

基于曲率补偿的高精度基准电流源的设计

张 亮, 张国俊

(电子科技大学 电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 四川 成都 610054)

摘 要: 集成电路对基准电流源的精度和功耗要求越来越高. 本文在求和型基准电流源的基础上通过一个简单易行的结构对基准电流进行高阶曲率补偿, 然后再进行分段曲率补偿, 得到一种高精度、低功耗、高电源抑制比的基准电流源. 在 TSMC_0.5 μm BCD 工艺下, 经 Spectre 仿真实验表明, 在 $-45\sim 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内, 电流变化仅为 $0.032\text{ }\mu\text{A}$, 温度系数为 $25\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$; 在 6 V 工作电压下, 电源抑制比为 142 dB , 电路的静态电流为 $115.4\text{ }\mu\text{A}$, 功耗约为 0.69 mW .

关键词: 基准电流源; 高阶补偿; 分段曲率补偿; 高精度

中图分类号: TN433

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)01-0137-05

Design of a Precision Current Reference with Curvature-Compensated

ZHANG Liang, ZHANG Guo-jun

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Device,
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: Integrated circuit have a greater demands for power and precision of current reference. A high-order compensated was used for current reference which based on current summing mode through a simple structure in this paper, then a piecewise curvature-compensated for the current reference. The circuit features high precision, low power consumption, high power supply rejection ratio (PSRR). Spectre simulation with TSMC_0.5 μm BCD process shows the change of current is $0.032\text{ }\mu\text{A}$ and the temperature coefficient is $25\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ in the range $-45\sim 150\text{ }^{\circ}\text{C}$, and at 6 V supply voltage, PSRR is 142 dB , the quiescent current is $115.4\text{ }\mu\text{A}$, the power dissipation is 0.69 mW .

Key words: current reference; high-order compensated; piecewise curvature-compensated; high precision

1 引言

基准电流源已成为模拟电路和数模混合电路中必不可少的基本部件, 在高性能模拟集成电路中, 设计一款高精度、低功耗、高稳定性的基准电流源是非常重要的.

电流基准的实现方式特性各异, 如采用电阻温度系数互补实现电流基准^[1]; 采用 MOS 中阈值电压和迁移率温度系数相互补偿实现电流基准^[2]; 利用 MOS 亚阈值特性实现电流基准^[3]等. 但是出于工艺实现、电路复杂度、设计成本等因素的考虑, 传

统的求和型电流基准电路仍然广泛使用.

本文在传统的电流基准电路基础上, 对带隙基准电路进行了改进, 不需要使用运算放大器, 从而节省成本. 使用一种简单的结构对基准电流进行高阶曲率补偿, 最后结合高阶补偿的输出再进行分段曲率补偿, 且分段曲率补偿电路直接从输出基准电流中引入一支电流, 因此还具有负反馈功能.

2 基准电流源的设计

2.1 求和型电流基准

本文所采用的求和型电流基准电路如图 1 所

示,相比与传统的电流基准电路,不再需要运算放大器,而是使用两个 NPN 晶体管 QN3, QN4 将 QN1, QN2 的集电极电压钳位在 V_{BE} , 又 $R_4 = R_5$, 因此正温度系数电流为

$$I_{PTAT} = \frac{2(V_{BE2} - V_{BE1})}{R_3} = \frac{2\Delta V_{BE}}{R_3} = \frac{2V_T \ln(N_1)}{R_3} \quad (1)$$

负温度系数电流为

$$I_{CTAT} = \frac{1}{R_6} * \left[V_{BE2} + \frac{R_5 V_T \ln(N_1)}{R_3} + V_{BE5} - V_{BE7} \right] \quad (2)$$

QN5 管与 QN7 管类型大小均相同,且发射极面积相等,因此 $V_{BE5} \approx V_{BE7}$, 从而:

$$I_{CTAT} = \frac{1}{R_6} * \left[V_{BE2} + \frac{R_5 V_T \ln(N_1)}{R_3} \right] \quad (3)$$

