

一种宽温度范围低温漂带隙基准源设计

肖昌志, 李 严

(北京信息科技大学 理学院, 北京 100192)

摘要: 设计了一种采用复合补偿方式的带隙基准电压源(BGR), 基于Banba型带隙基准源结构, 利用额外的三极管支路和补偿电阻抵消 V_{BE} 的高阶效应, 并加入分段补偿电路, 实现在宽温度范围下的曲率补偿。同时利用数字修调电路, 进一步减小工艺对电路性能的影响。电路基于SMIC 180 nm BCD工艺进行设计, 后仿真结果表明, 在 $-40 \sim 150 \text{ }^\circ\text{C}$ 温度范围内, 基准源能够稳定输出800 mV电压, 温度系数为 $0.98 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$; 在电源电压1~3.3 V变化时, 输出漂移值为5.4 mV, 线性调整率低于0.23%。

关键词: 带隙基准; 超宽温度范围; ΔV_{BE} 线性补偿; 分段补偿; 数字修调

中图分类号: TN432

文献标识码: A

DOI: 10.14106/j.cnki.1001-2028.2025.0239

引用格式: 肖昌志, 李严. 一种宽温度范围低温漂带隙基准源设计 [J]. 电子元件与材料, 2025, 44(10): 1211-1219.

Reference format: XIAO Changzhi, LI Yan. Design of a low temperature drift bandgap reference source with a wide temperature range [J]. Electronic Components and Materials, 2025, 44(10): 1211-1219.

Design of a low temperature drift bandgap reference source with a wide temperature range

XIAO Changzhi, LI Yan

(School of Applied Science, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China)

Abstract: A bandgap reference voltage source (BGR) adopting a composite compensation method was designed. Based on the Banba-type bandgap reference topology, an additional BJT branch and compensation resistors were utilized to cancel the high-order effects of the base-emitter voltage (V). A piecewise compensation circuit was also incorporated to achieve curvature compensation over a wide temperature range. Meanwhile, a digital trimming circuit was employed to further reduce the impact of process variations on circuit performance. Designed in the SMIC 180 nm BCD process, post-layout simulation results showed that the reference source could stably output a voltage of 800 mV with a temperature coefficient of $0.98 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ over the temperature range of $-40 \sim 150 \text{ }^\circ\text{C}$. When the supply voltage varied from 1 V to 3.3 V, the output drift was 5.4 mV, with a line regulation of less than 0.23%.

Keywords: bandgap reference; wide temperature range; ΔV_{BE} linear compensation; piecewise compensation; digital trimming

基准源作为各种模拟和混合信号电路中不可或缺的一部分, 得益于较低的温度系数及出色的抗干扰能力, 在低压差线性稳压器(LDO)、模数转换器(ADC)、锁相环(PLL)等系统中得到了极为广泛的应用^[1-2]。随着各种电子系统的迭代升级, 对基准源性

能的要求也愈发严格^[3], 更低的温度系数和更宽的工作温度范围也成为众多研究人员们所追求的目标。

Liao等^[4]设计了一款用于生物医学电子系统的带隙基准, 通过三段式补偿, 使基准源在 $-40 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$ 温度范围内的温度系数低至 $2.8 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ 。但该基准使用

收稿日期: 2025-05-24

基金项目: 国家重点研发计划(2024YFB3213300); 北京信息科技大学“勤信人才”培育计划(QXTCPB202409)

通信作者: 李严, 副教授, 博士, 主要从事模拟集成电路设计的研究。E-mail: yanli@bistu.edu.cn

电阻来设置电流和电压的比例关系,受工艺影响较大,且适用温度范围较窄。Fu 等^[5]使用分段补偿的方法,基准源在-40~150 °C 较宽温度范围内实现了 $0.638 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的极低温度系数。但由于在补偿时使用了过多运放,使电路结构较为复杂,极大地增加了版图面积和功耗。An 等^[6]同样通过分段补偿方法使带隙基准在-40~170 °C 温度范围内的温度系数低至 $4.6 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。但电路缺少对工艺误差进行调整的能力,在流片后,芯片可能会出现一定的性能偏差。

针对以上问题,本文提出一种新型的带隙基准源。在保证合理版图面积和功耗的情况下,通过 ΔV_{BE} 线性补偿及分段补偿形成的复合补偿方式,极大地降低基准源的温度系数,使基准源温度系数在-40~150 °C 宽温度范围内低至 $0.98 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$,同时采用数字修调电路进一步消除制造工艺对电路的影响,保证输出精度和稳定性。

1 Banba 型带隙基准源分析

传统带隙基准是将负温度系数电压 V_{BE} (三极管基极和发射极间电压)与正温度系数电压 ΔV_{BE} (两个晶体管间基极-发射极电压差)按一定比例求和得到输出电压, V_{REF} 固定为 1.2 V 左右,这极大地限制了带隙基准源的应用场景^[7]。

