

分段温度曲率补偿双极工艺带隙基准设计

姜树法, 张国俊

(电子科技大学 电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 四川 成都 610054)

摘 要: 介绍一种采用双极工艺适用于低压差线性稳压源的带隙基准设计, 基准具有使能电路, 有效减小锁定状态下的静态功耗, 锁定状态下静态电流为 34.419pA. 针对低压差线性稳压源的应用环境要求, 对基准工作温度范围内进行分段曲率补偿技术以降低其温度漂移, $-40^{\circ}\text{C} \sim 140^{\circ}\text{C}$ 温度范围内基准电源的温度系数达到 25.7ppm/ $^{\circ}\text{C}$. 该基准无运放, 以降低运放失调电压的影响, 其电源抑制比为 -80.33dB . 电源电压在 2.5V~6V 变化时, 基准大小变化 0.3mV.

关键词: 带隙基准; 低压差线性稳压源; 分段补偿

中图分类号: TN431

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)04-0075-04

Design of a Bandgap Reference in Bipolar Process Based on Piecewise Temperature Curvature—Correct Technology

JIANG Shu-fa, ZHANG Guo-jun

(State Key Laboratory of Electronic Thin Films and Integrated Device,
University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: This paper presents a bandgap reference in bipolar process which is used in Low-dropout linear regulator. The reference has an enable circuit to reduce the power consumption in shutdown mode. When the circuit is shutdown, the current to ground is 34.419pA. Considering the Low-dropout linear regulator's application environment, a piecewise curvature-corrected technology is used for reducing the voltage drift when the chip temperature is high. The PPM of this circuit is 25.7/ $^{\circ}\text{C}$ when the temperature is switch form -40°C to 140°C . The reference is designed without any operational amplifier to reduce the impact of the Op-Amp's offset voltage and the PSRR of this bandgap reference is -80.33dB . The reference skews 0.3mV under the supply voltage ranging from 2.5V to 6V.

Key words: bandgap reference; LDO; piecewise compensation

1 引言

低压差线性稳压源(LDO)在便携电子设备中应用广泛, 无论便携设备是蓄电池组还是电源适配器供电, 其电源电压在工作过程中都会发生很大变化. 若以该电源直接给便携电子设备供电, 严重影响设备使用寿命. LDO 可以屏蔽输入电压的影响从而产生稳定电压输出, 具有很好的电源抑制特性, 因此在便携电子设备前串接低压差线性稳压源很有意义^[1]. LDO 性能的好坏依赖基准电压源的温度特性

和电源抑制比等特性, 基准的偏差和噪声会直接传递到后级, 严重影响芯片性能, 因此设计一款低温漂高电源抑制比的基准电压源是 LDO 设计的关键步骤.

2 带隙基准及分段曲率补偿原理

2.1 带隙基准原理

带隙基准的优点在于其工艺无关性以及很小的温度系数, 且具有很高的电源抑制特性, 可以屏蔽电源电压变化产生的影响. 带隙基准主要利用两个相

反温度系数的电压相叠加,得到一个电压与工艺无关,随温度变化很小的基准电压源.其中,正温系数的电压源自两个工作在不同电流密度下的双极晶体管的 V_{BE} 之差 ΔV_{BE} ,与热势 V_T 成正比, V_T 的温度系数约为 $0.087\text{mV}/^\circ\text{C}$.而负温系数电压来自单管的 BE 结正向导通压降 V_{BE} ,其温度系数约为 $1.5\text{mV}/^\circ\text{C}$. $V_{REF} = V_{BE} + k \cdot \Delta V_{BE}$,选择合适的 k 值,即可得到很小的温度系数的基准电压源^[2].

2.2 分段曲率补偿原理

由于双极晶体管特性的非理想性, V_{BE} 对温度的依赖关系并非严格的线性关系,但是 ΔV_{BE} 对温度的依赖特性却呈现良好线性关系.仅在温度范围内对基准电压进行一次补偿,则基准电压只能在很小的一段参考温度范围内具有较小的温度系数^[3].如果想得到其应用环境温度范围内具有较好的温度特性,需要考虑其他补偿措施.本文设计的带隙基准 idri 适用于大电流低压差线性稳压源,考虑 LDO 芯片自身发热的影响,通常只对带隙电压的高温段进行补偿,即采用分段曲率补偿的方法对高温段的带隙电压进行补偿,如图 1 所示.

