

doi: 10.11835/j.issn.1000-582X.2025.011

引用格式: 辛 聪, 林积涵, 谢锦舟. 动态阈值调控的电流带隙启动电路设计[J]. 重庆大学学报, 2025, 48(12): 123-132.



动态阈值调控的电流带隙启动电路设计

辛 聪^{1,2}, 林积涵^{1,3}, 谢锦舟¹

(1. 广州汽车集团股份有限公司, 广州 511458; 2. 武汉理工大学 自动化学院, 武汉 430070;
3. 山东大学 机电与信息工程学院, 山东 威海 264200)

摘要: 针对可配置输出电流模式带隙基准 (current-mode bandgap reference, CMBGR) 在低压 CMOS 工艺中面临的启动问题, 提出一种基于动态阈值电压的启动电路设计。该电路通过实时监测 CMBGR 工作状态并动态调整阈值电压, 确保在工艺、电压、温度 (process voltage temperature, PVT) 参数变化下稳定启动, 同时兼容现有曲率补偿策略。在 0.11 μm CMOS 工艺中实现, 经 20 400 次蒙特卡罗仿真验证, 所有 PVT 组合下 CMBGR 均能可靠启动。设计支持 2.3~4.3 V 电源电压范围, 输出参考电压可配置于 0.1~2 V, 温度系数为 $8.7 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, 优于现有技术的 $41.5 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$, 且保持低设计成本。该方法通过简化电路结构实现 PVT 鲁棒性, 解决了传统启动技术在设计成本、鲁棒性及兼容性方面的矛盾。

关键词: 电流模式带隙基准; 启动电路; PVT; 宽参考范围; 宽温度范围

中图分类号: TN710.2 文献标志码: A 文章编号: 1000-582X(2025)12-123-10

Design of current bandgap startup circuit with dynamic threshold control

XIN Cong^{1,2}, LIN Jihan^{1,3}, XIE Jinzhou¹

(1. GAC R&D Center, Guangzhou 511458, P. R. China; 2. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, P. R. China; 3. School of Mechanical, Electrical & Information Engineering, Shandong University, Weihai, Shandong 264200, P. R. China)

Abstract: This paper proposes a novel startup circuit for a current-mode bandgap reference (CMBGR) to resolve startup issues in low-voltage CMOS processes while balancing design cost, PVT (process, voltage, temperature) robustness, CMBGR performance, and curvature compensation compatibility. The proposed circuit employs a dynamic threshold voltage mechanism, implemented in 0.11 μm CMOS technology, which dynamically adjusts the startup threshold to ensure reliable operation across varying PVT conditions. Validation through 20 400 Monte Carlo simulations under diverse PVT settings confirmed successful startup without failure. The CMBGR operates over a supply voltage range from 2.3 V to 4.3 V, delivering a configurable reference voltage output from 0.1 V to 2.0 V. A temperature coefficient of $8.7 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ was achieved, which is superior to current $41.5 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ and maintains the inherently low-temperature sensitivity of the CMBGR. Moreover, the design preserves full

收稿日期: 2025-07-04

基金项目: 广东省科技计划项目(2022B0701180001)。

Supported by Guangdong S&T Programme(2022B0701180001).

作者简介: 辛聪(1986—)男, 硕士, 主要从事汽车智能网联技术方向研究, (E-mail) xincong@gacrnd.com。

compatibility with curvature compensation strategies and requires no additional circuitry or performance trade-offs. This approach provides a comprehensive and efficient solution for achieving stable startup in configurable CMBGR applications.

Keywords: current-mode bandgap reference; startup circuit; PVT; wide reference range; wide temperature range

带隙基准电路(bandgap reference circuit, BGR)作为集成电路中不可或缺的核心模块,其功能是提供温度稳定的参考电压,保障系统在复杂环境下的可靠运行^[1-5]。随着互补金属氧化物半导体(complementary metal oxide semiconductor, CMOS)工艺向低压化方向演进,传统电压模式带隙基准电路(voltage-mode bandgap reference, VMBGR)在低电压供电场景下的性能逐渐受到限制。例如,VMBGR的典型输出电压约为1.25 V,但当供电电压低于此值时,其温度系数(temperature coefficient, TC)显著恶化,难以满足现代低功耗电子设备对基准电压精度和稳定性的需求。在此背景下,电流模式带隙基准电路(current-mode bandgap reference, CMBGR)因其输出电压可配置性和优异的温度稳定特性而成为研究热点。CMBGR通过调节电路参数,可在宽电压范围内(如0.1~2 V)实现低温度系数的基准电压输出,同时兼容低压的互补金属氧化物半导体(complementary metal oxide semiconductor, CMOS)工艺,被广泛应用于传感器接口、电池管理系统、可穿戴设备等领域。然而,CMBGR在启动过程中面临严峻挑战:除零故障状态(所有支路电流为零)外,还可能陷入非零故障状态(支路存在微弱电流但无法常工作),导致电路无法稳定启动。这一问题不仅增加了设计复杂性,还增加了研发成本,成为CMBGR进一步应用的关键瓶颈。

