

文章编号: 2096-1618(2019)05-0466-04

对于高阶补偿 Banba 结构带隙基准源的改进分析

何林峰, 聂海, 陈娇

(成都信息工程大学通信工程学院, 四川 成都 610225)

摘要: Banba 结构是模拟电路中基准源部分的一个基本结构。在针对高阶补偿 Banba 结构的带隙基准源设计中, 其高阶补偿电阻的实际版图大小占整体面积的 50% 以上。提出了对于高阶补偿 Banba 结构的改进论证, 主要对高阶补偿电阻的有无进行仿真分析, 得到对其结构的改善方法。在经过一定的优化后可为大部分通用电路提供稳定低温漂的供电或激励。

关键词: 基准源; Banba 结构; 带隙基准源; 高阶补偿电阻

中图分类号: TN710.4

文献标志码: A

doi: 10.16836/j.cnki.jcui.2019.05.004

0 引言

对于任何一个完整的电路来说, 基准电压源是一个不可或缺模块, 为整体电路提供一个稳定、精确的供电, 保证电路正常、平稳的工作。而在诸多类型的基准源中, 带隙基准电压源被广泛应用在实际电路中^[1]。

带隙基准电压源^[2]是一个具有与绝对温度成正比的电压 V_T 和一个具有负温度系数的双极性晶体管的基极-发射极电压 V_{BE} 的线性组合。通常是对 V_T 与 V_{BE} 设置合理的系数 m 和 n , 从而达到理论上零温度系数的带隙基准电压源。

其表达式为

$$V_{\text{ref}} = m \times V_T + n \times V_{BE} \quad (1)$$

但在实际电路中, 由于生产工艺、材料自身的缺陷等诸多因素, 常常会导致理论上的零温度系数在实际电路发生偏移, 所以还会通过对 m 和 n 值的调整, 使实际电路的性能得到合理的提高。其设计原理如图 1 所示。

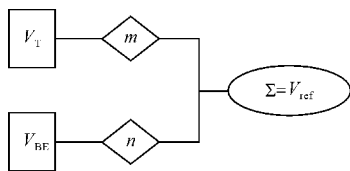


图1 带隙基准电压源的设计原理

1 基本 Banba 结构带隙基准源

基本 Banba 结构带隙基准源通常应用在低电压的

电路中^[3-4], 其基本结构的电路如图 2 所示。

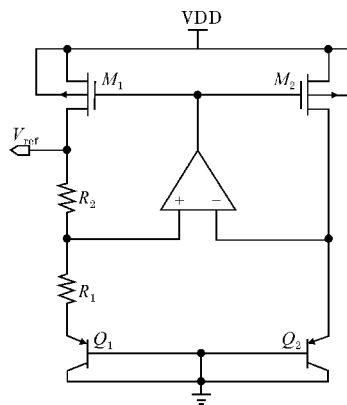


图2 基本 Banba 带隙基准源

在这个基本结构中, 运算放大器有两个反馈回路, 分别是: 从运放的输出端通过 M_1 管到运放的同相输入端的反馈和从运放的输出端通过 M_2 管到运放的反相输入端的反馈, 前者为负反馈回路, 后者为正反馈回路。而对于 Q_1 管和 Q_2 管而言, Q_1 管的发射结面积为 Q_2 管的 N 倍, 则通过 R_1 电阻上的电流值可以表示为

$$I_1 = \frac{V_{BEQ1} - V_{BEQ2}}{R_1} = \frac{V_T \ln N}{R_1} \quad (2)$$

通过对式(2)的分析, 得出电流 I_1 正比于绝对温度 T , 故 I_1 为一个与绝对温度成正比的 PTAT 电流。而流经 R_1 和 R_2 , 则会产生一个 PTAT 电压, 且与绝对温度成正比。 Q_1 管的 V_{BE} 是一个具有负温度系数的电压, 故最终输出的电压 V_{ref} 可以表示为

$$\begin{aligned} V_{\text{ref}} &= V_{BEQ1} + [I_1 \times (R_1 + R_2)] \\ &= V_{BEQ1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \ln N \end{aligned} \quad (3)$$

但由于 PNP 管具有一个高阶的温度系数, 因此, 在考虑到版图实际大小的情况下, 很难做到很低的温

度系数。同时,电阻的制作过程中,由于工艺梯度的问题,需要 Dummy 器件^[5]进行补足,在一定程度上又大幅度地增大了版图面积,增加了生产成本。

2 高阶补偿 Banba 结构带隙基准源

在考虑到基本 Banba 结构带隙基准源对于 PNP 管具有较高的温度系数的难题,衍生出了带有高阶补偿 Banba 结构^[6]带隙基准源。高阶补偿 Banba 结构带隙基准源的电路结构图如图 3 所示。

