

高精度、低温度系数带隙基准电压源的设计与实现

苑 婷 巩文超 何乐年

(浙江大学超大规模集成电路研究所 杭州 310027)

摘要: 为了提高传统带隙基准电压源的温度特性,本文采用一种双差分输入对的运算放大器对传统带隙基准电路进行高阶温度补偿。电路采用TSMC 0.35 μm CMOS混合信号工艺实现,采用Cadence公司Spectre软件进行电路仿真。仿真结果表明,带隙基准电压源在 $-40\sim 125^\circ\text{C}$ 范围内的温度系数为 $2.2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。

关键词: 带隙基准电路; 高精度; 高阶温度补偿

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)05-1260-04

Design and Realization of a High Precision Low Temperature Coefficient Bandgap Voltage Reference

Yuan Ting Gong Wen-chao He Le-nian

(Institute of VLSI, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: This paper demonstrates a design of bandgap voltage reference with high precision and low temperature coefficient. A dual-differential input operational amplifier is used for high-temperature coefficient compensation. The chip is simulated by using Cadence's Spectre software and implemented by using TSMC 0.35 μm mixed-signal process. Simulation results indicate that the bandgap voltage reference has a temperature coefficient of 2.2 ppm/ $^\circ\text{C}$ in $-40\sim 125^\circ\text{C}$.

Key words: Bandgap voltage reference; High precision; High-temperature coefficient compensation

1 引言

高精度、低温度系数的电压基准电路是数模转换器(DAC)、模数转换器(ADC)、线性稳压器(LDO)等电路中不可缺少的基本模块。传统的带隙基准电路采用负温度系数的双极晶体管电压 V_{BE} 和正温度系数电压 V_T 相加的办法来降低输出电压的温度系数^[1]。但是,该方法得到的基准电压仅仅补偿了一阶温度项 T , V_{BE} 固有的高阶温度项 $T \ln T$ ^[2]成为限制提高基准电压温度特性的关键因素。通过对传统带隙基准源和Widlar带隙基准源电路匹配精度的提高,基准电压的温度系数分别降至 $8\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ^[3]和 $15\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ^[4]。这表明仅仅提高电路匹配的精度而不改善高阶温度特性限制了电路温度特性的进一步提高。

近年来,人们采用了多种不同的高阶温度补偿技术提高基准电压的温度特性。Leung等提出了利用电阻的高阶温度特性进行温度补偿的方案,使基准电压在 $0\sim 100^\circ\text{C}$ 的温度范围,温度系数降至 $5.3\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ^[5],然而该方法在实际工艺制作中存在电阻失配问题。Malcovati等提出了利用双极晶体管的电压差形成高阶温度电流进行温度补偿的方法,使基准电压在 $0\sim 80^\circ\text{C}$ 的温度范围,温度系数达到 $7.5\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ^[6],但该方法在电路中有电阻回路,影响了基准电压的精度。郑儒富等利用 V_{BE} 电压和电阻形成高阶温度补偿项,达到了

$4\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ^[7]。然而这种结构直接将电流并入到电流镜中,存在电流镜匹配精度的问题。此外,还有利用双极晶体管基极电流的 e 指数^[8],直接利用 ΔV_{BE} 电压^[9]等方法补偿输出电压的温度系数。

本文提出了一种采用双差分输入对的运算放大器对带隙基准电路进行高阶温度补偿的方法。同时,添加预调制(pre_regulator)模块提高输出基准电压的电源抑制(Power Supply Rejection, PSR)。仿真结果表明,输出基准电压为 1.15V ,在 $-40\sim 125^\circ\text{C}$ 的温度范围内的温度系数为 $2.2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。电源电压为 5V 时的PSR为 86dB 。

2 一种高精度低温度系数的带隙基准电压源

图1为本设计的电路结构图。图中包括传统带隙基准电路、作高阶温度补偿的双差分输入对的运算放大器 A_2 、用于提高电源抑制的预调制模块以及负温度系数产生电路等。运算放大器 A_2 的一对差分输入对与晶体管 Q_1 和 Q_2 所在的支路组成传统带隙基准电路,另一对差分输入对产生高阶温度补偿项并将此项添加到传统的带隙基准电路中。高阶温度补偿项的系数由两对差分输入对的跨导 g_m 来实现。