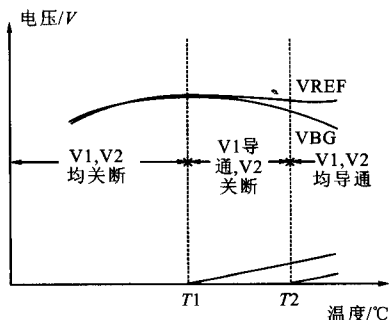


图 1 分段曲率补偿原理图

分段曲率补偿的基本思想是引入额外的补偿电流并将补偿电流转换为补偿电压.将芯片工作的温度范围划分为多个温度区间,不同区间内使用不同的补偿电压以改善基准电压的温度特性,达到整个温度范围内较小温漂的效果,具体实现如图 1 所示.温度 $T < T_1$ 时,基准电压不进行补偿,当 $T_1 < T < T_2$,对基准电压进行一次补偿,此时,在带隙电压基础上叠加一个正温系数的小电压,以补偿带隙基准电压中 V_{BE} 项随温度增加而非线性减小的趋势.当 $T > T_2$ 时,产生另一个正温系数的小电压对带隙基准电压进一步补偿^[4-6].

另外,本文设计带隙基准电路具有使能端以保証在 LDO 锁定时可以,使基准停止工作从而降低功耗.

3 电路结构及实现

3.1 启动及偏置电路

启动及偏置电路如图 2 所示.

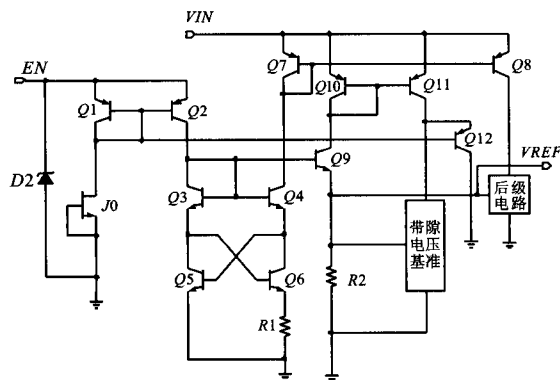


图 2 启动及偏置电路

电路通电以后,由于 J_0 为 NJFET,且其栅源短接,为常开状态,故存在 Q_1 到 J_0 的电流通路设为 I_0 ,该电流镜像到 Q_2 所在电流支路,启动偏置电流源.偏置电流通过 Q_7 镜像到后级电路给后级供电.设偏置电流大小为 I_{BIAS} , Q_2 支路电流为 I_{C2} , Q_3 , Q_4 , Q_5 , Q_6 均工作在线性区,忽略基极电流,因为 Q_3 , Q_4 , Q_5 发射极面积相同, Q_5 , Q_6 发射极面积之比为 1:2.故可知, $I_{C3} = I_{C5} = I_{C2}$, $I_{C4} = I_{C6} = I_{BIAS}$, $I_{S3} = I_{S4} = I_{S5} = 0.5 I_{S6}$,而 $V_{BE3} + V_{BE6} + I_{BIAS} R_1 = V_{BE4} + V_{BE5}$.

可以得出:

$$\begin{aligned} I_{BIAS} R_1 &= \Delta V_{BE} = V_{BE4} + V_{BE5} - V_{BE3} - V_{BE6} \\ &= V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{S4}} + V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_{S5}} - V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} - V_T \ln \frac{I_{C6}}{I_{S6}} \\ &= V_T \ln 2 \end{aligned} \quad (1)$$

求得

$$I_{BIAS} = \frac{V_T \ln 2}{R_1} \quad (2)$$

这是一个 PTAT 电流源,电流随温度增加而增加.

Q_9 为启动基准电路的关键所在,当 V_{IN} 输入且 EN 刚开始上电时, Q_9 基极电位约 $2V_{BE}$,此时 Q_9 发射极电位为 0, Q_9 导通,存在经 Q_{10} , Q_9 以及 R_2 的电流通路, Q_{11} 镜像 Q_{10} 的电流给基准提供初始偏置电流使其摆脱简并工作状态,基准产生稳定输出以后, Q_9 发射极电位被抬高, Q_9 关闭.