通过对式(3)和图 3 的分析,可以很容易得出,高阶补偿 Banba 结构带隙基准源的输出基准电压为^[7]

$$V_{\text{ref}} = \frac{R_3}{R_2} \left(V_{\text{BE1}} + V_T \ln N \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4)$$

式中, R_2 为 $R2A$ 与 $R2B$ 之和,且 $R2A$ 与 $R2B$ 电阻值相等。

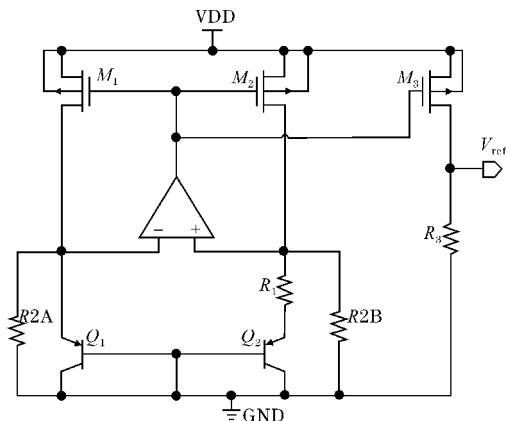


图3 高阶补偿 Banba 带隙基准源

这种 Banba 结构带隙基准源,通过电阻的补偿,修正了因为 PNP 管温度系数过大而导致实际版图面积较大的问题。但在低功耗要求^[8-9]的电路中,为了确保在闲置情况下有较小的工作电流,导致 $R2A$ 和 $R2B$ 两个电阻的阻值会非常大。在输出 1.2V 的 V_{ref} 时,其 $R2A$ 与 $R2B$ 的阻值约在 8 k Ω 。这个阻值在实际电路中也较大^[10],从集成度来看也是不合理的。

对这种 Banba 结构带隙基准源进行仿真,采用 TSMC 的 0.18 μm 工艺库,在 -40°C 到 125°C 范围内,Corner 选取为 TT, VDD 电压 3.3 V,其关于温度系数的仿真结果如图 4 所示,高阶补偿 Banba 结构线性调整率仿真如图 5 所示。其温度系数计算为

$$TC = \frac{(V_{\text{max}} - V_{\text{min}}) / V_{T25^\circ\text{C}}}{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}} \times 10^6 \approx 43.1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

其线性调整率为

$$\text{Line}_{\text{regulation}} = \frac{\Delta V_{\text{BC}}}{\Delta V_{\text{DD}}} = 0.1220\%$$

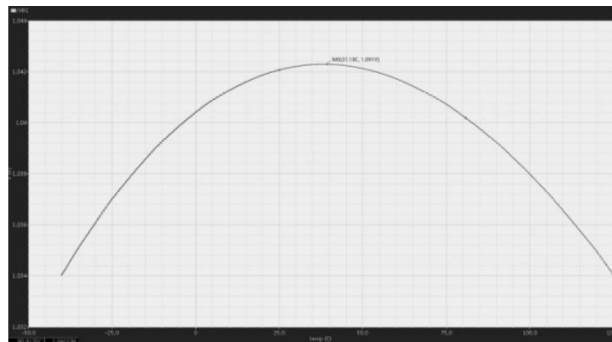


图4 高阶补偿 Banba 带隙基准源温度特性仿真

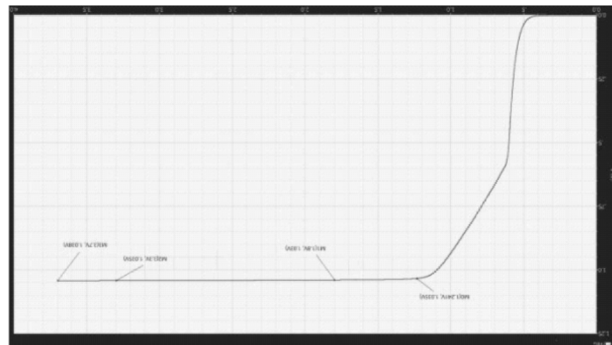


图5 高阶补偿 Banba 带隙基准源线性调整率仿真

3 对高阶补偿 Banba 结构的改进分析

如图 6 所示,通过前面的分析,可以考虑在设计时,删除掉电阻 $R2A$,那么只会存在一个电阻 $R2B$,即图 6 中虚线框内电阻 R_2 。

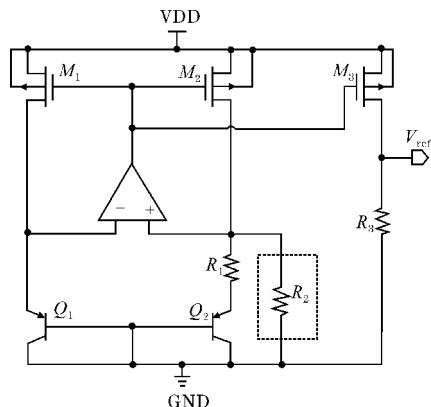


图6 改善后的高阶补偿 Banba 结构

图 6 中 M_1 、 M_2 和 M_3 管尺寸完全相同, Q_2 管为 n 个 Q_1 管单元并联。为简化分析,假设运算放大器为理想运放,忽略其非理想特性。由于运放的钳位作用,可知电阻 R_1 两端的电压为 $V_{\text{BE1}} - V_{\text{BE2}}$,即 ΔV_{BE} 。因电路结构的不对称,其中设 Q_1 的发射极电流为 Q_2 管的 m 倍,有