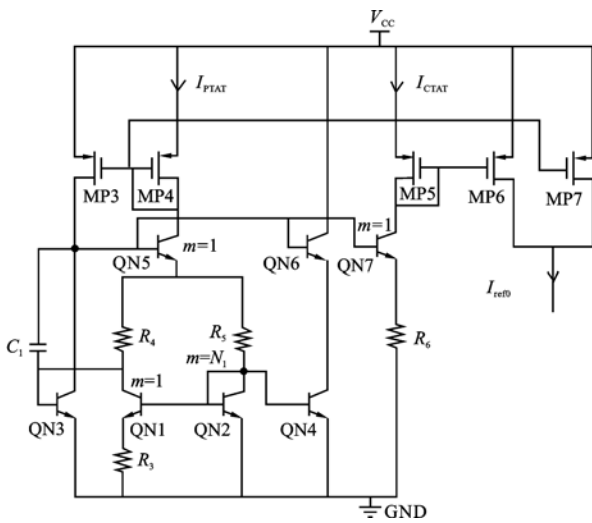


图 1 求和型电流基准

由式(1)和式(3)可得

$$I_{ref0} = M_1 I_{PTAT} + M_2 I_{CTAT} = M_2 \left[\frac{V_{BE2}}{R_6} + \frac{V_T \ln(N_1)}{R_3} \left(\frac{R_5}{R_6} M_2 + 2M_1 \right) \right] \quad (4)$$

式中, $M_1 = (W/L)_7 / (W/L)_4$, $M_2 = (W/L)_6 / (W/L)_5$.

V_{BE} 的温度系数约为 $-1.5 \text{ mV}/^\circ\text{K}$, V_T 的温度系数约为 $+0.087 \text{ mV}/^\circ\text{K}$, 由上式可知只要适当调节 M_1 、 M_2 、 R_3 、 R_5 、 R_6 的值, 便可以使 $\partial I_{ref0} / \partial T = 0$, 从而实现一阶温度补偿。

2.2 高阶曲率补偿

由文献[4]可知 V_{BE} 并不是随温度线性变化的:

$$V_{BE}(T) = V_{G0} - \frac{T}{T_r} [V_G(T_r) - V_{BE}(T_r)] - (\eta - \delta) V_T \ln \left(\frac{T}{T_r} \right) \quad (5)$$

式中, V_{G0} 指温度为 0°C 时硅的带隙基准电压, η 是与工艺有关而与温度无关的常数, δ 为集电极电流的温度阶数, T_r 为参考温度. 由式(5)可知一阶温度补偿只是补偿了 V_{BE} 的一阶线性项, 但是高阶项

仍然存在, 因此可以设计电路进行高阶补偿. 本文设计的高阶曲率补偿电路如图 2 所示.

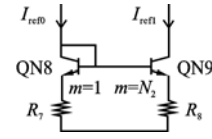


图 2 高阶曲率补偿电路

由图 2 可得

$$I_{ref1} = \frac{1}{R_8} [(I_{ref0} - I_{b9}) R_7 + V_{BE8} - V_{BE9}] - I_{b9} \quad (6)$$

晶体管的基极电流为

$$I_b = I_c / \beta - M_3 I_{C0} \quad (7)$$

式中, I_{C0} 为晶体管发射极开路时集电极漏电流, 温度每升高 8°C 其值就增大一倍. β 是晶体管的共射极电流增益, 与温度呈指数关系[5]:

$$\beta = \beta_\infty \exp \left(-\frac{\Delta E_G}{kT} \right) \quad (8)$$

式中, ΔE_G 是晶体管发射区带隙能量衰减因子, 正比于发射区掺杂浓度, β_∞ 是与温度无关的常数. I_{ref0} 和 I_{ref1} 的关系可近似表示为

$$I_{ref0} / I_{ref1} = M_4 T^\alpha \quad (9)$$

那么

$$V_{BE8} - V_{BE9} = V_T \ln \left(\frac{I_{S9} I_{ref0}}{I_{S8} I_{ref1}} \right) = \alpha V_T \ln(N_2 M_4 T) \quad (10)$$