1999 年, Banba 等^[8]提出了电流求和方式的带隙基准结构。将三极管 Q_2 支路的 I_{CTAT} 与电阻 R_2 支路的 I_{PTAT} 电流求和后利用 M_{P3} 引出,通过输出电阻产生 V_{REF} ,此时调整输出电阻阻值,即可得到任意所需的基准电压。其电路结构如图 1 所示,输出电压 V_{REF} 可表示为:

$$V_{\text{REF}} = \frac{R_4}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} V_T \ln N + V_{\text{BE2}} \right) \quad (1)$$

式中: V_T 为热电压,其值为 kT/q ; T 为热力学温度。将(1)式对温度求导可得:

$$\frac{\partial V_{\text{REF}}}{\partial T} = \frac{R_4}{R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} V_T \ln N \frac{\partial V_T}{\partial T} + \frac{\partial V_{\text{BE2}}}{\partial T} \right) \quad (2)$$

室温下 $\partial V_{\text{BE}}/\partial T \approx -1.5 \text{ mV/K}$, $\partial V_T/\partial T \approx 0.087 \text{ mV/K}$ 。所以通过调节 R_1 与 R_2 的比例关系与三极管 Q_1 和 Q_2 比例 N ,即可得到近乎零温度系数的参考电压。

但在实际电路中,该结构仅实现了 V_{BE} 的一阶补偿, V_{BE} 含有的高阶项并没有被抵消,所以温度特性曲线会呈现为一条上凸的曲线,如图 2 所示。通过实际仿真研究发现,该结构下温度系数通常在 $8 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 以上,想要实现更低的温度系数,还需要进一步对基准源进行高阶补偿。

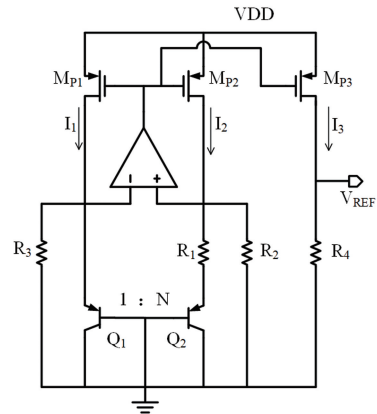


图 1 Banba 型带隙基准

Fig. 1 Schematic of the Banba bandgap reference

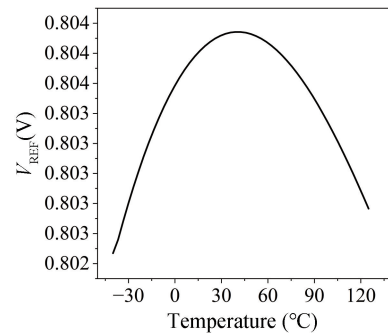


图 2 Banba 型带隙基准温度特性曲线

Fig. 2 Temperature characteristic curve of Banba-type bandgap reference

2 本文带隙基准结构设计

图 3 为本文所设计带隙基准的整体结构,主要包括五个部分:启动电路、运算放大器、带隙主电路、分段补偿电路及修调模块。

2.1 启动电路

如图 3 所示,启动电路由 M_{P5} 、 M_{P6} 、 $M_{\text{N1}} \sim M_{\text{N4}}$ 构成, V_{REF} 控制启动电路的导通与截止,通过 $M_{\text{N2}} \sim M_{\text{N4}}$ 将电流导入带隙主电路及补偿电路。

当 V_{REF} 为低电平时, M_{N1} 截止,其漏极处于高电平,使得 $M_{\text{N2}} \sim M_{\text{N4}}$ 导通, M_{N2} 将电流注入带隙基准主

则 Q_1 与 Q_3 的压差为:

$$\Delta V_{BE13} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (6)$$

流过补偿电阻 R_5 的电流为:

$$I_{R5} = \frac{V_T}{R_5} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (7)$$

与基本结构相同, M_{P3} 将补偿后的电流复制到输出级, 通过输出电阻获得参考电压 V_{REF} :

$$V_{REF} = I_3 R_4 = R_4 \left[\frac{V_T \ln N}{R_1} + \frac{V_{BE2}}{R_2} + \frac{V_T}{R_5} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (8)$$

整理得到:

$$V_{REF} = \frac{R_4}{R_2} \left[V_{BE2} + \frac{R_2}{R_1} V_T \ln N + \frac{R_2}{R_5} V_T \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \right] \quad (9)$$

由上式可知, 首先通过调整 R_2 与 R_5 的比值, 使得 V_{BE} 接近线性化, 再通过调整 R_1 、 R_4 阻值, 即可获得温度系数更小、更为精确的目标参考电压。