$$\Delta V_{\text{BE}} = V_T \ln mn \quad (5)$$

忽略 I_b ,则有:

$$I_{R1} = \frac{\Delta V_{\text{BE}}}{R_1} = \frac{V_T \ln mn}{R_1} \quad (6)$$

电阻 R_2 两端电压为 Q_1 的 V_{BE1} , 流过 R_2 的电流为

$$I_{R2} = \frac{V_{BE1}}{R_2} \quad (7)$$

又因为 M_1 、 M_2 和 M_3 尺寸相同, 则有

$$I_{D3} = I_{D1} = I_{D2} = I_{C1} = I_{R1} + I_{R2} \quad (8)$$

对于输出 V_{ref} , 有

$$\begin{aligned} V_{ref} &= R_3 \times I_{D3} = R_3 \times (I_{R2} + I_{R1}) \\ &= R_3 \left(\frac{V_T \ln mn}{R_1} + \frac{V_{BE1}}{R_2} \right) = \frac{R_3}{R_2} \left(V_{BE1} + \frac{R_2}{R_1} \ln mn \right) \end{aligned} \quad (9)$$

对于式(6)、式(7)中的 m , 根据式(8), 可以得出

$$I_{C2} m = I_{C2} + \frac{V_{BE1}}{R_2} \quad (10)$$

由此得出关于 m 的表达式:

$$m = \frac{V_{BE1}}{I_{C2} R_2} + 1 = \frac{V_{BE1}}{\frac{R_2}{R_1} (V_{BE1} - V_{BE2})} + 1 \quad (11)$$

由此可知, $m > 1$, 而对于式(9)中的项 $\frac{V_T \ln mn}{R_1}$, 若

将 m 视为常数带入, 对 T 求导, 其仍然为正温度系数。因此可以通过对 R_1 、 R_2 合理的取值^[11-13], 仍可得到零温度系数的 V_{ref} 。

一般基准源的输出电压与温度之间的关系^[14]可以近似为一个开口向上或者开口向下的抛物线。根据工程经验, 可以认为一个开口向上或者开口向下的抛物线形式的温度特性曲线有良好的稳定性。通过以上的分析得出, 相比于标准的高阶补偿 Banba 结构^[15], 在未影响电路性能的情况下, 改善后的电路省去了同 Q_1 并联的电阻 R_{2A} , 可显著减小实际版图的面积, 降低实际成本。

4 改进高阶补偿 Banba 结构的仿真分析

在省去同 Q_1 并联的电阻 R_{2A} 后, 对其电路结构进行仿真分析。采用 TSMC 的 0.18 μm 工艺库, 在 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 内, Corner 选取为 TT, VDD 电压 3.3 V, 其关于温度系数的仿真结果如图 7 所示。

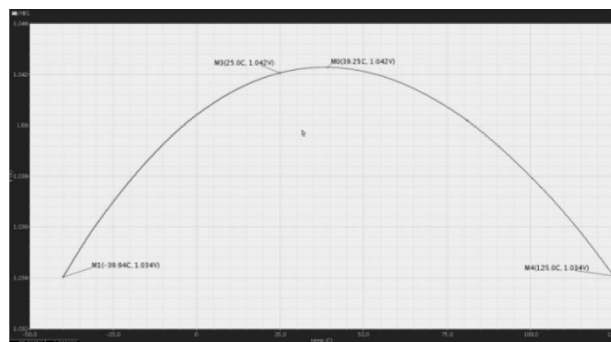


图7 改善后的高阶补偿 Banba 结构温度系数仿真

其温度系数计算为

$$TC = \frac{(V_{\max} - V_{\min}) / V_{T25^\circ\text{C}}}{T_{\max} - T_{\min}} \times 10^6 = 47.9 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

再对其工作范围与线性调整率进行仿真分析, 结果如图 8 所示。通过图 8 计算其线性调整率为

$$\text{Line}_{\text{regulation}} = \frac{\Delta V_{BG}}{\Delta V_{DD}} = 0.1629\%$$

