

一种高阶曲率补偿带隙基准的原理与实现

梁 希, 刘文平, 刘 智

(西安微电子技术研究所, 陕西 西安 710054)

摘 要: 基于指数型和二阶曲率补偿技术, 设计了一个高阶曲率补偿带隙基准. 在电路结构上采用电流镜和负反馈回路代替运放反馈回路, 不仅避免了运放的失调电压所引起的输出误差和温漂问题, 而且使得电路相对简单, 更适于电路系统集成. 利用二阶曲率补偿和双极晶体管的电流增益 β 随温度成指数型变化的规律, 对输出电压温度特性进行补偿, 提高了温度稳定性. 基于 $0.6\ \mu\text{m}$ BiCMOS 工艺设计了基准电路和版图. 仿真、测试结果表明: 基准在 $\Delta V = 2.8\ \text{V}$ 的电源电压幅度范围下, 具有 $0.08\ \text{mV/V}$ 的电源抑制特性. 在 $-55\sim 125\ ^\circ\text{C}$ 的范围内 V_{ref} 的温度系数为 $5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$.

关键词: 带隙基准; 指数型曲率补偿; 二阶曲率补偿

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2012)10-0117-04

Principle and Realization of a High-order Curvature-Compensated Bandgap Voltage Veference

LIANG Xi, LIU Wen-ping, LIU Zhi

(Xi'an Microelectronic Technology Institute, Xi'an 710054 China)

Abstract: A high-order curvature-compensated bandgap reference, which based on an exponential curvature compensation and second-order curvature compensation technique, is presented in this paper. In this work, current mirror and negative feedback loop instead of op-amp feedback loop, this approach not only eliminate the output voltage error and temperature drift which is caused by input offset voltage, but also make the circuit is much simple and more conducive to integration; Using second order curvature compensation and the characteristics of the temperature dependency of β is an exponential function of temperature, achieving the good output temperature characteristics. The circuit and layout is implemented in $0.6\ \mu\text{m}$ BiCMOS process, and the simulation results show that; Under the condition of $\Delta V = 2.7\ \text{V}$ wide input voltage range, it possesses the power supply rejected characteristic of $0.08\ \text{mV/V}$; temperature coefficient of the voltage reference is $5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ in a temperature range from $-55\sim 125\ ^\circ\text{C}$.

Key words: bandgap reference; exponential curvature compensation technique; second-order curvature compensation technique

1 引言

随着系统性能的不断提高, 系统对带隙基准的精度和温度稳定性提出了更高的要求. 由于基准电压源的输出电压温度特性是一条曲线, 一阶温度补偿的基准电压温度稳定性有一定的局限性. 为了克

服这个缺点, 研究了一些对 V_{BE} 的曲率进行补偿方法, 诸如, 二阶曲率补偿技术^[1], 线性化曲率补偿技术^[2], 利用电阻比值随温度变化的曲率修正方法^[3], 指数型曲率补偿技术^[4]等.

然而, 这些高阶温度补偿的带隙基准普遍都采用运放反馈回路, 因此不可避免地引入了失调电压,

使基准输出电压产生温漂,影响温度稳定性,也影响输出电压的精度.另一种方法是在带隙基准电路中不使用运放. Rajarshi Paul^[5]等设计的带隙基准没有使用运放,利用与温度成不同关系的电流流过电阻产生与温度成不同关系的电压,进而对输出电压的温度特性进行补偿.这种方法能够得到精确的输出电压和较好的温度特性,但产生与温度成不同关系的电流需要复杂的电路来实现,因此不利于集成.

本文设计的带隙基准在电路结构上采用电流镜和反馈回路替代运放回路,避免运放失调电压所引起的输出误差和温漂问题,使电路相对简单更利于集成.在温度补偿技术方面,将指数型曲率补偿技术与二阶曲率补偿技术相结合,对温度进行高阶补偿.

2 高阶曲率补偿原理

晶体管的 V_{BE} 与热力学温度 T 之间的关系可表示为^[7]

$$V_{BE}(T) = V_G(T_0) + \frac{T}{T_0} [V_{BE}(T_0) - V_G(T_0)] - (\eta - m) \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) \quad (1)$$

式中, V_G 是绝对零度时硅的带隙电压, k 是波尔兹曼常数, η 是温度常数由工艺决定, m 的值与流过集电极的电流性质有关, q 是电子电荷, T_0 是参考温度. 由于式(1)中存在非线性项 $T \ln T$, 将式(1)泰勒展开, 得到^[8]

$$V_{BE}(T) = a_0 + a_1 T + a_2 T^2 + a_3 T^3 + \dots + a_n T^n \quad (2)$$

传统的指数型曲率补偿方法是对式(1)中温度的线性项和非线性项进行补偿, 因此精度有限. 本文采用在指数型曲率补偿技术的基础上改进, 将二阶曲率补偿与指数型曲率补偿技术相结合, 在传统指数型曲率补偿的基础上又对温度的二次项进行补偿. 这种技术的优点在于, 既利用了指数量拓扑结构简单的特点, 又将二阶补偿融入其中. 与传统的指数型电路相比具有更高的温度稳定性. 高阶曲率补偿原理如图 1 所示.