经过初步补偿后, 温度特性曲线如图 6 所示, 此时带隙基准的温度范围扩展至 $-40 \sim 150 \text{ }^\circ\text{C}$, 温度系数在 $4 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 到 $8 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 之间, 后续还需设计分段补偿电路对各温度段的输出电流进行精确补偿, 以获得更低的温度系数。

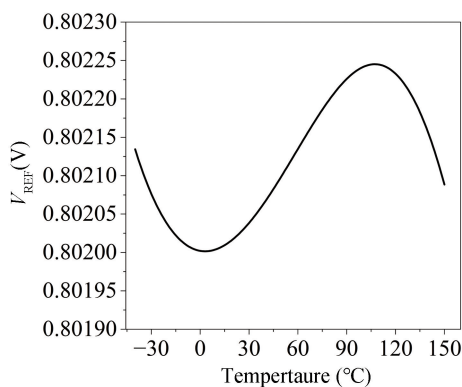


图 6 初步补偿后的温度特性曲线

Fig. 6 Temperature characteristic curve following preliminary compensation

2.4 分段补偿电路

如图 7, 本文的分段思路是通过 MOS 管开关电路将温度分为三段: 低温段 ($-40 \sim 0 \text{ }^\circ\text{C}$)、中温段 ($0 \sim 110 \text{ }^\circ\text{C}$) 和高温段 ($110 \sim 150 \text{ }^\circ\text{C}$)。为了简化控制电路, 首先对全温度下电路进行负温度系数电流补偿, 以优化中温段的温度特性, 如图 7(a) 所示; 然后分别对高温段、低温段进行正温度系数电流和反向负温度系数电流补偿, 如图 7(b) 所示。此时, 只需要控制高温段和低温段的补偿电流开启和关断, 即可实现各温度段的精确补偿。

另外, 在导入全温段补偿电流后, 低温段和高温段温度系数会有一定量的升高, 导致温度特性曲线的斜率有较大幅度的增加, 常规的正(负)温度系数电流产生电路已无法满足补偿的需要。因此本设计采用 MOS 管作为补偿电流的开关管, 利用 MOS 管的转移特性来构建有着较大斜率的正负温度系数补偿电流^[11]。

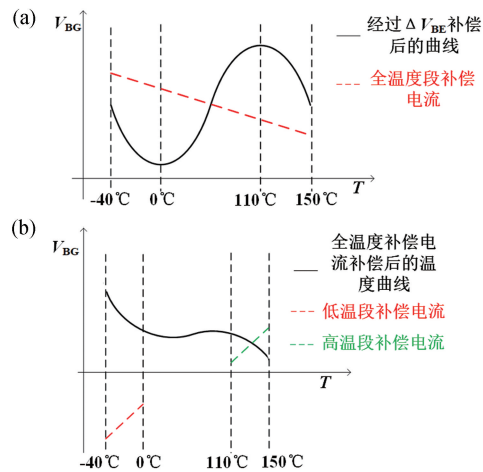


图 7 分段补偿设计。(a)全温度段补偿;(b)低温段和高温段补偿

Fig. 7 The design of piecewise compensation. (a) Full temperature range compensation; (b) Low and high temperature range compensation

2.4.1 全温段补偿电流产生电路

如图 3 所示, M_{P8} 、 M_{P9} 、 M_{N5} 、 M_{N6} 、 Q_4 、 R_6 组成一组负温度系数电流产生电路^[12], 所得到的电流 I_{CTAT} 为:

$$I_{CTAT} = \frac{V_{BE4}}{R_6} \quad (10)$$

由于 R_6 电阻为正温度系数电阻, 所以整体电流呈负温度特性。通过 M_{P7} 引出后, 全温度段补偿电流 I_{CO1} 为:

$$I_{CO1} = \frac{V_{BE4} K_7}{R_6 K_8} \quad (11)$$

式中: K 为 MOS 管宽长比。通过调整 M_{P7} 、 M_{P8} 管比例即可获得所需补偿电流的大小。

2.4.2 低温段和高温段电流产生电路

如图 3 所示, M_{P15} 、 M_{P16} 、 $M_{N11} \sim M_{N13}$ 、 R_8 组成高温段电流产生电路。由 MOS 管处于饱和区的电压电流关系可知:

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)}} + V_{th} \quad (12)$$

式中: μ_n 为载流子迁移率; C_{OX} 为介质的介电常数 ε 与 t_{ox} 的比值; V_{th} 为开启电压。假设 M_{N13} 的宽长比是 M_{N12} 的 H 倍, 漏源电流 $I_1 = I_2 = k_1 T^m$, $\mu_n = k_2 T^n$, k_1 、 k_2 为与温度无关的常数, 此时^[13]:

$$\Delta V_{GS} = \sqrt{\frac{2k_1 T^{m+n}}{k_2 C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)}} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{H}}\right) = k_3 T^{\frac{m+n}{2}} \quad (13)$$

$$k_3 = \sqrt{\frac{2k_1}{k_2 C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)}} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{H}}\right) \quad (14)$$