对比标准的高阶补偿 Banda 结构带隙基准源, 温度特性下降约 10% 的性能, 线性调整率下降约 20% 的性能。由此可知在牺牲一定的线性调整率和温度系数的情况下, 可以大幅度地减少版图面积, 减少的面积根据工艺的不同在 25% 到 40% 的范围内, 例如采用的 TSMC 的 0.18 μm 工艺库, 减少的面积约在 32%。因此在考虑生产成本的情况下, 线性调整率和温度特性的牺牲是在可接受范围内的。

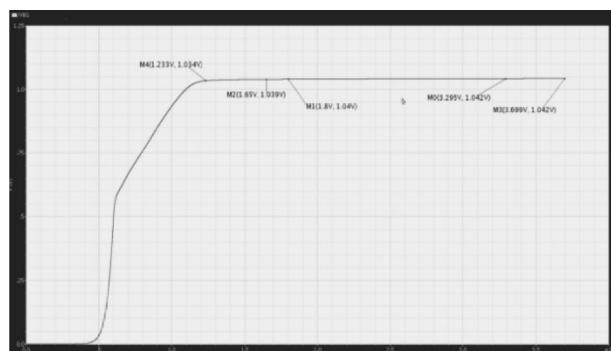


图8 改善后的高阶补偿 Banba 结构线性调整率仿真

5 结束语

基准源的设计是模拟集成电路中相当重要的一个部分。在对基本 Banba 结构基准源和高阶补偿 Banba 结构基准源的分析过后, 对两个高阶补偿电阻的有无进行了合理的论证, 在屏蔽掉标准高阶补偿 Banba 结构同 Q_1 并联的电阻后, 其带隙工作正常, 指标性能良好, 可以合理改进高阶补偿 Banba 结构中补偿电阻版图面积过大的问题。

参考文献:

- [1] 蒋祥倩, 杜西亮, 毕克娜, 等. 一种曲率补偿的带隙基准电压源设计[J]. 电子与封装, 2018, 11.
- [2] 冯勇剑, 胡红平. 一种低功耗 CMOS 带隙基准电压源的实现[J]. 微电子学, 2007(2).
- [3] 宗永玲, 陈中良. 采用分段曲率补偿的新型带隙基准电压源的设计[J]. 河南科学, 2014(9).
- [4] H Banba. A CMOS Bandgap Reference Circuit

- Sub-1-V Operation. IEEE J. of Solid-State Circuits [J], 1999, 34: 670-674.
- [5] 倪春晓, 赵国清. 一种基于厚膜工艺的电流采集电路设计[J]. 电子与封装, 2019(1).
- [6] Nanqi Liu, Randy Geiger, Degang Chen. Bandgap Voltage VGO Extraction with Two-Temperature Trimming for Designing Sub-ppm/ $^{\circ}\text{C}$ Voltage References[J]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2019(3).
- [7] 赵强, 吕明, 张鉴. 带隙电压基准源的设计与分析[J]. 电子科技, 2012(5).
- [8] 蒋本福. 低功耗带隙基准电压源电路的设计[J]. 微型机与应用, 2017(2).
- [9] Keith Sanborn, Dongsheng Ma, Vadim Ivanov. A Sub-1-V Low-Noise Bandgap Voltage Reference [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2007, 11.
- [10] HusniHabal, Helmut Graeb. Constraint-Based Layout-Driven Sizing of Analog Circuits[J]. IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2011(6).
- [11] 黄灿英, 陈艳, 朱淑云, 等. 低功耗 CMOS 带隙基准电压源的设计[J]. 固体电子学研究与进展, 2016(6).
- [12] 王万金, 陈群超. 低功耗高精度全 CMOS 基准源的设计[J]. 电子世界, 2016(12).
- [13] 毕查德·拉扎维. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 陈灿, 译. 西安: 西安交通大学出版社, 2003.
- [14] SONG B S, GRAYPR. A precision curvature-compensated CMOS bandgap reference[J]. IEEE Solid -State Circuits, 1983(1).
- [15] ANDERA B. Op-amps and startup circuits for CMOS bandgap references with near 1-V supply [J]. IEEE Solid-State Circuits, 2002(1).

Improvement Analysis of Banba Band-gap Reference Source with High-order Compensation

HE Linfeng, NIE Hai, CHEN Jiao

(College of Communication Engineering, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China)

Abstract: The Banba structure is a basic structure of reference source in analog circuits. In the design of bandgap reference source of basic Banba structure, the actual layout size of its high-order compensation resistance accounts for more than 50% on the total area. An improved demonstration of the high-order compensation Banba structure is proposed to mainly simulate and analyze the existence and absence of high-order compensating resistors, and then the method of improving its structure is obtained. After some optimization, it can provide stable low-temperature drift power supply or excitation for most general circuits.

Keywords: reference source; Banba structure; band-gap reference source; high-order compensating resistance