2.1 核心电路

本设计基于传统带隙基准电压源的工作原理,添加了一个双差分输入对的运算放大器对电路进行高阶温度补偿。图2为核心电路。其中 P_1 和 P_2 是运算放大器的正输入端, N_1 和 N_2 是负输入端。两对差分输入对接同一个电流镜负载。4个

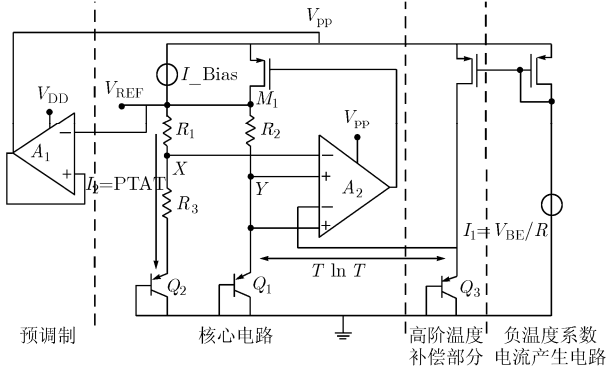


图1 本设计的结构框图

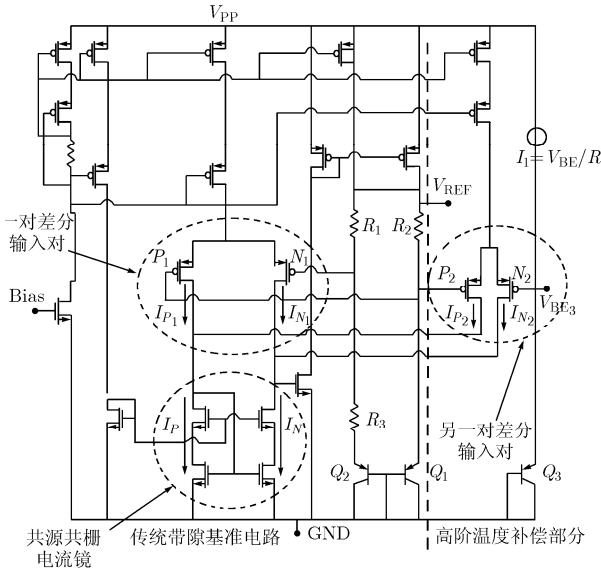


图2 核心电路

差分输入端的电流分别是 I_{P1} , I_{P2} , I_{N1} , I_{N2} 。这四条支路的电流都要流入负载电流镜中。在负载电流镜的作用下, $I_P = I_N$, 即

$$g_{m2}(V_{P2} - V_{N2}) = g_{m1}(V_{N1} - V_{P1}) \quad (1)$$

其中 g_{m1} , g_{m2} 分别为 P_1 或 N_1 以及 P_2 或 N_2 所连接的输入对管的跨导。由于 $V_{P1} = V_{P2} = V_P = V_{BE1}$, $V_{N2} = V_{BE3}$, 所以, 从式(1)可以得到

$$V_{N1} = (g_{m2}/g_{m1})(V_{BE1} - V_{BE3}) + V_{BE1} \quad (2)$$

那么流过电阻 R_3 的电流为

$$I_{R3} = \frac{V_{N1} - V_{BE2}}{R_3} = \frac{(g_{m2}/g_{m1})(V_{BE1} - V_{BE3}) + V_{BE1} - V_{BE2}}{R_3} \quad (3)$$

如果设 $I_C(T) = FT^\delta$ (F 与工艺及具体的电路结构有关, δ 是 I_C 的温度系数), 已知 V_{BE} 的精确表达式为^[2]

$$\begin{aligned} V_{BE}(T) &= V_G(T) - (T/T_r)V_G(T_r) + (T/T_r)V_{BE}(T_r) \\ &\quad - \eta \left(\frac{kT}{q} \right) \ln(T/T_r) + \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] \\ &= V_G(T) + (T/T_r)[V_{BE}(T_r) - V_G(T_r)] \\ &\quad - (\eta - \delta)(kT/q) \ln(T/T_r) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $V_G(T)$ 项温度变化很小, 可视为常数; T_r 是参考温度; η 与工艺有关。从而