尽管已有研究针对CMBGR启动问题提出多种解决方案,但仍存在明显局限性。例如,早期的启动电路主要通过检测零故障状态来触发电流注入,但对非零故障状态的识别能力不足,导致在工艺、电压、温度(process-voltage-temperature, PVT)变化或电路失配情况下启动失败的风险增加。此外,部分研究尝试通过引入NPN(negative-positive-negative)晶体管或复杂的复位操作来解决非零故障状态问题,但这往往依赖额外的掩模版制造工艺,或引入额外的功耗与面积开销,与当前CMOS工艺的低成本、低功耗设计趋势相悖。另一类改进方法则通过优化CMBGR核心结构(如引入高阶曲率补偿)间接提升启动可靠性,但此类设计通常以牺牲温度系数性能为代价,难以兼顾CMBGR原有优势。研究人员提出的启动电路虽能有效规避零故障状态,但其固定阈值检测机制在非零故障状态下的适应性较差^[6-9];此外,还有学者尝试通过动态调整启动条件改善鲁棒性,但引入了对PVT变化敏感的复杂控制逻辑^[10-12];部分学者提出的改进结构虽解决了启动问题,却导致温度系数性能下降约15%。如何设计一种无需改变CMBGR核心结构、兼容现有曲率补偿策略且能在极端PVT条件下稳定启动的电路,是亟待解决的技术难题^[13]。

针对上述问题,研究提出了一种基于动态阈值电压的鲁棒启动电路,其核心创新在于通过检测CMBGR在非零故障状态下的电压特征,动态触发电流注入机制,强制电路进入正常工作状态。与现有方案相比,笔者的设计具有以下突破性贡献:首先,通过分析CMBGR在3种工作状态(正常状态、零故障状态、非零故障状态)下的电压分布规律,建立了基于温度系数差异的检测机制,解决了非零故障状态难以识别的瓶颈问题;其次,启动电路仅需要一个比较器和简单的电流注入模块,无需额外工艺或复杂结构,显著降低了设计复杂度与制造成本;再次,该设计兼容CMBGR的高阶曲率补偿策略,在0.11 μm CMOS工艺中实现的CMBGR原型在-40~130 °C温度范围内,温度系数低于 $8.7 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$,电源抑制比(PSRR)≥60.5 dB,且输出电压范围支持0.1~2 V的宽范围配置。通过20 400次蒙特卡罗仿真验证,该启动电路在极端PVT条件(tt/ff/ss工艺角、2.3~4.3 V供电电压)下均能稳定启动,证明了其对工艺失配和环境扰动的强鲁棒性。研究成果不仅为CMBGR的启动问题提供了通用性解决方案,也为低压CMOS工艺下高精度基准电压电路的设计提供了新的技术路径。

1 相关技术

1.1 带隙基准电路

带隙基准电路的核心工作思想是利用半导体材料的2种物理效应:本征载流子的热激发和带隙能量,产生一个与绝对温度无关的电压。具体来说,带隙基准电路通过以下步骤实现温度补偿:

1) 正温度系数电压:利用二极管或晶体管的正温度系数电压(proportional to absolute temperature, PTAT),即随着温度升高,电压也升高。

2) 负温度系数电压:利用带隙电压的负温度系数电压(complementary to absolute temperature, CTAT),即随着温度升高,电压降低。

3) 电压叠加: 将正温度系数电压和负温度系数电压叠加, 通过适当的比例调节, 使总电压在一定温度范围内保持恒定。

传统的电压模式带隙基准电路(voltage-mode band gap reference, VMBGR)的输出电压与温度系数相关,达到最小温度系数时的输出电压 V_{ref} 约为 1.25 V。随着 CMOS 工艺发展,供电电压逐渐低于典型输出 1.25 V,导致温度系数的恶化。电流模式带隙基准(current-mode band gap reference, CMBGR)^[6]的提出解决了这一问题,它在输出可配置的低参考电压时,保持最小温度系数。图 1 显示了这种 CMBGR 的典型结构,其中, $R_2=R_3$ 。输出电压 V_{ref} 可以表示为

$$V_{\text{ref}} = \frac{R_4}{R_2} \times \left(V_{\text{BE1}} + \frac{R_2}{R_1} \times V_T \ln n \right), \quad (1)$$

式中: V_{BE1} 代表三极管 Q_1 的基极-发射极电压降; V_T 是三极管的热电压; n 是三极管 Q_2 和 Q_1 的尺寸比。从公式(1)可以明显看出, CMBGR 的 V_{ref} 大小可以通过改变 R_4/R_2 进行配置, 而需要固定典型输出是特定值为 1.25 V 的同时, 括号内为正负温度系数项相加, 因此可以通过调节 R_2/R_1 来选取最低的温度系数。

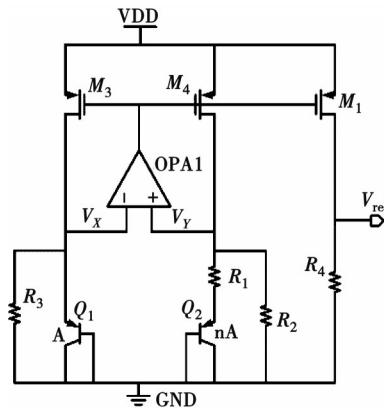


图 1 典型的电流模式带隙基准结构

Fig. 1 Typical current-mode bandgap reference structure (CMBGR)

1.2 CMBGR

虽然CMBGR具有输出可配置、与温度无关的 V_{ref} 的优势,但引入了额外的启动问题。在启动过程中,除了零故障状态(所有支路电流均为0)外,还可能出现非零故障状态(支路中存在电流,但无法正常工作),进而导致电路启动失败。