将式(4)、(5)、(7)、(8)、(9)、(10)代入(6)中得

$$I_{ref1} = K1 + K2 * T + K3 * \exp \left(\frac{\Delta E_G}{kT} \right) + K4 * V_T \ln(T) + K5 * I_{C0} \quad (11)$$

其中

$$\begin{cases} K1 = \frac{R_7 V_{G0} M_2}{R_6 R_8} \\ K2 = \frac{k R_7 \ln(N_1)}{q R_3 R_8} \left(\frac{R_5}{R_6} M_2 + 2M_1 \right) - \frac{R_7 M_2}{R_6 R_8 T_r} [V_G(T_r) - V_{BE}(T_r)] + \frac{k(\eta - \delta_2)}{q} \ln(T_r) + \frac{k\alpha}{q R_8} \ln(N_2 M_4) \\ K3 = - \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) \frac{I_{ref1}}{\beta_\infty} \\ K4 = \frac{\alpha}{R_8} - \frac{R_7 M_2}{R_6 R_8} (\eta - \delta_2) \\ K5 = \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) M_3 \end{cases}$$

式(11)中为便于分析, 将方程右边高阶补偿后的电流 I_{ref1} 相对一阶补偿电流 I_{ref0} 近似为零温系数

电流,即 $K3$ 项中存在 I_{ref1} ,但是不影响结果的分析.

$K2$ 项为一阶温度项,可以通过调节各电阻和 MOS 管的宽长比使其等于 0. 由指数函数的特点可知,随着温度的升高,其值会逐渐减小,又上式中指数补偿项系数 $K3$ 为负数,因此本文中指数补偿为低温时的正温度系数补偿. 负温段时 α 为正使得 $K4$ 项减小,可以对 V_{BE2} 中的高阶项进行补偿. 最后一项 I_{co} 在温度较高时随着温度的升高而增加,因此用于高温段的正温度系数补偿.

$K1$ 项为理想下的基准电流输出值,因此可知,此电路在满足曲率补偿的前提下,还可以通过调整 R_7 、 R_8 的比值方便的调整补偿后电流 I_{ref1} 的大小.

2.3 分段曲率补偿

如图 5 高阶补偿后的基准电流 I_{ref1} 仍然不够理想,特别是低温部分变化较大,因此本文设计了一种简单的分段曲率补偿电路进行高低温补偿.

I_{CTAT} 经 MP5、MP9、MN3 镜像到 MN4、MN5, I_{ref} 经 MP8 镜像到 MP10、MP11. 在低温段温度降低时,流经 MN4、MN5 的负温度系数电流将增大,流经 MP10、MP11 的漏电流可以认为不变. 当 $T < T_L$ 时, MN4 的漏电流将大于 MP10 的漏电流, QP1 打开,产生一个负温度系数补偿电流 I_{NL1} ; 如果 MN5 工作于饱和区,则其漏电流将大于 MP11 的漏电流,因 QN10 为 NPN 三极管,电流不能反向流入 MN5,因此 MN5 进入线性区, QN10 关断.

同理,在高温段当 $T > T_H$ 时, QP1 关断, MP10 进入线性区, QN10 将打开,产生一个正温度系数补偿电流 I_{NL2} .