$$\begin{aligned} V_{BE1} - V_{BE3} &= \left(\frac{kT}{q} \right) \ln(I_{BE1}/I_{BE3}) = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{K_1 T}{K_2 T^\alpha} \right) \\ &= \left(\frac{kT}{q} \right) \ln K + \beta \left(\frac{kT}{q} \right) \ln T \end{aligned} \quad (5)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln \left(\frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}} \right) = \left(\frac{kT}{q} \right) \ln N \quad (6)$$

$$\begin{aligned} V_{BE2}(T) &= V_G(T) + (T/T_r)[V_{BE}(T_r) - V_G(T_r)] \\ &\quad - (\eta - 1)(kT/q) \ln(T/T_r) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 I_{BE1} 是 PTAT 电流, 表示为 $I_{BE1}(T) = K_1 T$, I_{BE3} 是与 V_{BE3} 有关的电流, 表示为 $I_{BE3}(T) = K_2 T^\alpha$, α 为 I_{BE3} 的温度系数。 $K_1/K_2 = K$, $\beta = 1 - \alpha$ 。所以

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{BE2} + I_{R3}(R_1 + R_3) \\ &= V_G(T) + \left[\frac{V_{BE}(T_r) - V_G(T_r)}{T_r} + \left(1 + \frac{R_1}{R_3} \right) \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) \frac{k}{q} \right. \\ &\quad \cdot \ln K + (1 + R_1/R_3)(k/q) \ln N \left. \right] T - (\eta - 1) \\ &\quad \cdot (kT/q) \ln(T/T_r) + \alpha (kT/q) \ln(T) (g_{m2}/g_{m1}) \\ &\quad \cdot (1 + R_1/R_3) \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可以看出, V_{REF} 包括一阶温度系数 T 项, 其系数可以通过适当调整双差分运算放大器的输入跨导 g_{m1} , g_{m2} 和电阻的阻值 R_1 , R_3 将其调整为零。高阶温度系数 $T \ln T$ 项, 其系数可以通过同样方法, 将其调整为零。

2.2 提高电源抑制(Power Supply Rejection, PSR)

电源抑制反映了电源电压对输出电压的影响。其定义为输出电压的变化与电源电压变化的比值, 可表示为

$$PSR = 20 \lg \left| \frac{\Delta v_o}{\Delta v_{DD}} \right| \quad (\text{单位: dB}) \quad (9)$$

通常说的提高电源抑制, 也就是提高式(9)的绝对值, 即减小输出电压随电源电压的变化。为了提高输出基准电压的电源抑制, 本设计中添加了预调制(pre_regulator)模块, 如图1所示。

从定性的角度分析, 运算放大器 A_1 的负反馈使 V_{PP} 保持稳定, 从而减小了 V_{DD} 对输出电压的影响。同时, 输出电压 V_{REF} 又与 A_1 形成了另一个负反馈环路, 进一步保持了 V_{REF} 的稳定。

从定量的角度分析, 图1可以等效为图3所示框图。 v_{in1} , $v_{in2,1}$, $v_{in2,2}$ 分别是运算放大器 A_1 , A_2 的差分输入, v_{DD} 是电源电压, v_{PP} 是 A_2 的供电电压。 $H_1(s)$, $H_2(s)$ 分别是 A_1 和 A_2 从供电电压至输出的传输函数, $A_1(s)$, $A_{2,1}(s)$, $A_{2,2}(s)$ 分别是 A_1 和 A_2 从差分输入至输出的传输函数。 β_1 , $\beta_{2,1}$, $\beta_{2,2}$, β_3 分别是反馈回路的传输函数。

由图3可得:

$$(v_{in1} - \beta_3 V_{REF} - \beta_1 v_{PP}) A_1(s) + v_{DD} \cdot H_1(s) = v_{PP} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} v_{PP} \cdot H_2(s) + (v_{in2,1} - \beta_{2,1} v_{REF}) A_{2,1}(s) \\ + (v_{in2,2} - \beta_{2,2} v_{REF}) A_{2,2}(s) = v_{REF} \end{aligned} \quad (11)$$