将 ΔV_{GS} 对温度 T 求偏导:

$$\frac{\partial \Delta V_{GS}}{\partial T} = (m+n) k_3 T^{\frac{m+n-2}{2}} \quad (15)$$

式中: $(m+n)$ 的值在 2~4 之间。式 (15) 恒大于 0, 即 ΔV_{GS} 呈现正温度特性。电路所得到的电流 I_{PTAT} 为:

$$I_{PTAT} = \frac{\Delta V_{GS}}{R_8} \quad (16)$$

R_8 电阻同样为正温度系数电阻, 所以整体电流呈正温度特性。由于需要添加 MOS 管开关电路, 所以此处通过一路 NMOS 电流镜与一路 PMOS 电流镜电路将高温段补偿电流 I_{CO2} 引出^[14]:

$$I_{CO2} = \frac{\Delta V_{GS} K_{14} K_7 K_{12}}{R_8 K_{15} K_8 K_{13}} \quad (17)$$

同理, M_{P18} 、 M_{P19} 、 $M_{N15} \sim M_{N18}$ 、 R_{10} 组成低温段电流产生电路。低温段补偿电流 I_{CO3} 通过一路 NMOS 电流镜引出, 使得电流方向与低温段带隙主电流方向相反, 所以 I_{CO3} 可以表示为:

$$I_{CO3} = -\frac{\Delta V_{GS} K_{20} K_{20}}{R_{10} K_{18} K_{21}} \quad (18)$$

将各补偿电流共同接入带隙主电路输出端, I_{CO} 可表示为:

$$I_{CO} = \begin{cases} I_{CO1} + I_{CO3} & (-40 \leq T \leq 0) \\ I_{CO1} & (0 \leq T \leq 110) \\ I_{CO1} + I_{CO2} & (110 \leq T \leq 150) \end{cases} \quad (19)$$

2.4.3 MOS 管开关电路

通过 M_{P10} 和 M_{P17} 分别引出正、负温度系数电流, 流经电阻将其转化为开关管 M_{P11} 、 M_{N14} 的栅电压, 从而控制低温段与高温段补偿电流的导通与截止, 再利用低温段和高温段电流产生电路, 通过 MOS 管宽长比控制补偿电流大小, 即可获得所需的补偿电流。补偿电流如图 8 所示。

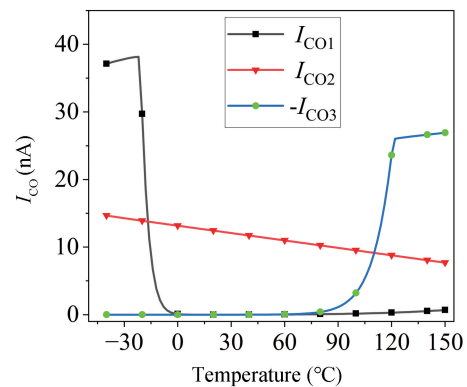


图 8 分段补偿电流曲线

Fig. 8 Piecewise compensation current curve

此时，经过补偿后的带隙基准输出电压 V_{REF} 可以表示为：

$$V_{REF} = \frac{R_4 + R_5}{R_2} \left[V_{BE2} + \frac{R_2}{R_1} V_T \ln N + \frac{R_2}{R_5} V_T \ln \left(\frac{T}{T_0} \right) \right] + I_{CO} R_5 \quad (20)$$

2.4 数字修调电路

由于集成电路器件在制造时会受到工艺的影响，从而导致电路性能产生一定的偏差，所以需要设计对应的修调电路，以保证芯片功能。在本设计中，修调电路主要分为两部分，一是对 ΔV_{BE} 补偿电阻的修调，即图 3 中的 Trim1 模块，二是对分段补偿电路的修调，即图 3 中的 Trim2、Trim3 模块。

Trim1 模块主要通过改变修调电阻的大小，控制主电路中 PTAT 电流和 CTAT 电流上升或下降的趋势，进而达到修调电路整体温度特性的目的；而在分段补偿电路中，由于补偿电流值整体偏小，受到 PVT 条件影响也较小，所以 Trim2、Trim3 模块主要对分段点的偏移进行修调，通过控制修调电阻的大小，改变开关管的栅电压，进而达到调整分段点的目的。

Trim1~Trim3 模块内部结构基本相同，如图 9 所示，其中电阻均为阻值为 R 的根电阻^[15]。通过数字信号控制 MOS 管的开启与关闭调整总电阻大小，进而对电路进行修调。由于数字修调电路的优越性，在后续流片之后还可以进行反复修调，进一步提升基准源精度和稳定性。