CMBGR 在上电后存在 3 种可能的工作状态：

- 1) 状态 I: 正常工作状态, 工作电流正常通过 Q_1 和 Q_2 支路, 电路如公式(1)正常工作, 输出需要的参考电压 V_{ref} 。
 - 2) 状态 II: 零故障状态, 没有电流通过三极管 Q_1 和 Q_2 支路。
 - 3) 状态 III: 非零故障状态, 极弱的电流通过三极管 Q_1 和 Q_2 支路。

在正常状态(状态I)下, ΔV_{BE} 等于 $V_T \ln n$, 这远大于运算放大器OPA1的输入失调电压 V_{os} , 即 $V_x - V_y$ 。双极型晶体管(BJT)的发射极电流可以简化为

$$\frac{\Delta V_{BE} - V_{os}}{R_1} \approx \frac{V_T \ln n}{R_1}, \quad (2)$$

因此,此时的 V_{ref} 可以通过公式(2)确定。

然而,对于CMBGR结构,状态II的启动可能会导致进入状态III。在上电期间,2个双极型晶体管(bipolar junction transistor, BJT) Q_1 和 Q_2 都处于截止状态。如果向 R_3 注入电流, V_x 建立, M_3 和 M_4 开始导通, 导致 V_{ref} 增加。通常,当 V_{ref} 达到预设阈值时,电流注入将被关闭。但如果在BJT完全导通之前停止注入,CMBGR可能会进入状态III。考虑到OPA1不可避免地存在输入失调电压 V_{os} ,且 Q_2 的发射极漏电流约为 Q_1 的 n 倍,随着 V_x 逐渐上升, Q_1 的发射极漏电流 I_{e,Q_1} 增加,最终达到公式(3)中的情况。

$$\frac{V_{BE1}}{R_3} + I_{e,Q_1} = \frac{V_{BE1} - V_{os}}{R_3} + nI_{e,Q_1} \rightarrow I_{e,Q_1} = \frac{V_{os}}{(n-1) \times R_3}. \quad (3)$$

该状态即为状态III,此时系统形成了稳定的负反馈,电路的启动将停止,如果没有其他外部干预,CMBGR将无法正常工作。

根据上述分析,状态III是由OPA1输入失调电压 V_{os} 引起的,这在蒙特卡罗仿真中可以很容易观察到。需要注意的是,状态III具有一定随机性,它是在 Q_1 和 Q_2 都处于微弱漏电的截止状态下建立的。 V_{os} 的大小无法精确控制,它的变化会导致状态III下的 I_{e,Q_1} 变化,从而可能使状态III下的 V_{BE1} (即 V_x) 显著变化。因此,状态III下的 V_{ref} 大小具有一定随机性。

因此,对于CMBGR的设计,上电启动是一个关键问题,需要鲁棒的启动电路强制CMBGR进入正常工作状态。现有的大多数启动电路^[6-9]旨在防止带隙基准电路进入零故障状态,但不能保证避开CMBGR的非零故障状态。一些启动电路^[10-12]试图进一步解决启动问题,但引入了其他缺点,如:采用NPN三极管(需要额外掩模版制造)、易受PVT变化影响、需要额外的复位操作等。随后,一种改进的CMBGR结构^[13]被提出,它解决了启动问题,但代价是温漂性能下降。

因此,实际设计中仍然存在对CMBGR的启动电路的需求,要求能简单、鲁棒地启动CMBGR,且不影响其原有优势:能够检测状态III,然后通过持续向 Q_1 支路注入电流进行干预,直到 Q_1 和 Q_2 都完全导通,然后检测到系统恢复状态I,关闭启动电路。通过这种方式,CMBGR可以安全启动,其中 ΔV_{BE} 增加到远大于 V_{os} 的理想的固定值,电路输出所需要的 V_{ref} 。

2 基于动态阈值电压的CMBGR启动电路模型

2.1 整体架构与创新思路

研究提出一个基于动态阈值电压的CMBGR启动电路解决了该问题,如图2所示。左侧为提出的启动电路,包括1条三极管支路,电压比较器(comparator, CMP)和用于输入电流的MOS管。右侧为CMBGR的核心电路,其拓扑不受启动电路的影响,说明该模型保留了CMBGR原有的优势。

综上所述,现有CMBGR启动问题的关键是实现其不同工作状态的检测,并进行对应启动操作。该电路的核心创新是通过简单的内部集成电路实现了鲁棒的CMBGR状态判断,鲁棒地保证了CMBGR启动,且不牺牲原有CMBGR的性能,实现成本低,且兼容其他曲率补偿技术。

研究的CMBGR启动电路创新性地产生了一个随着系统PVT状态动态变化的电压阈值 V_{cmp} ,它与三极管电压 V_{BE} 具有相同温度的趋势,准确判断CMBGR的工作状态,进而鲁棒地保证了电路的启动。