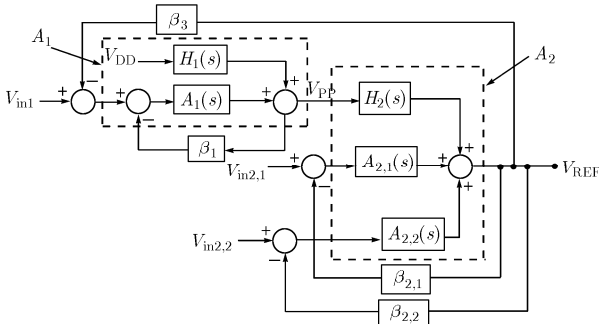


图3 添加预调制后的等效框图

PSR 即差分输入 v_{in1} , $v_{in2,1}$, $v_{in2,2}$ 为零时, 小信号输出电压 v_o 与电源电压 v_{DD} 的比值, 结合式(10)和式(11), PSR 可表示为

$$PSR = 20 \lg \left(\frac{v_{REF}}{v_{DD}} \right) = 20 \lg \left[\frac{H_1(s) H_2(s)}{(1 + \beta_1 A_1(s)) \left(\frac{1 + \beta_{2,1} A_{2,1}(s)}{1 + \beta_{2,2} A_{2,2}(s)} \right) + \beta_3 H_2(s) A_1(s)} \right] < 20 \lg \left[\frac{H_1(s)}{(1 + \beta_1 A_1(s))} \frac{H_2(s)}{(1 + \beta_{2,1} A_{2,1}(s) + \beta_{2,2} A_{2,2}(s))} \right] \quad (12)$$

而没有添加预调制模块的 PSR 的表达式为

$$PSR = 20 \lg \left[\frac{H(s)}{1 + \beta_{2,1} A_{2,1}(s) + \beta_{2,2} A_{2,2}(s)} \right] \quad (13)$$

由式(12)和式(13)可以看出, 添加预调制后, 电源抑制的效果远远好于添加之前。图4为电源电压 V_{DD} 在4V~5V间跳变时, 输出基准电压的仿真图。由图4可以看出, 当 V_{DD} 在4V~5V跳变时, V_{REF} 可以较快的稳定。

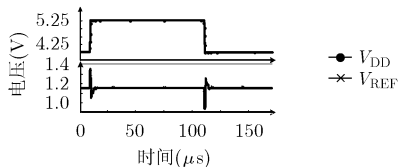


图4 电源电压 V_{DD} 跳变时输出基准电压的变化

3 仿真与测试

本设计采用TSMC 0.35 μ m的CMOS混合信号工艺实现。对本设计中的带隙基准电压源进行仿真。各个工艺角得出的温度特性如图5所示, 由仿真计算出的温度系数是2.2ppm/ $^{\circ}$ C。图6为添加预调制模块前后交流PSR的仿真结果(未求绝对值), 仿真结果可以看出, 添加预调制后, 交流PSR提高了20dB。

经过测试, 带隙基准电路输出基准电压的温度特性如图7所示, 上下两条折线分别是两块芯片的测试结果, 叠加在

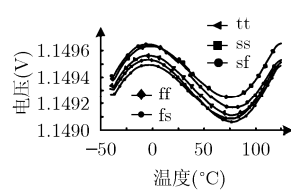


图5 基准电压与温度的关系

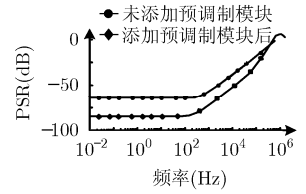


图6 交流PSR特性曲线

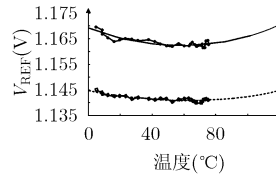


图7 测试输出基准电压随温度变化的情况

折线上的圆滑线为二次拟合的曲线。当温度在5~80 $^{\circ}$ C变化时, 输出基准电压变化5mV。从二次拟合曲线的变化趋势可以看出, 输出基准电压在60 $^{\circ}$ C附近存在电压拐点, 与仿真结果相似。表1为带隙基准输出电压随电源电压 V_{DD} 变化的情况。当电源电压在3V~5.6V变化时, 输出电压的变化小于3mV, 受电源电压的影响较小。