图中, I_1 是与温度成正比 (PTAT) 的电流源, I_2 是与温度成平方关系 (PTAT²) 的电流源, 因此基准电压 V_{ref} 可表示为

$$V_{ref}(T) \approx V_{BE}(T) + c_1 T R_1 + c_2 T^2 R_2 + \frac{c_1 T R_2}{\beta(T) + 1} \quad (3)$$

式中, β 是晶体管的电流增益, $\frac{c_1 T R_2}{\beta(T) + 1}$ 是 Q 的基极

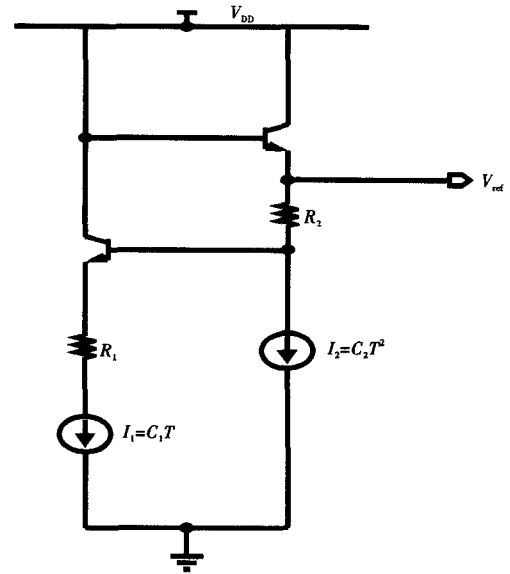


图 1 高阶曲率补偿原理图

电流流过 R_2 所产生的压降, 正是用这一项来对 V_{BE} 中的非线性项进行补偿. c_1, c_2 为可调节的参数, 通过调节 c_1, c_2 , 可使 V_{ref} 的温漂达到最小.

晶体管电流增益 β 是温度的函数, $\beta(T)$ 可表示为^[8]

$$\beta(T) = \beta_{\infty} \exp\left(-\frac{\Delta E_G}{kT}\right) \quad (4)$$

式中, β_{∞} 和 ΔE_G 都为常量且与温度无关, ΔE_G 为发射级禁带宽度的减小因子, 与发射级的掺杂浓度和器件尺寸成正比.

将式(4)代入式(3), 得到高阶温度补偿的基准电压为

$$V_{ref}(T) = V_{BE}(T) + c_1 T R_1 + c_2 T^2 R_2 \frac{c_2 R_2 T}{\beta_{\infty} + 1} \exp\left(\frac{\Delta E_G}{kT}\right) = V_{BE}(T) + K_1 T + K_2 T^2 + K_3 T \exp\left(\frac{\Delta E_G}{kT}\right) \quad (5)$$

式中, K_1, K_2, K_3 都是优化后的参数, K_1 调节线性项, K_2 调节平方项, K_3 调节非线性项.

3 高阶曲率补偿带隙基准实现

本文所设计的带隙基准如图 2 所示, 包括启动电路、电流源偏置电路、电流镜和反馈回路、带隙基准核心电路和 IPTAT² 产生电路.

3.1 启动电路

带隙基准存在两个电路平衡点, 即零点和正常工作点. 启动电路的目的就是避免基准电路工作在不必要的零点上. 启动电路由 MSP1、MSP2、MSN1

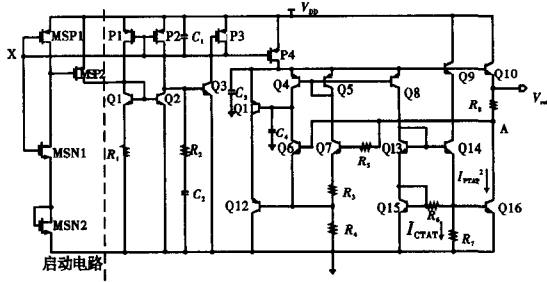


图2 高阶曲率补偿带隙基准

和 MSN2 构成。电路通电后, MSP2 导通, Q1 集电极电位升高, 产生基准电流, X 点的电位被拉低, 从而抬高 MSP2 的栅电压, 使 MSP2 完全截止。基准源开始正常工作。