取向右为正方向,则分段补偿电流为

$$I_{NL} = \begin{cases} I_{NL1} = C_1 I_{CTAT} - C_2 I_{ref1} \\ -I_{NL2} = C_3 I_{CTAT} - C_4 I_{ref1} \end{cases} \quad (12)$$

其中:

$$C_1 = \frac{(W/L)_{MP9}}{(W/L)_{MP5}} \frac{(W/L)_{MN4}}{(W/L)_{MN3}}$$

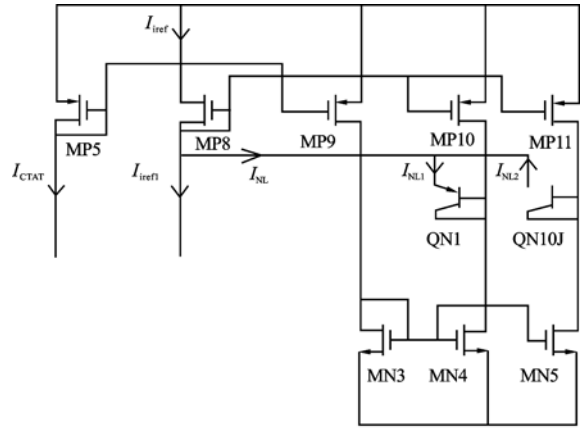
$$C_2 = \frac{(W/L)_{MP10}}{(W/L)_{MP8}}$$

$$C_3 = \frac{(W/L)_{MP9}}{(W/L)_{MP5}} \frac{(W/L)_{MN5}}{(W/L)_{MN3}}$$

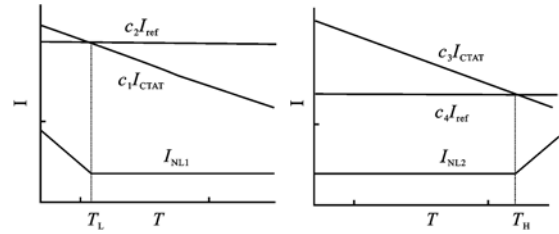
$$C_4 = \frac{(W/L)_{MP11}}{(W/L)_{MP8}}$$

由于直接从电流基准镜像电流进入分段补偿电路中,因此电路还具有负反馈功能. 当 T 在 $[T_L, T_H]$ 范围内某一温度时,如果 I_{ref} 增大, MP11 的漏电流增大,由于 MN5 的电流不变, QN10 管将反馈一支与电流 I_{ref} 方向相反的电流阻止 I_{ref} 的增大;同理,当

I_{ref} 减小时, QP1 管将反馈一支与 I_{ref} 方向相同的电流阻止 I_{ref} 的减小. 分段曲率补偿电路及波形示意图见图 3.



(a) 分段曲率补偿电路



(b) 分段曲率补偿波形示意图

图 3 分段曲率补偿电路及波形示意图

3 本文电流基准具体实现电路

本文设计的电流基准电路如图 4 所示. 图中 R_1 、MN1、MN2、MP1、 R_2 构成启动电路. 当电路上电时, MN1、MN2 导通, R_1 的阻值较大, 因此 MP1 栅极电压降低, 当降到足够低时, MP1 导通, MP2 也随着导通, 电路开始启动. 因为 R_2 的阻值也设置得较大, 随着 MP1 漏电流的逐渐上升, MP2 的栅电压也逐渐上升, 直至 MP2 关断, 至此整个电路的启动过程完成.

电路通过 QN1~QN7, $R_3 \sim R_6$ 产生正负温度系数电流, 然后通过 MP4~MP7 求和并进行一阶补偿. 一阶补偿后的电流进入 QN8、QN9、 R_7 、 R_8 组成的高阶曲率补偿电路, 产生基准电流 I_{ref1} . MP9~MP12, MN3~MN7, QP1, QN10 构成分段曲率补偿电路, 由于 MN5、MP11、QN10 产生的高温补偿斜率太大, 因此使用 MN6、MN7、MP12 引入一路较小的正温度系数电流减缓其斜率.

4 模拟仿真与分析

基于 TSMC_0.5 μm 工艺提供的器件模型, 在电源电压为 6 V 时, 利用 Spectre 对本文设计的基

准电流电路进行温度特性仿真,结果如图 5 所示.