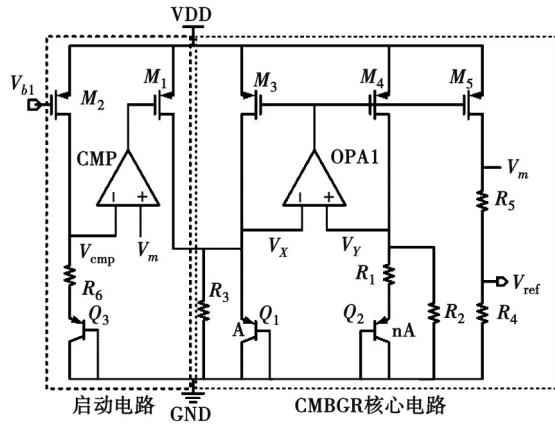


图2 带有提出的启动电路的CMBGR

Fig. 2 CMBGR with proposed startup circuit

2.2 CMBGR 启动电路的工作过程与实现

在图2中, V_{b1} 为 M_2 的偏置电压, 在其作用下, M_2 作为电流源为 R_6 和 Q_3 提供稳定的电流, 产生动态阈值电压 V_{cmp} , 它呈负温度系数, 与三极管的 V_{BE} 具有相同的温度系数, 并且在 PVT 下保持相同的变化趋势, 以保证工作状态判断的准确性不受 PVT 变化而影响。 V_m 是与 V_{ref} 成比例的电压, 比例为 $(1 + R_5/R_4)$ 。 M_3 , M_4 和 M_5 尺寸相同, R_2 和 R_3 的阻值相同。 V_m 与 V_{cmp} 输出到比较器的 2 个输入端。比较器通过判断其相对关系, 实现准确的工作状态判断, 然后选择打开或关闭启动管 M_1 。状态 II 或 III 下, V_{cmp} 高于与 V_{ref} 成正比的 V_m , 比较器的输出变低, 打开启动管 M_1 , 启动电路输入电流到 Q_1 支路, 以启动 CMBGR。一旦启动完成(状态 I), V_{cmp} 变得低于 V_m , 比较器的输出变高, 关断启动管 M_1 , 启动电路不会输入电流到 Q_1 支路, 启动电路进入空闲状态。

根据公式(1),当 V_{ref} 的温度系数为 0 时,应满足以下关系

$$V_{\text{band}} = V_{\text{BE1}} + (R_2/R_1) \times V_T \ln n \approx 1.25 \text{ V} \quad (4)$$

假设 $V_{BE,w1}$ 是 CMBGR 在正常状态下 Q_1 的 V_{BE} 值, V_{ref1} 和 V_{m1} 分别是正常工作状态下的 V_{ref} 和 V_m 值, 而 V_{ref2} 和 V_{m2} 分别是状态 III 下的 V_{ref} 和 V_m 值。根据上文所述, 状态 III 下通过 Q_1 和 Q_2 的电流非常小, 在这种情况下 Q_1 的 V_{BE} 小于 $V_{BE,w1}$ 。可以很容易地推导出以下公式(5)~(9)

$$V_{\text{refl}} = \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{band}}, \quad (5)$$

$$V_{\text{ref2}} < \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{BE, w1}}, \quad (6)$$

$$V_{\text{cmp}} = V_{\text{BE3}} + I_{M_2} \times R_6, \quad (7)$$

$$V_{m1} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{band}}, \quad (8)$$

$$V_{m2} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \times V_{\text{ref2}} < \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{BE, w1}}, \quad (9)$$

式中:电压 $V_{BE,w1}$ 和 V_{cmp} 具有相同的负温度系数。在 R_4/R_2 固定的情况下,合理设置 R_5, R_6 和 M_2 ,使以下条件在所需要的工作范围内成立

$$\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{band}} > V_{\text{BE3}} + I_{m2} R_6 > \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{BE, wl}}, \quad (10)$$

公式(10)中,左侧的第1项是 V_{m1} , 它几乎不受温度影响; V_{BE3} 和 $V_{BE,w1}$ 是随温度升高而下降的电压, 且斜率相同。通过设置 $(1 + R_5/R_4) \times (R_4/R_2) > 1$, 使 $(1 + R_5/R_4) \times (R_4/R_2) \times V_{BE,w1}$ 随温度下降的速度比 V_{BE3} 更快。因此, 只要公式(10)在最低温度下成立, 那么它在整个温度范围内都成立。换句话说,

$$V_{m1} > V_{\text{cmp}} > \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \times \frac{R_4}{R_2} \times V_{\text{BE},w1} > V_{m2}, \quad (11)$$

或以下条件始终得到保证

$$V_{m1} > V_{\text{cmp}} > V_{m2}。 \quad (12)$$

总而言之,故障状态和正常状态下的 V_m 值,即 V_{m2} 和 V_{m1} ,可以通过与 V_{cmp} 进行大小比较,作为CMBGR启动检测的标准,以实现鲁棒的电路启动,具体操作如下

1)当CMBGR处于状态III时, $V_m = V_{m2}$,由于 $V_{\text{cmp}} > V_m$,比较器的输出为低电平, M_1 导通,向 Q_1 支路注入电流,拉高 V_x 和 V_y ,强制CMBGR脱离故障状态,进入正常工作状态。

2)电路启动后, $V_m = V_{m1}$,即 $V_{\text{cmp}} < V_m$,比较器的输出变高, M_1 关闭,CMBGR脱离启动电路的影响,稳定在正常工作状态。

该启动电路可以检测并脱离状态III,对状态II同样适用。根据 V_{m1} 、 V_{cmp} 和 V_{m2} 在温度范围内的变化情况,设计合理的温度,使比较器可以检测所有的故障状态,实现鲁棒的CMBGR启动。