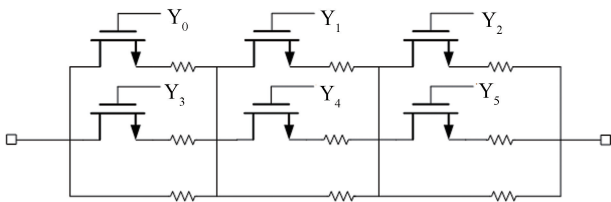


图 9 电阻修调矩阵
Fig. 9 Resistor trimming matrix

3 仿真与分析

本文电路基于 SMIC 180 nm BCD 工艺进行电路和版图的设计以及前后仿真，版图如图 10 所示，尺寸为 $318 \mu\text{m} \times 233 \mu\text{m}$ 。

图 11 为 27 °C 下，电源电压在 0~3.3 V 区间变化时输出电压的变化曲线， V_{REF} 在 1~3.3 V 范围内都能稳定在 800 mV 左右，输出最大漂移值为 5.4 mV，线

性调整率为 0.23%。图 12 为静态电流曲线，在 1.8 V 电源电压下，常温静态电流约为 60 μA ，功耗为 108 μW ；最大电流约为 66 μA ，功耗为 118.8 μW 。图 13 为 1.8 V 电源电压下 PSRR 的仿真结果，约为 -52 dB，说明电路有着较好的电源波动抑制能力。以上均为后仿真结果。

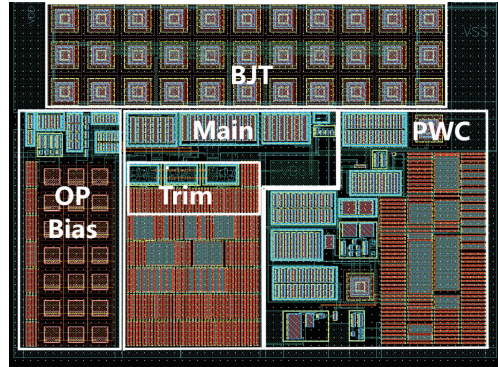


图 10 带隙基准源电路版图
Fig. 10 Bandgap reference source circuit layout

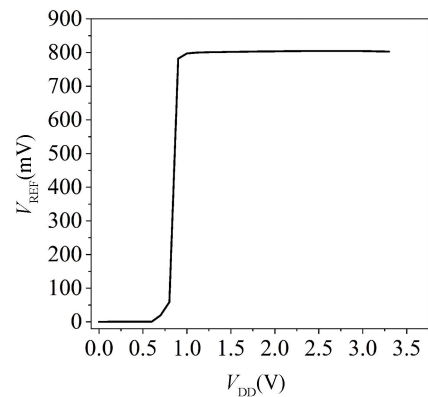


图 11 输出基准电压 V_{REF} 随电源电压的变化曲线
Fig. 11 Reference voltage as a function of power supply

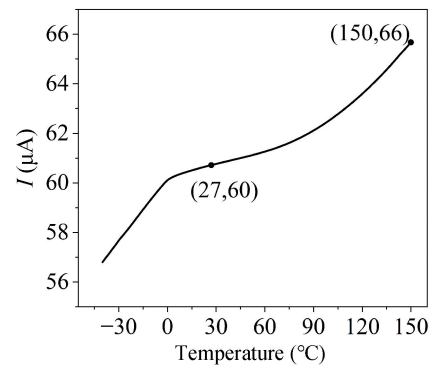


图 12 静态电流曲线
Fig. 12 The curve of static current

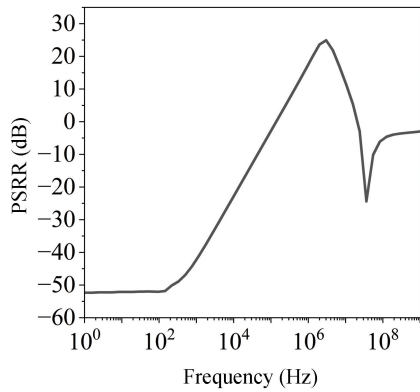


图 13 基准源电源抑制比曲线

Fig. 13 PSRR curves of the reference source

图 14 为在 1.8 V 电源电压下, 温度范围 $-40 \sim 150$ $^{\circ}\text{C}$ 时基准源前仿温度特性曲线, 得到温度系数为 $0.74 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。与前文图 2 和图 6 对比可知, 相较于未进行补偿的电路, 温度系数减小为原来的 $1/11$; 相较于经过 ΔV_{BE} 补偿后的基准电路, 温度系数减小为原来的 $1/5$ 。