Q_{12} 为 EN 为 0 时关闭全电路的关键所在,若 EN 为 0, Q_{12} 基极电位变为 0, Q_{12} 导通,基准模块偏置端被拉低,基准停止工作.

3.2 基准电路及补偿结构

基准及补偿电路如图3。基准产生的核心电路为Q13, Q14, Q15, Q16, 以及R3, R4。其中, Q13, Q14发射极面积相同, Q15和Q16发射极面积之比4:1, 故 $I_{S15} = 4I_{S16}$, 由于Q15, Q16所在支路电流镜的作用, $I_{C15} = I_{C16}$ 。由此可知

$$V_{BE15} + I_{C15}R_3 = V_{BE16} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_{BE(Q15, Q16)} &= I_{C15}R_3 = V_{BE16} - V_{BE15} \\ &= V_T \ln \frac{I_{C16}}{I_{S16}} - V_T \ln \frac{I_{C15}}{I_{S15}} = V_T \ln 4 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\text{故 } V_{BE} = 2I_{C15}R_4 + V_{BE16} = 2 \frac{V_T \ln 4}{R_3} R_4 + V_{BE16} \quad (5)$$

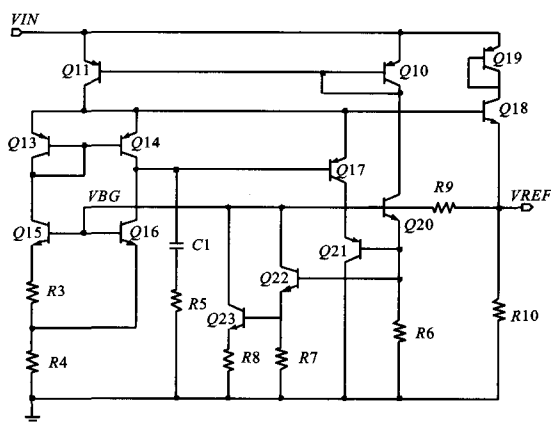


图3 基准及温度补偿电路

由于三极管的BE结压降为负温系数, 温度较小时 V_{BE} 较大, 且电阻为正温系数电阻, 温度较小时, 电阻阻值较小, 故温度较低时, R6的采样电压不足以使Q22的BE结导通, R7两端电压为0, Q23管同样无法开启, 此时, $V_{REF} = V_{BG}$ 。

Q20, R6, Q22, R7以及Q23构成高温补偿电路, 当温度升高, 由于Q16晶体管的BE结的负温特性, VBG会略有下降, 这时Q22的BE结导通压降下降, R6电阻阻值增加, 造成的结果是Q22在某一温度 T_1 下导通, 从而有电流从VREF结点经过R9, Q22以及R7到地, 故VREF较VBG电压略有升高以补偿VBG下降的趋势, 这时完成第一次温度补偿。当温度继续升高, VBG继续下降, 但是R7的采样电压足够大时, Q23会导通, 产生另一电流支路流经R9, Q23, R8, 从而流经R9的电流更大, 实现第二次温度补偿, 从而减小基准电压的温度漂移。

Q17, Q18, R9构成反馈环路, 以保证基准电路有比较好的电源抑制比。

4 仿真结果及分析

仿真采用CSMC $2\mu\text{m}$ 双极工艺仿真库, TT工

艺角下, 温度范围取 $-40^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$, 补偿前以及补偿后基准电压的变化以及补偿电流随温度变化曲线如图4所示。