2.3 低基准输出、低温度系数、稳定启动的CMBGR

为验证该启动电路,设计带有该电路的CMBGR,实现宽基准输出范围、低温度系数、稳定启动的特性。具体设计案例如下所述:

针对-40~130 °C的温度范围, $V_{\text{BE},w1}$ 在最低温度下约为800 mV,此时 V_{cmp} 达到 $V_{\text{cmp,max}}$ 。设 $k=1+R_5/R_4$,公式(10)可以重写为

$$kV_{\text{refl}} > V_{\text{cmp,max}} > k \times \frac{V_{\text{refl}}}{1.25} \times 0.8 = 0.64kV_{\text{refl}}。 \quad (13)$$

考虑到比较器的失配,增加了50 mV的设计量以应对PVT和匹配情况变化,即

$$kV_{\text{refl}} - V_{\text{cmp,max}} > 50 \text{ mV}, \quad (14)$$

$$V_{\text{cmp,max}} - 0.64kV_{\text{refl}} > 50 \text{ mV}。 \quad (15)$$

将公式(14)和(15)相加,得到

$$V_{\text{refl}} > \frac{100}{0.32k} \text{ mV}。 \quad (16)$$

通过设置 $R_5/R_4 \gg 1$, V_{refl} 可以配置到接近0的值。因此,如果 R_5 的面积显著大于 R_4 ,该电路对 V_{refl} 配置下限的限制减小。考虑到 $m5$ 的过驱电压 V_{ov5} 和电源电压(voltage drain distribution, VDD), V_{ref} 的范围可以达到大约从0~VDD- V_{ov5} 。

为了将 V_{refl} 的配置下限扩展到接近0,所提出电路中用于 R_5 的面积可能会非常大。得益于提出的启动电路不会影响CMBGR的核心结构,设计在引入高阶曲率补偿结构^[14]来进一步降低温度系数的同时,可以降低 R_5 面积需求。

在图2中, $V_{m1} = V_{\text{ref}} \times (1 + R_5/R_4)$,其中 R_4 是固定的,导致 R_5 的最小值受公式(10)限制。改进后的CMBGR如图3所示,它仍然利用电阻放大 V_{ref} 生成 V_m ,通过OPA2的栅极对 V_{ref} 和 V_m 进行隔离,得到 $V_{m1} = V_{\text{ref}} \times [1 + R_5 / (R_{7a} + R_{7b} + R_{7c})]$,其中 $R_{7a} + R_{7b} + R_{7c}$ 可以设置得比 R_4 小得多,即 R_5 的面积可以减小而不影响输出的基准值,同时,该支路还负责产生曲率补偿结构的偏置电压。

图4展示了采用所提出的启动电路改进后的CMBGR晶体管级电路设计。在该设计中,所有电流镜和放大器均采用cascode结构,抑制沟道长度调制的影响,提高电源抑制比(power supply rejection ratio, PSRR)。此外,该电路利用晶体管 M_9 到 M_{12} 的指数特性来补偿输出参考电压 V_{ref} 的高阶曲率,其中 R_7 被分为 R_{7a} 、 R_{7b} 和 R_{7c} ,以偏置晶体管 M_9 和 M_{12} 在亚阈值区工作,而 R_4 被分为 R_{4a} 和 R_{4b} ,以调整补偿电压和 V_{ref} 。最左侧的偏置部分采用与电源无关的偏置电路^[15]来生成稳定的偏置电压 $V_{b1} \sim V_{b4}$ 。