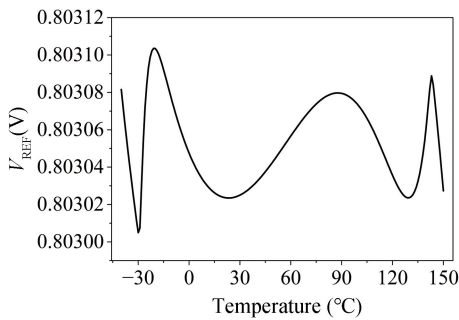


图 14 前仿温度特性曲线

Fig. 14 Pre-layout simulation temperature characteristics curve

前后仿结果对比如图 15 所示, 后仿得到电路温度系数为 $0.98 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, 输出电压整体差值为 $661 \mu\text{V}$ 。其中, 后仿相对于前仿, 电路受到寄生参数的影响主要分为两部分, 一是对温度系数的影响, 温度特性曲线向下倾斜, 温度系数有一定程度的增大; 二是对整体输出电压的影响, 温度曲线向下移动, 输出电压有一定程度的减小。

经过仿真分析可知, 温度特性的变化主要是受到 Trim1 模块中寄生电阻的影响。Trim1 模块中开关 MOS 管通过修调电阻连接在补偿电阻两端, 在提取寄生参数后, MOS 管寄生电阻使得补偿电阻整体增大, 从而使得温度特性曲线向下倾斜, 温度系数增加。输出电压则是因为带隙核心电路受到了寄生电容、寄生电阻的影响, 输出电流减小, 使得输出电压下降, 但几乎不影响输出电压的温度特性。

图 16 为分别在 1.5, 2, 2.5 V 电源电压下, TT 工艺条件下的补偿电流曲线。图 17 为在 1.8 V 电源电压, SS、TT、FF 工艺条件下的补偿电流曲线。对图 16 和 17 进行分析可知, 尽管补偿电流的大小受到电源电压和工艺的影响较小, 但由于用以产生开关电压的电阻值较大, 补偿电流的变化会被电阻放大, 而且电阻本身也会受到工艺的影响, 所以电源电压和工艺都会对分段点产生较为明显的影响。

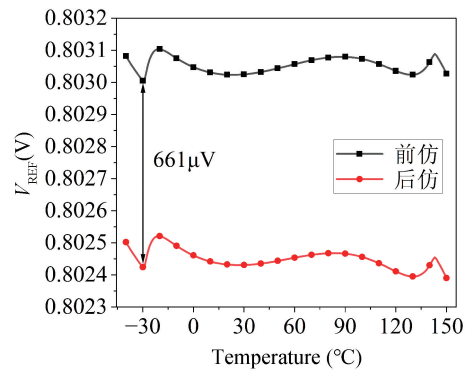


图 15 前后仿温度特性对比

Fig. 15 Comparison of temperature characteristics between Pre-layout and Post-layout simulation

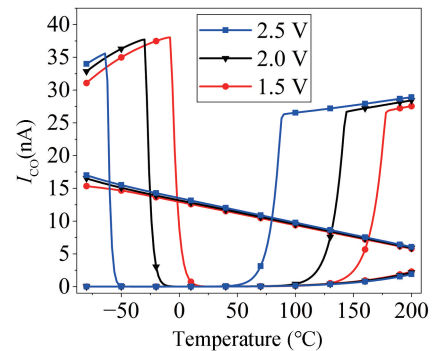


图 16 电源电压对分段点的影响

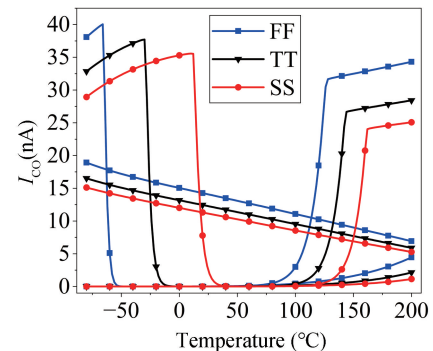
Fig. 16 Influence of V_{DD} on the segmentation point

图 17 工艺对分段点的影响

Fig. 17 Influence of process on the segmentation point

通过调整 Trim2 和 Trim3 模块 code 即可对分段点进行修调, 以尽量减小其偏移对电路性能的影响。以工艺修调为例, 修调后结果如图 18 所示。

图 19 为修调前电路在全工艺角下的温度特性后仿真曲线。相较于 TT 工艺角, 其他工艺角下电路的温度系数均有明显上升, 尤其在 SS 工艺角下, 电路的温度特性最差, 温度系数达到 $12.1 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。