3.2 电流源偏置电路

电流源偏置电路为带隙核心电路和 I_{PTAT}^2 产生电路提供电流, 由 P1~P4, Q1~Q3, R_1, R_2, C_1, C_2 组成。P1, P2, Q1, Q2 构成自举结构, 可提高电流源的电源抑制比。当加上启动信号后电路开始工作, Q1, Q2, 和 R_1 产生一个 PTAT 电流 I_{R1} :

$$I_{R1} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_1} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} \quad (6)$$

通过 P1~P4 的镜像作用, 将 I_{R1} 镜像到 P4, 因此 P4 的漏极电流 $I_4 = KI_{R1}$, 也是个 PTAT 电流。当电路正常工作后, 启动信号就消失, 此时 P3 和 Q3 对电流源电路进行偏置。

3.3 电流镜和反馈回路

Q4, Q5 组成电流镜, 发射极面积之比为 1:1, 从而保证流入 Q6, Q7 集电极的电流相等。由 Q11, Q12 和 Q8, Q9, Q13, Q14 分别构成两条反馈回路。它们的作用是通过反馈使 Q6, Q7 集电极的共模电压与差模电压保持恒定, 进而保证 $I_{C6} = I_{C7}$ 。

3.4 I_{PTAT}^2 产生电路

I_{PTAT}^2 产生电路由 Q8, Q9, Q13, Q14, Q15, Q16, R_6, R_7 构成。其中 R_6 作用是补偿 Q15, Q16 基极之间电阻失配。由于 Q8 的镜像作用, 所以流入 Q13 的电流是一个 PTAT 电流, 流过 R_7 的电流:

$$I_{R7} = \frac{V_{BE16}}{R_7} \quad (7)$$

因为 V_{BE} 具有负的温度系数, 所以 I_{R7} 具有负的温度系数, 是一个 CTAT 电流。现已知:

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_c}{I_s \text{Area}} \right) \quad (8)$$

由基尔霍夫电压定律得

$$V_{BE16} + V_{BE14} = V_{BE15} + V_{BE13} \quad (9)$$

将式(8)代入式(9)得:

$$V_T \ln \left(\frac{I_{c16} \left(\frac{I_{PTAT}}{A} + I_{CTAT} \right)}{I_{PTAT} I_{PTAT}} \right) = 0$$

$$I_{c16} = \frac{I_{PTAT}^2}{\frac{I_{PTAT}}{A} + I_{CTAT}} \approx \frac{I_{PTAT}^2}{K} = I_{PTAT}^2 \quad (10)$$

3.5 带隙核心电路

带隙核心电路由 Q6, Q7, R_3, R_4, R_5, R_8 和 I_{PTAT}^2 产生电路组成。 R_5 是用来补偿 Q6, Q7 之间基极电阻失配^[6]。电流镜 Q4, Q5, Q6 和反馈回路的设计使得流过 Q6, Q7 集电极的电流相等即 $I_{C6} = I_{C7}$ 。因此流过 R_3 的电流为

$$I_{R3} = \frac{V_{BE6} - V_{BE7}}{R_3} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_3} = \frac{V_T \ln n}{R_3} \quad (11)$$

式中, n 为 Q6, Q7 发射极有效面积之比。又因为 $I_{E6} = I_{E7} = I_{R3}$, 其中 I_{E6}, I_{E7} 为 Q6, Q7 发射极电流。

$$I_{B6} = I_{B7} = \frac{I_{E7}}{\beta + 1} = \frac{V_T \ln n}{R_3 (\beta + 1)} \quad (12)$$

因此, 节点 A 的电压为

$$V_A = V_{BE6} + \frac{2R_4}{R_3} (V_T \ln n) \quad (13)$$

所以 V_{ref} 为

$$V_{ref} = V_A + (I_{PTAT}^2 + I_{B6} + I_{B7}) R_8 = V_{BE6} + \frac{2R_4}{R_3} (V_T \ln n) + I_{PTAT}^2 R_8 + \frac{2R_8 V_T \ln n}{R_3 (\beta + 1)} \quad (14)$$

式中, 第二项补偿温度的线性项, 第三项对温度的平方项进行补偿, 最后一项利用 β 与温度的指数关系对 $V_{BE}(T)$ 中的非线性项进行补偿。

4 仿真、测试结果

基于 0.6 μm BiCMOS 工艺设计了带隙基准电路和版图。该基准应用于高性能的 LDO 电路中。LDO 的版图如图 3 所示, 其中标记部分为带隙基准电路, 旁边为基准测试修调 PAD。