表1 输出基准电压随电源电压变化的情况

V_{DD} (V)	V_{REF} (V)	V_{DD} (V)	V_{REF} (V)	V_{DD} (V)	V_{REF} (V)
1.238	0.686	2.801	1.175	4	1.170
1.157	0.666	3.006	1.174	4.2	1.170
2.001	1.185	3.2	1.173	4.402	1.170
2.202	1.176	3.404	1.172	4.601	1.170
2.402	1.175	3.601	1.1716	4.801	1.170
2.601	1.175	3.802	1.170	5	1.170

测试结果与仿真结果有差异的可能的原因为: 在仿真模型中, 比较关键的双极晶体管的工艺角只有bip一个, 因此实际制作过程中的偏差可能会造成测试结果与仿真结果的不同。另外, 该电路中MOS管的漏源电压设定为 $V_{ds} = 1.5(V_{gs} - V_{th})$, 使MOS管处在饱和区。由于工艺的误差, 实际工作中MOS管的饱和深度可能会有偏差, 从而造成数据离散大, 影响到测试结果。

4 结束语

本文设计并实现了一个高精度低温度系数的CMOS带隙基准电压源。该带隙基准电压源采用双差分输入对的运算放大器对输出基准电压进行高阶温度补偿, 并增加了预调制模块提高输出基准电压的电源抑制。在TSMC 0.35 μ m CMOS混合信号工艺条件下, 仿真结果表明: 电路具有较好的温度特性, 在-40~125 $^{\circ}$ C温度范围内, 输出基准电压的温度系数为2.2ppm/ $^{\circ}$ C。电源电压为5V时, PSR为86dB。

参 考 文 献

- [1] Razavi B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. First Edition, Boston: McGraw-Hill, 2001: 381-390.
- [2] Tsividis Y P. Accurate analysis of temperature effects in I_C - V_{BE} characteristics with application to bandgap reference sources. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1980, 15(6): 1076-1084.
- [3] 徐勇, 王志功, 关宇等. 一种高精度带隙电压基准源改进设计. *半导体学报*, 2006, 27(12): 2209-2213.
Xu Yong, Wang Zhi-gong, and Guan Yu, *et al.* Improved design of a bandgap voltage reference with high accuracy. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2006, 27(12): 2209-2213.
- [4] 李彪, 雷天民. 一种低温漂 BiCMOS 带隙基准电压源的设计. *电子器件*, 2007, 30(1): 112-115.
Li Biao and Lei Tian-min. Design of a BiCMOS bandgap voltage reference with low drift temperature. *Chinese Journal of Electron Devices*, 2007, 30(1): 112-115.
- [5] Leung K N, MoK P K T, and Leung C Y. A 2-V 23 μ A 5.3-ppm/ $^{\circ}$ C curvature-compensated CMOS bandgap reference. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2003, 38(3): 561-564.
- [6] Malcovati P, Maloberti F, and Fioocchi C, *et al.* Curvature-compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2001, 36(7): 1076-1081.
- [7] 郑儒富, 俞永康. 一种 4ppm/ $^{\circ}$ C 曲率补偿 CMOS 带隙基准源. *微电子学*, 2007, 37(1): 101-104.
Zheng Ru-fu and Yu Yong-kang. A curvature compensated CMOS bandgap reference with 4 ppm/ $^{\circ}$ C. *Microelectronics*, 2007, 37(1): 101-104.
- [8] Lee I, Kim G, and Kim W, *et al.* Exponential curvature-compensated BiCMOS bandgap references. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1994, 29(11): 1396-1403.
- [9] Meijer G M, Schmale P C, and Zalinge K Y. A new curvature-corrected bandgap reference. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1982, 17(6): 1139-1143.
- 苑 婷: 女, 1986 年生, 硕士生, 研究方向为模拟和数模混合集成电路设计.
- 巩文超: 男, 1983 年生, 硕士生, 研究方向为模拟和数模混合集成电路设计.
- 何乐年: 男, 1962 年生, 教授, 研究方向为模拟和数模混合集成电路设计.