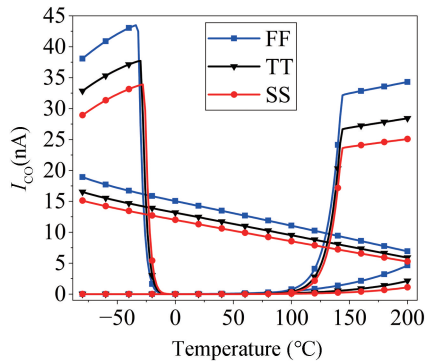


图 18 修调后的分段点
Fig. 18 Segmentation point of the after trimming

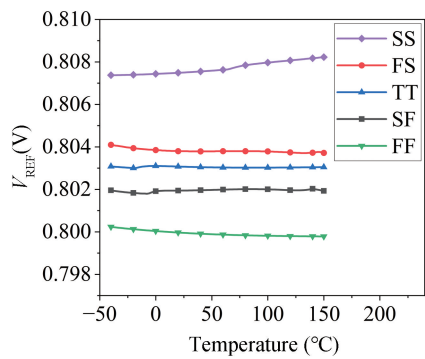


图 19 修调前基准源在不同工艺角下的温度特性曲线
Fig. 19 Temperature characteristic curves of the reference source under different process corners before trimming

为进一步测试电路在全工艺角下的温度特性及修调电路性能, 在 1.8 V 电源电压下对电路的温度系数进行蒙特卡洛仿真, 仿真点数量设置为 500, 仿真结果如图 20 所示。由蒙特卡洛仿真结果可知, 在不进行修调的情况下, 电路的温度系数受工艺影响较大, 平均温度系数为 $7.7 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, 标准差为 5.27。基于以上蒙特卡洛仿真结果, 找到温度系数最差的仿真点, 将其工艺条件进行保存, 可在此工艺条件下进一步验证修调模块性能。修调前后温度特性曲线如图 21 所示, 修调前温度系数为 $32.77 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, 修调后温度系数为 $1.83 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。对比可知, 修调后基准源的温度特性有了较为显著的改善。

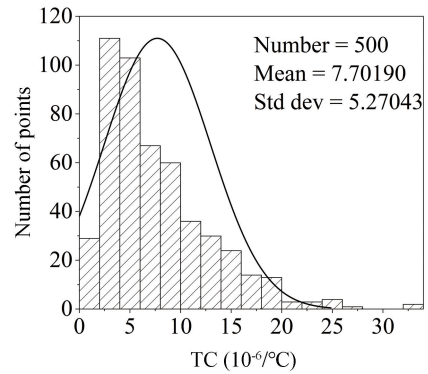


图 20 温度系数的蒙特卡洛仿真结果
Fig. 20 Monte Carlo simulation results of the temperature coefficient

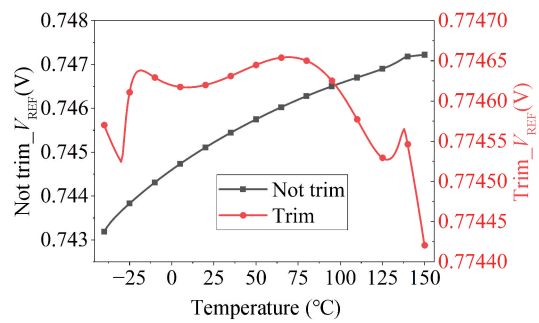


图 21 MC 仿真最差工艺点温度特性曲线修调前后对比
Fig. 21 Comparison of the temperature characteristic curves at the worst process corner before and after trimming in Monte Carlo simulation

修调后电路在全工艺角下的温度特性后仿真曲线如图 22 所示, 此时, 各工艺角下电路的温度系数均在 $2 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 以下。表 1 为全工艺角修调前后的温度系数对比。

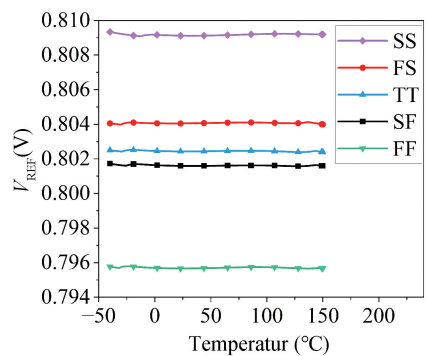


图 22 修调后基准源在不同工艺角下的温度特性曲线
Fig. 22 Temperature characteristic curves of the reference source under different process corners after trimming

表 1 各工艺角下修调前后的温度系数对比

Tab. 1 Comparison of the temperature coefficients before and after trimming at various process corners

工艺角	修调前温度系数 ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	修调后温度系数 ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	
	前仿	前仿	后仿
SS	12.1	1.58	1.87
TT	0.74	0.74	0.98
FF	5.92	0.84	0.99
SF	2.08	0.85	1
FS	2.56	0.91	1.1

表 2 为本文与部分参考文献带隙基准源的性能比较。可以看出, 本文设计的基准电压源所适用的温度范围和温度系数都优于大部分文献, 且具有一定的修调能力, 可满足多数应用场景的需求。