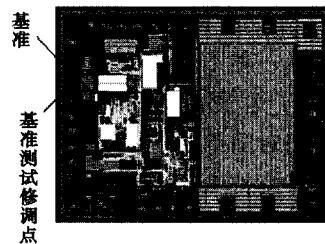


图3 电路版图

基准输出电压随温度变化的仿真结果如图 4 所示, $V_{DD} = 4.3 \text{ V}$, 温度从 -55°C 变化到 125°C 时, 基准的输出电压 V_{REF} 的变化量小于 0.9 mV , 温度系数仅为 $5 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。

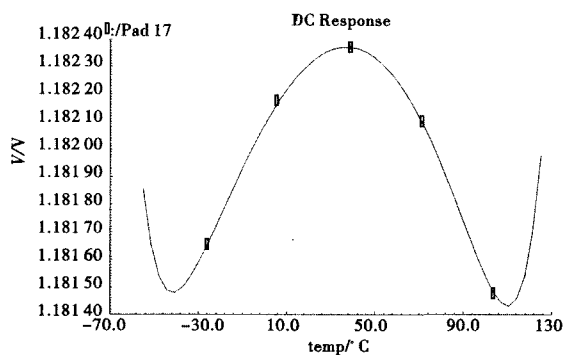


图4 带隙基准输出电压温度特性

图5所示为电源电压从2.5 V到7 V变化时带隙基准输出电压的仿真结果.可以看出基准在宽范围的电源电压内,输出电压变化很小仅为2.515 mV,尤其是在2.7~5.5 V的电压范围内,输出变化仅有0.228 mV.即基准在 $\Delta V=2.8$ V的电源电压幅度范围下,具有0.08 mV/V的电源抑制特性.另外,在电源电压为5 V,环境温度为25 °C时,电路的功率损耗为75 μ W,电流损耗小于15 μ A.

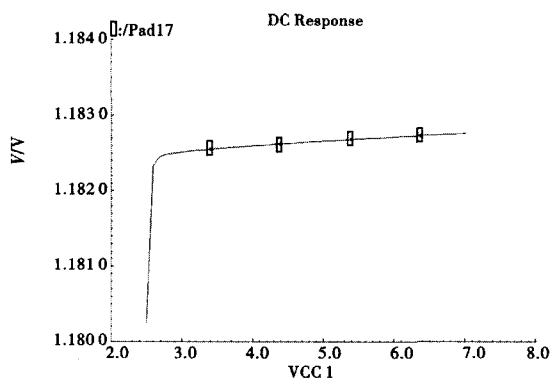


图5 基准输出电压随电源电压变化特性

5 结束语

本文设计了一种不使用运算放大器的带隙基准电路,不仅避免了运放输入失调电压所带来的误差,而且使得电路相对简单,更适于电路系统集成.由于将指数型曲率补偿技术与二次曲率补偿技术相结合对输出电压温度函数进行高阶补偿,从而达到提高

温度稳定性的目的.

仿真、测试结果表明:基准在 $\Delta V=2.8$ V的电源电压幅度范围下,具有0.08 mV/V的电源抑制特性.在-55~125 °C的范围内 V_{ref} 的温度系数为 $5 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.该电路是一种高性能的基准源,可以广泛应用于高性能模拟和数模混合集成电路系统中.

参考文献:

- [1] Song B S, Gray P R. A precision curvature-compensated CMOS bandgap reference [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1983(18): 634-643.
- [2] Rincon-Mora G A, Allen P E. A 1.1-V current-mode and piecewise-linear curvature-corrected bandgap reference [J]. IEEE J Solid-State Circuits, 1998(33): 1551-1554.
- [3] Ka Nang Leung, Philip K T Mok, Chi Yat Leung. A 2-V 23- μ 5.3-ppm/ $^{\circ}\text{C}$ Curvature-compensated CMOS Bandgap Voltage Reference [J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 2003, 38(3).
- [4] Lee I, Kim G, Kim W. Exponential curvature-compensated BiCMOS bandgap references [J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1994(29): 1396-1403.
- [5] Rajarshi Paul, Amit Patra, Shailendra Baranwal, et al. Design of second-order sub-bandgap mixed-mode voltage reference circuit for low voltage applications [C]// proceedings of the 18th International Conference on VLSI Design held jointly with 4th International Conference on Embedded Systems Design washington, DC, USA; IEEE, 2005: 307-312.
- [6] Johns D A, Martin K. Analog integrated circuit design [M]. New York: Wiley, 1997.
- [7] Rincon-Mora G A. Voltage references-from diodes to precision high-Order bandgap circuits [M]. New York: Wiley, 2002.
- [8] W C Dillard, Jaeger R C. The temperature dependence of the amplification factor of bipolar-junction transistors [J]. IEEE Trans Devices, 1987(34): 139-142.

作者简介:

梁希男, (1986—), 硕士研究生. 研究方向为 IC 设计.