要调整 R_1 和 R_2 的比值或者在 R_1 和 R_2 的比值确定的条件下调整 K_1 的值,就可以消除二阶温度效应的影响,从而进行曲率补偿。

如果没有 I_0 这条新加的支路,则为了消除二阶温度效应的影响,就必须满足

$$1 - \lambda_1 T_0 = 0 \quad (16)$$

显然在给定的 T_0 和 λ_1 的条件下,如果只用 I_1 电流进行补偿,很难消除二阶温度效应的影响。

在消除了二阶温度效应的情况下,只考虑一阶温度效应,则由公式(14)可以得出:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial I_{OUT}}{\partial T} \right)_{T=T_0} = & \left(\frac{K_1}{R_1} - \frac{2}{R_2} \right) \left[\frac{V_{BE0} - V_{\omega}}{T_0} + (\alpha - \gamma) \frac{K}{q} \right] \\ & + \left(\frac{2\lambda_2}{R_2} - \frac{K_1\lambda_1}{R_1} \right) \left[V_{BE0} + \frac{\alpha KT_0}{q} \right] \\ & + K_2(1 - \lambda T_0) \frac{1}{R} \frac{K}{q} \ln m \end{aligned} \quad (17)$$

在给定的 T_0 温度下,合理地设计电阻 R 与 R_1 、 R_2 以及 K_1 、 K_2 的值,就可以令 $\frac{\partial I_{OUT}}{\partial T} = 0$, 得到比较理想的零温度系数的基准电流。

2 仿真结果与分析

本文采用 XFAB 公司的 $0.6\mu\text{m}$ CMOS 工艺进行仿真模拟,仿真结果如下:

(1) 温度特性

电流基准源输出电流的温度特性曲线如图 3 所示。由图 3 可知,在 $-40^\circ\text{C} \sim 135^\circ\text{C}$ 温度范围内,基准电流 I_{OUT} 的温度系数为 $39.8 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

电路的主要性能指标如表 1 所示。

(2) 补偿前后的比较

补偿前后的比较如图 4 所示。由图 4 可以看出, I_0

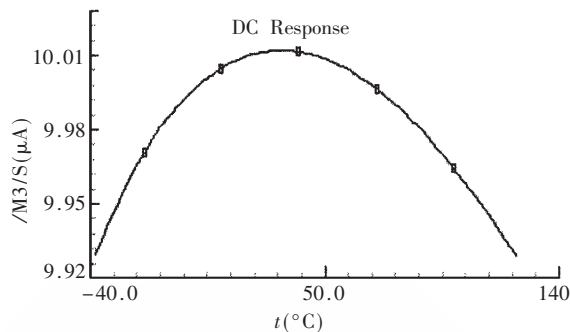


图 3 电流基准源输出电流的温度特性曲线

表 1 电路的各种性能参数

电路的各种性能参数		仿真结果
温度特性 ($\times 10^{-6}/^\circ\text{C}$)	$-40^\circ\text{C} \sim 135^\circ\text{C}$	39.8
	AC/DC 工作范围 $0^\circ\text{C} \sim 100^\circ\text{C}$	32.6
电源电压抑制比(dB)	4.7~5.7V	58
功耗(mW)	$27^\circ\text{C}, 5.7\text{V}$	0.292

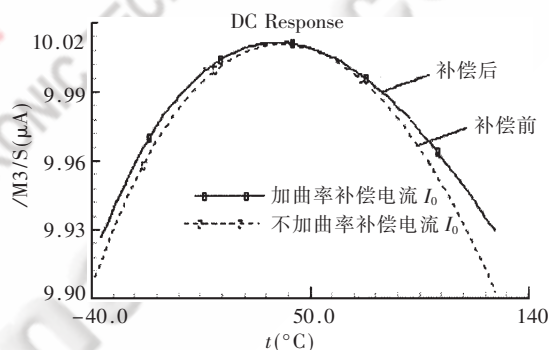


图 4 电流基准源输出电流在曲率补偿前后的比较

这条支路电流的增加使得温度系数从补偿前的 $57.1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 变为补偿后的 $39.8 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。

仿真结果表明,该结构可以进行二阶曲率补偿,从而改善基准电流的温度特性。

本文设计了一种二阶曲率温度补偿的电流基准源电路,该电路对传统的两条支路的和式电流基准源进行了改进。详细地分析了补偿原理,并得到了较理想的仿真结果(电路在 $-40^\circ\text{C} \sim 135^\circ\text{C}$ 范围内,其温度系数达到 $39.8 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$)。该电路结构新颖,参数设计灵活,适合用于 AC/DC 类的芯片中。并且具有较好的电压抑制比,有着广泛的应用前景。

参考文献

- [1] AVOINNE C, RASHID T. Second-order compensated bandgap reference with convex correction. Electronics Letters, 2005, 41(5).
- [2] 蔺增金,杨海钢. CMOS 偏置电流基准源的两级温度补偿方法,微电子学,2006,(10):631-637.

(收稿日期:2007-03-23)