表 2 本文与其他文献带隙基准源仿真结果比较

Tab. 2 Simulated results of bandgap reference source of this paper and compared literatures

文献	[1]	[5]	[6]	[14]	本文
年份	2024	2024	2019	2020	2025
工艺 (nm)	22	180	180	130	180
输入电压 (V)	1.8	1.5~2.5	1.8	3	1~3.3
输出电压 (V)	0.8	0.9	0.3	1.21	0.8
温度范围 ($^{\circ}\text{C}$)	-40~125	-40~150	-45~170	-40~125	-40~150
温度系数 ($10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)	34.6	0.638	4.6	0.64	0.98
线性调整率 (%)	0.29	0.023	-	-	0.23

4 结论

本文基于 Banba 型带隙基准结构, 设计了一种宽温度范围、低温度系数带隙基准电压源。通过 ΔV_{BE} 线性补偿和分段补偿形成的复合补偿方式, 极大地降低了温度系数; 同时采用数字修调电路, 减小了工艺偏差对电路的影响, 提高了电路的精度和稳定性。后仿结果表明, 基于 SIMC 180 nm BCD 工艺, 在 TT 工艺角、温度范围为 $-40\sim 150^{\circ}\text{C}$ 的条件下, 温度系数低至 $0.98\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。相较于传统带隙基准, 本设计在发热量较大的充电电路或温度传感电路等对温度范围、精度要求较高的电路系统中具有较高的实用性, 而在部

分对于噪声性能和电源抑制比方面要求较为严苛的场景, 本设计还需要一定的完善才能加以应用, 后续也将基于此来对电路进行新的研究和优化。

参考文献:

- [1] Islam M Z, Venker J, Hasan A S M K, et al. A 0.8 V bandgap voltage reference with high PSRR for low-dropout voltage regulator in 22 nm FD-SOI [C]//IECON 2024-50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. NY, USA: IEEE, 2024: 1-6.
- [2] Krolák D, Horský P. An EMI susceptibility improved, wide temperature range bandgap voltage reference [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2024, 66(3): 801-808.
- [3] 路延, 屈万园. 高效率高集成度电源管理芯片的发展与关键挑战 [J]. 中国科学: 信息科学, 2024, 54: 58-67.
- [4] Liao X F, Liu X C. A high-precision current-mode bandgap reference with low-frequency noise/offset elimination [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(11): 3993-3997.
- [5] Fu P, Pan X, Cheng T D, et al. A 0.638 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ precision bandgap reference with multi-segment current compensation [C]//2024 6th International Conference on Circuits and Systems (ICCS). Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology of China and IEEE, 2024: 42-47.
- [6] An J H, Wu C J, Xu D C. A wide temperature range 4.6 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ piecewise curvature-compensated bandgap reference with no amplifiers [C]//2019 International Conference on IC Design and Technology (ICIDT). NY, USA: IEEE, 2019: 1-4.
- [7] Fan L, Chen H, Li J, et al. Design of integrated voltage and current bandgap reference with low temperature drift [C]//2024 6th International Conference on Circuits and Systems (ICCS). Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology of China and IEEE, 2024: 1-5.
- [8] Banba H, Shiga H, Umezawa A, et al. A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation [J]. Solid-State Circuits, 1999, 34(5): 670-674.
- [9] 赵鹏. 精确高阶补偿 CMOS 带隙基准电路 [J]. 电子设计工程, 2020, 28(4): 56-59.
- [10] Leng J, Lu Y, Zhang Y, et al. A 0.19 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ bandgap reference circuit with high-PSRR [J]. Journal of Semiconductors, 2018, 39(9): 92-98.
- [11] Razavi B. 模拟 CMOS 集成电路设计 [M]. 陈贵灿, 等译. 2 版. 西安: 西安交通大学出版社, 2018.
- [12] 何浩, 冯全源. 一种精确分段补偿的带隙基准电压源设计 [J]. 电子元件与材料, 2024, 43(3): 328-334.
- [13] 禹阔. 宽输入、高电源电压抑制的带隙基准电压源设计 [D]. 东南大学, 2017.
- [14] Ahn Y, Kim S, Lee H. A sub-1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ CMOS bandgap voltage reference with process tolerant piecewise second-order curvature compensation [C]//2020 IEEE 33rd International System-on-Chip Conference (SOCC). NY, USA: IEEE, 2020: 231-235.
- [15] Ye W Z. A sub 1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ wide-temperature-range bandgap voltage reference with superior-order temperature-curvature compensation [C]//2023 International Conference on Sensing, Measurement and Data Analytics in the era of Artificial Intelligence (ICSMD). NY, USA: IEEE, 2023: 1-5.