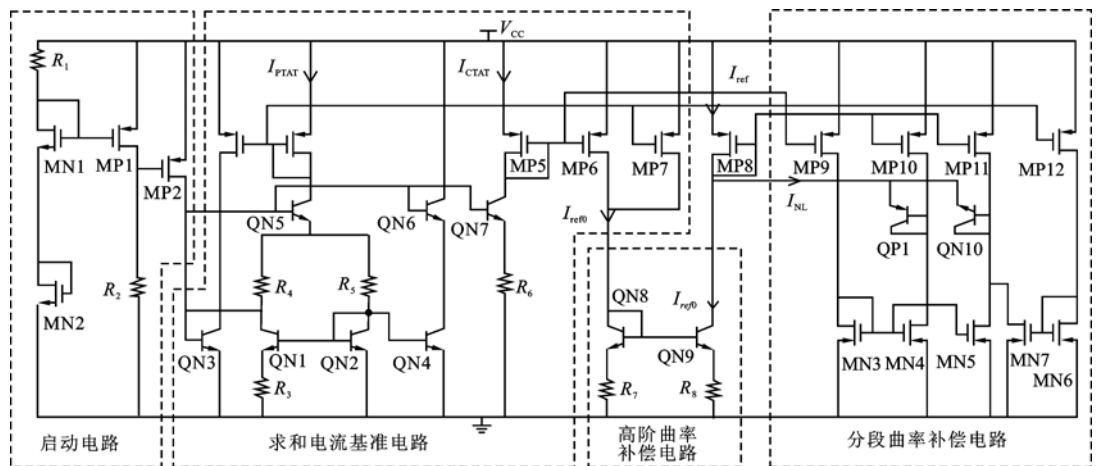


图 4 本文电流基准源具体实现电路

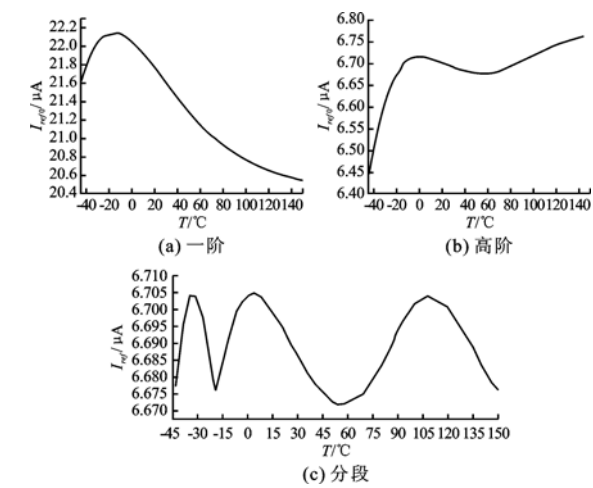


图 5 一阶、高阶、分段曲率
补偿后的基准电流温度特性曲线

文中通过调节 R_7 、 R_8 的比值,将电流的平均值由 $21.5\text{ }\mu\text{A}$ 调整到 $6.70\text{ }\mu\text{A}$. 由图 5 可知,在 $-45\text{ }^{\circ}\text{C}\sim 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ 温度范围内,一阶补偿后电流变化了 $1.6\text{ }\mu\text{A}$,变化率为 7.49% ,高阶补偿后电流变化了 $0.325\text{ }\mu\text{A}$,变化率为 4.85% ,分段补偿后电流变化仅为 $0.032\text{ }\mu\text{A}$,变化率为 0.47% .

图 6 为基准电流 I_{ref} 的电源抑制比仿真波形图,从图中可以看出,本文所设计的基准电流源的 PSRR 约为 142 dB ,相比一般曲率补偿电流基准源要大,主要是因为分段曲率补偿带有负反馈功能. 本文设计的电流基准与部分参考文献比较如表 1 所示,由表可知本文基准电流电路具有良好的性能指标.