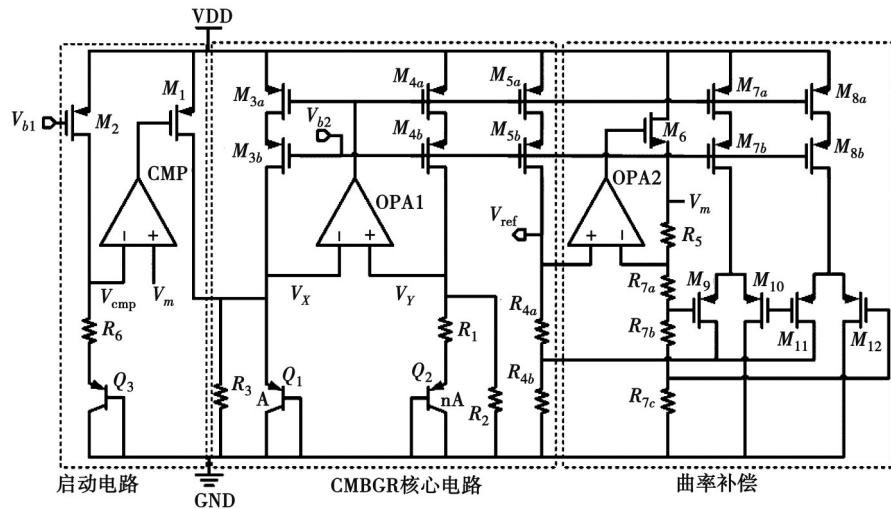


图 3 研究提出的 CMBGR 结构的改进版本

Fig. 3 Improved version of the proposed CMBGR structure

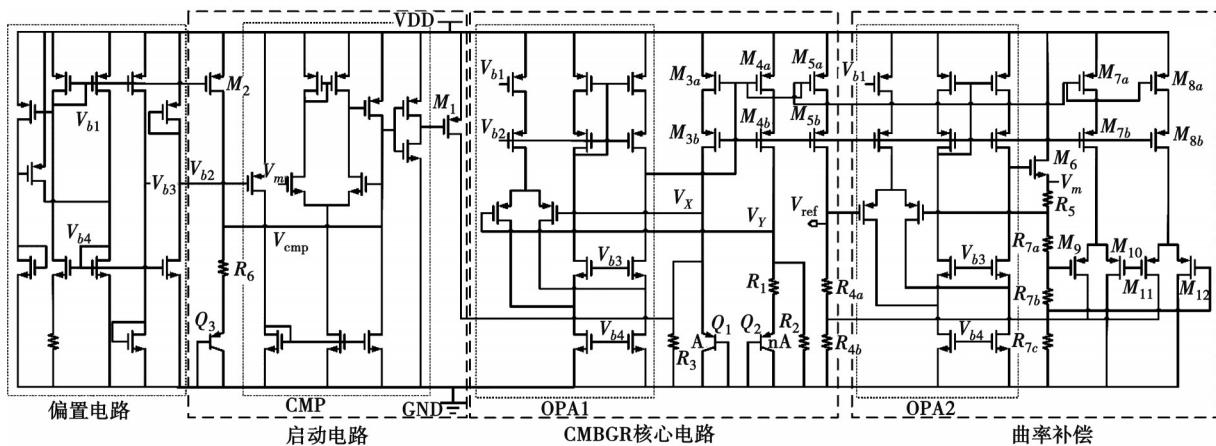


图 4 改进后的 CMBGR 的晶体管级结构

Fig. 4 Transistor-level structure of improved CMBGR

3 实验验证

3.1 实验设置

为了评估所提出电路的性能与兼容性, 以上述设计案例为基础, 在 $0.11\text{ }\mu\text{m}$ CMOS 工艺中实现了该电路设计。本次仿真实验的参考数据集和仿真模型来源于设计所采用的工艺 PDK (process design kits), 它源于工艺厂商实测数据及其物理模型, 包括该设计的工艺参数、物理库、仿真模型等。笔者在 Virtuoso IC618 平台下对设计的电路进行仿真实验, 实验环境包括不同的工艺角情况 (typical, slow, fast)、温度情况 ($-40\text{~}130\text{ }^{\circ}\text{C}$)、电压情况 ($2.3\text{~}4.3\text{ V}$) 和晶体管失配情况 (蒙特卡洛仿真)。

3.2 实验结果与分析

为了验证过驱电压的限制, 设定目标 $V_{\text{ref}}=1.2\text{ V}$, 从 $0\text{~}5\text{ V}$ 扫描电源电压 VDD。如图 5 所示, 在 1.6 V 之前输出的 V_{ref} 随 VDD 变化, 然后在 1.6 V 之后产生目标 1.2 V 的 V_{ref} , 因此, 为了获得合适的 V_{ref} , 至少需要 0.4 V 的过驱动电压。

图 6 展示了带有提出的启动电路启动结构的 CMBGR 温度系数性能, 仿真模拟了从 $2.3\text{~}4.3\text{ V}$ 的 20 个不同电压。从 $-40\text{~}130\text{ }^{\circ}\text{C}$, 温度系数在 $1.56 \times 10^{-6}\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ 以内, 在 3.3 V 电源下典型值为 $1.31 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。交流仿真显示, PSRR 在不同电压下从 $70\text{~}130.8\text{ dB}$ 。这证明了提出的启动电路不影响 CMBGR 原有的 TC 性能, 并

且可兼容现有曲率补偿技术。表1总结了所设计的CMBGR性能。

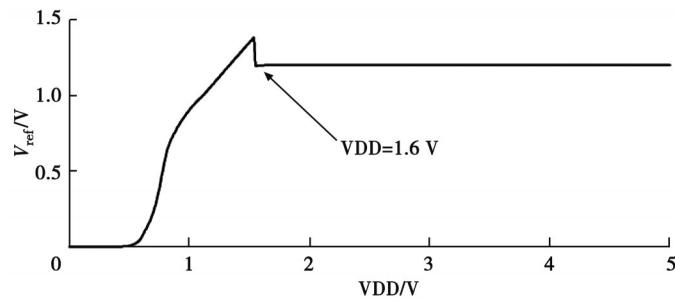


图5 0~5 V电源电压扫描下的 V_{ref} 仿真结果

Fig. 5 Simulated V_{ref} under 0 V to 5 V VDD scanning

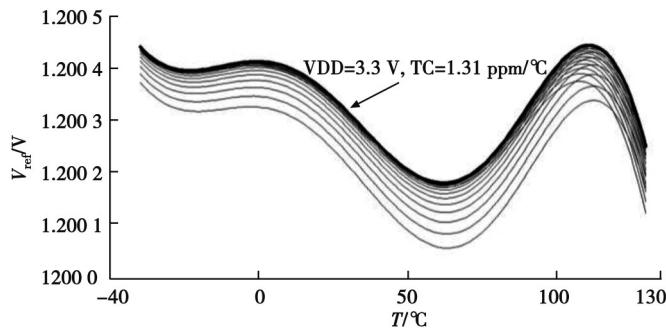


图6 (3.3±1) V范围下的 V_{ref} 随温度变化情况

Fig. 6 V_{ref} with temperature within (3.3±1) V

表1 设计的CMBGR的性能总结

Table 1 Performance summary of CMBGR design

参数	性能
工艺/ μm	0.11
供电电压/V	2.3~4.3
温度范围/°C	-30~140
V_{ref}/V	0.1~2
PSRR/dB	≥60.5
温度系数/($\times 10^{-6} \cdot \text{°C}^{-1}$)	≤8.7