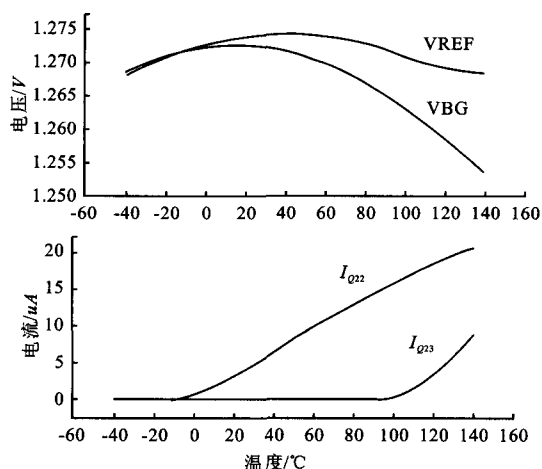


图4 基准电压(补偿前后)及补偿电流随温度变化

补偿前, 由于温度范围较大, 高温段基准电压迅速下降, $-40^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$ 温度范围内温漂系数为44.3ppm/ $^\circ\text{C}$ 。补偿后, 在 $-40^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$ 范围内, 基准的温度系数为25.7ppm/ $^\circ\text{C}$ 。图4波形中, I_{Q22} 以及 I_{Q23} 分别是Q22管以及Q23管集电极电流随温度变化的曲线, 即补偿电流随温度变化曲线。温度小于 -5°C 时, 不对基准电压进行补偿。当温度介于 -5°C 和 95°C 时, 仅Q22管集电极电流对基准电压进行补偿。温度高于 95°C 时, Q22和Q23晶体管同时对基准电压进行补偿。

不同工艺角下, 环境温度取 25°C , 基准电压的电源抑制比仿真结果如图5所示。

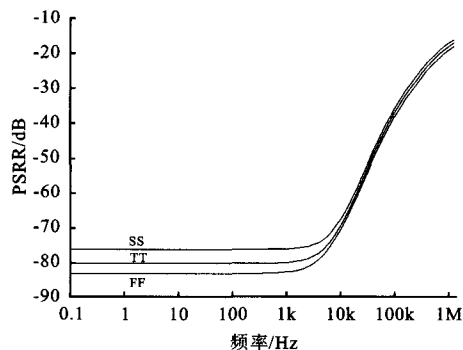


图5 基准的电源抑制比特性

由图5可以看到, 25°C 时, TT工艺角下电源抑制比为 $-80.33\text{dB}@1\text{KHz}$, FF工艺角下电源抑制比为 $-83.316\text{dB}@1\text{KHz}$, SS工艺角下电源抑制比为 $-76.382\text{dB}@1\text{KHz}$ 。

表1为不同工艺角下, 基准的温度系数($-40^\circ\text{C} \sim 140^\circ\text{C}$)、 25°C 情况下基准电压大小、电压调整率

(VIN 取 2.5V~6V)以及锁定状态下静态电流的大小.

表 1 不同工艺角下基准性能参数

工艺角	ppm/°C	VREF (V)	电压调整率	Ignd (pA)
TT	25.7	1.2741	0.023%	34.419
FF	30.5	1.2564	0.016%	34.591
SS	33.9	1.2927	0.031%	34.208

5 结束语

本文基于 CSMC $2\mu\text{m}$ 双极工艺,设计一款含有分段曲率补偿的带隙基准电路,并阐述了分段曲率补偿理论.该带隙基准应用的温度范围较宽,在 $-40^\circ\text{C}\sim 140^\circ\text{C}$ 范围内温漂系数为 $25.7\text{ppm}/^\circ\text{C}$,电源抑制比为 $-80.33\text{dB}@1\text{kHz}$,电源电压从 2.5V 到 6V 变化时,基准电压变化 0.3mV.电路结构简单功能完善,具有很强的工程实用性.

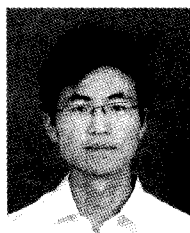
参考文献:

- [1] 朱正涌. 半导体集成电路[M]. 北京:清华大学出版社,2007:298—299.
- [2] Razavi B. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 陈贵灿,程

军,译. 西安:西安交通大学出版社,2002:312—317.

- [3] 李珂,王博,韦其明. 采用分段线性补偿的基准电流源设计[J]. 微电子学, 2009,39(5):602—605.
- [5] 代国定,徐阳,李卫敏. 高性能分段温度曲率补偿基准电压源设计[J]. 浙江大学学报:工学版,2010,44(11):2142—2147.
- [5] Wang Hongyi, Lai Xinquan, Li Yushan. A piecewise — linear compensated bandgap reference[J]. 半导体学报, 2004,25(7): 771—777.
- [6] 张科峰,肖华,汪华. 一种采用高阶温度补偿的带隙电压基准设计[J]. 通信电源技术,2007,24(4):36—38.

作者简介:



姜树法 男,(1987—),硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路芯片设计.

张国俊 男,(1960—),教授. 研究方向为新型功率半导体器件与集成电路、系统设计.