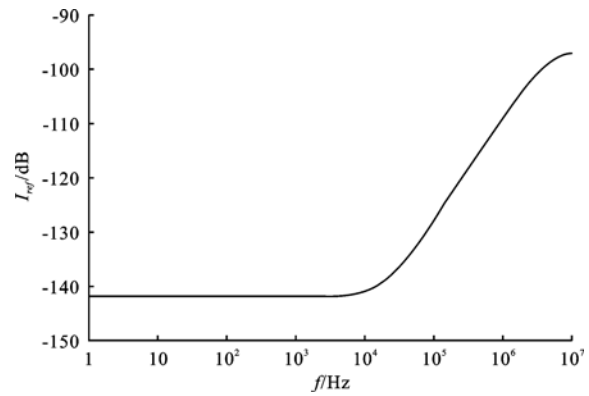


图 6 基准电流的 PSRR 曲线

表 1 本文设计基准电流源与参考文献基准电流源性能对比

	本文	Fiori 一阶 ^[6]	Fiori 二阶 ^[6]	文献[7]	文献[8]	文献[9]
$I_{\text{ref}}/\mu\text{A}$	6.69	15.150	13.650	10	9.98	13
特征尺寸/ μm	0.5	0.35	0.35	0.25	0.6	0.4
温度系数/ $(\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C})$	25	130	28	59.5	39.8	27
温度范围/ $^{\circ}\text{C}$	$-45\sim 150$	$-30\sim 100$	$-30\sim 100$	$-20\sim 125$	$-40\sim 135$	$-40\sim 125$
功耗/mW	0.69	\	\	0.735	0.292	1.51
PSRR/dB	142	47.9	47.9	96.6	58	\

5 结束语

本文改进了传统电流求和基准电路,新的基准求和电路不需要使用运算放大器,因此大大简化了设计,并采用一种简单的结构对一阶求和基准电流进行了高阶补偿,此结构还可同时改变补偿前后电流的比例.分段补偿电路不同于传统分段补偿电路,一支电流直接从电流基准镜像而来,因此不仅具有高低温补偿特性,还具有负反馈特性.本文设计的电流基准温度系数仅为 $25 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$,电源抑制比高达 142 dB,功耗为 0.69 mW,可以应用于对电流有高精度、高稳定性要求的电路中.

参考文献:

- [1] Jingmei Lu, Yi Wang, Nuo Xu, et al. Temperature compensation in bootstrapped current reference source [J]. IEEE Electron Devices and Solid- State Circuits, 2003 (12):491-494.
- [2] Filanovsky I M, Allam A. Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS circuits[J]. IEEE Circuits and Systems, 2001,48(7):876- 884.
- [3] Plasma processed materials Group, National Physical-Laboratory, advanced current mirrors for low voltage analog designs [J]. IEEE Semiconductor Electronics, 2004(12):258- 263.
- [4] Tsividis Y P. Accurate analyses of temperature effects in I_C - V_{BE} characteristics with application to bandgap reference sources[J]. IEEE J Sol Sta Circ,1980(15):1076-1084.
- [5] Inyeol Lee, Gyudong Kim, Wonchan Kim. Exponential curvature-compensated BiCMOS bandgap references[J]. IEEE J Sol Sta Circ, 1994(29):1396-1403.
- [6] Fiori F, Stefanop. A new compact temperature- compensated CMOS current reference [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Express Briefs, 2005(52):724-728.
- [7] Dehghani R, Atarodi S M. A new low voltage precision CMOS current reference with no external components[J]. IEEE Transactions on Analog and Digital Signal Processing, 2003(50): 928-932.
- [8] 应建华,罗鸣,张姣阳. 基于曲率补偿的电流基准源的设计[J]. 电源技术与应用,2007(9):158-160.
- [9] 初秀琴,丁壑,来新泉,等. 高精度电流求和型分段曲率补偿的基准电流源[J]. 电子科技大学学报, 2012 (41):616-620.

作者简介:

张 亮 男,(1987—),硕士研究生.研究方向为数模混合集成电路设计.

张国俊 男,(1960—),教授.研究方向为半导体功率器件、模拟集成电路、微细加工技术.