为了验证所提出电路的启动能力,在极端工艺角、电压和温度下进行了4组蒙特卡罗仿真。每组仿真中,分析了8~9个不同的 V_{ref} 配置。对每个 V_{ref} 配置,分别在tt、ff和ss3个工艺角下进行了200个样本的仿真,以考虑失配情况。最终,总共模拟了20 400($2 \times 9 \times 3 \times 200 + 2 \times 8 \times 3 \times 200$)次上电启动的瞬态响应。仿真波形如图7所示,所有预期的 V_{ref} 都能正确建立在140 μs 内,即所提出的启动电路在所有情况下都能很好工作,并且对不同的PVT(工艺、电压、温度)和电路匹配情况具有鲁棒性。

上述实验结果证明了笔者的设计与分析,该电路低成本实现了鲁棒的CMBGR启动,并且不牺牲CMBGR性能,可兼容曲率补偿技术。

3.3 CMBGR的启动电路成本分析

如图2所示,提出的启动电路不干预原有的CMBGR电路结构,它通过 V_x 节点与CMBGR连接,仅在启动过程中干预CMBGR的工作,确保其正确的工作状态。其中,启动电路由2个P型MOS管 M_1 和 M_2 ,一个电压比较器CMP,一个PNP三极管 Q_3 和一个电阻 R_6 组成。 M_2 用于产生偏置电流流入 R_6 和 Q_3 , M_1 则在启动过

程中从 VDD 向 V_x 节点注入电流, CMP 用于启动状态的判断。

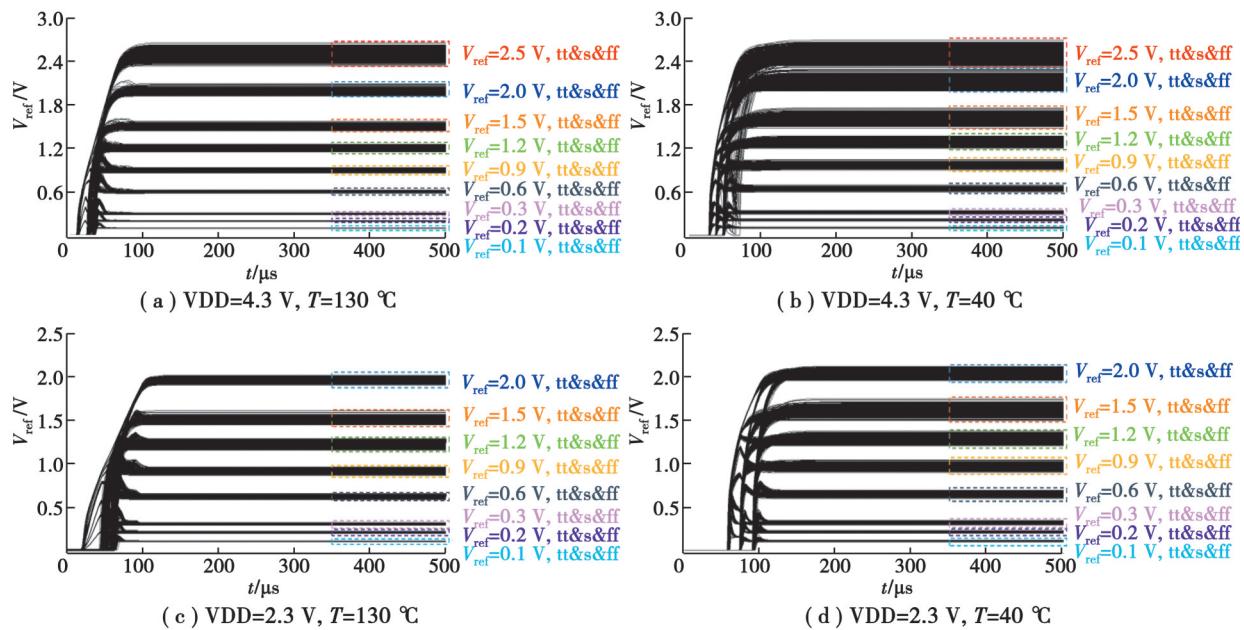


图 7 不同 V_{ref} 和极端 PVT 情况下的蒙特卡罗瞬态仿真结果

Fig. 7 Monte Carlo transient simulation at different V_{ref} and extreme PVT cases

M_1 、 M_2 、 R_6 和 Q_3 经过的最大电流均在 μ A 级别, 并且稳态下 M_1 的电流为 0。此外, 比较器 CMP 对比较精度或速度要求较低, 可采用简单的“单级差分放大器+反相器 buffer”的结构, 如图 4 所示。它在的面积、功耗与设计复杂度上的成本均较低。

部分学者^[10-13]通过不同的方法实现了稳定的启动, 但各自引入了 NPN 三极管(需要额外掩模版制造)、易受 PVT 变化影响的复杂控制逻辑、额外的复位操作和 BGR 温度系数下降等成本。相比之下, 本电路不需要额外掩模版、复位操作, 仅通过简单的电路, 在不影响 BGR 性能的同时实现了稳定启动。

4 结 论

研究针对 CMBGR 的启动问题, 提出了一种基于动态阈值的启动电路。启动电路由三极管、MOS 管、比较器和电阻简单组成, 创新产生了准确性不受 PVT 影响的动态阈值, 实现了 CMBGR 的鲁棒启动。最终实验结果表明, 该电路可以在不同的 PVT(工艺、电压、温度)和电路匹配情况下, 准确检测 CMBGR 电路的故障状态, 并强制其正常工作。通过电路设计和大量仿真验证, 该启动电路能够在 -40~130 °C 的宽温度范围内工作, 且在上电过程中有效将 CMBGR 强制进入正常状态。在 2.3~4.3 V 的电源电压下, CMBGR 实现了低于 $8.7 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 的温度系数, 输出参考电压范围为 0.1~2 V。仿真实验验证了该电路实现了 CMBGR 的鲁棒启动, 以及低成本、不牺牲 CMBGR 性能、兼容曲率补偿技术的优势, 解决了现有启动技术无法兼顾设计成本、PVT 鲁棒性、CMBGR 性能、曲率补偿兼容性的问题。

参考文献

- [1] Zhuang H Y, Li Y Z, Wang X Y, et al. A high-accuracy bandgap reference with compact output driver[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2025, 72(3): 464-468.
- [2] 刘羽, 余豪华, 彭博, 等. 基于 E 类功率放大器的四线圈中距离无线输电系统的优化设计[J]. 重庆大学学报, 2024, 47(6): 94-102.
- Liu Y, Yu H H, Peng B, et al. Optimization design of four-coil mid-range wireless power transfer based on E-class amplifier[J]. Journal of Chongqing University, 2024, 47(6): 94-102. (in Chinese)

- [3] 凌荣光, 何磊杰, 刘巧, 等. 可控电感在WPT系统动态性能的优化方法[J]. 重庆大学学报, 2024, 47(6): 103-117.
Ling R G, He L J, Liu Q, et al. Dynamic performance optimization method of WPT system based on controllable inductor[J]. Journal of Chongqing University, 2024, 47(6): 103-117. (in Chinese)
- [4] Liang Y, Zhang W, Chen Y, et al. A 1.8 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ bandgap reference with dual-path current compensation for low-power biomedical applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2023, 70(6): 2135-2144.
- [5] Wang J, Sun L, Liu H, et al. A 3.1 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ Sub-1-V bandgap reference with source-sink current compensation for implantable medical devices[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2022, 57(11): 3128-3137.
- [6] Banba H, Shiga H, Umezawa A, et al. A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999, 34(5): 670-674.
- [7] 喻皓, 张莹, 李倩, 等. 基于机器学习的软件缺陷预测研究[J]. 重庆大学学报, 2025, 48(2): 10-21.
Yu H, Zhang Y, Li Q, et al. Research on software defect prediction based on machine learning[J]. Journal of Chongqing University, 2025, 48(2): 10-21. (in Chinese)
- [8] Chen S, Zhang L, Liu M, et al. A 4.2 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ CMOS bandgap reference circuit using third-order temperature compensation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2024, 71(10): 4089-4098.
- [9] Liu X F, Liang S, Liu W J, et al. A 2.5 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ voltage reference combining traditional BGR and ZTC MOSFET high-order curvature compensation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(4): 1093-1097.
- [10] Malcovati P, Maloberti F, Fiocchi C, et al. Curvature-compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2001, 36(7): 1076-1081.
- [11] 王恬, 虞致国, 宋鑫宇, 等. 一种低压带隙基准源启动电路[J]. 微电子学, 2020, 50(4): 491-494.
Wang T, Yu Z G, Song X Y, et al. A start-up circuit for low voltage bandgap reference[J]. Microelectronics, 2020, 50(4): 491-494. (in Chinese)
- [12] 姜思羽, 张智恒, 姜立标, 等. 基于伪标签和迁移学习的双关语识别方法[J]. 重庆大学学报, 2024, 47(2): 51-61.
Jiang S Y, Zhang Z H, Jiang L B, et al. Pun detection basd on pseudo-label and transfer learning[J]. Journal of Chongqing University, 2024, 47(2): 51-61. (in Chinese)
- [13] Yu C Y, Siek L. An area-efficient current-mode bandgap reference with intrinsic robust start-up behavior[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2015, 62(10): 937-941.
- [14] Zhu G Q, Yang Y T, Zhang Q D. A 4.6-ppm/ $^{\circ}\text{C}$ high-order curvature compensated bandgap reference for BMIC[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(9): 1492-1496.
- [15] 马尚鹏, 李建国, 杨波. 基于时间聚类推理的立体车库车位分配策略研究[J]. 重庆大学学报, 2024, 47(8): 47-54.
Ma S P, Li J G, Yang B. Research on parking allocation strategy of stereo garage based on time cluster reasoning[J]. Journal of Chongqing University, 2024, 47(8): 47-54. (in Chinese)

(编辑 侯湘)