

文章编号: 2095-2163(2023)02-0107-07

中图分类号: TN432

文献标志码: A

具有过温保护功能的高精度带隙基准源设计

何诗阳¹, 马奎^{1,2,3}, 杨发顺^{1,2,3}

(1 贵州大学 大数据与信息工程学院, 贵阳 550025; 2 半导体功率器件可靠性教育部工程研究中心, 贵阳 550025;
3 贵州省微纳电子与软件技术重点实验室, 贵阳 550025)

摘要: 基于 0.18 μm 的 BCD 工艺, 依据 CMOS 带隙基准的原理, 设计了一款高精度、高电源电压抑制比的带隙基准源和电压-电流转换电路。基准电压可通过 fuse 电阻修调, 并通过正负温度系数的电阻串联, 减小电阻温度系数对基准电流的影响, 能够输出准确的基准电压和基准电流。其中, 运算放大器采用共源共栅结构的电流镜, 能够有效抑制电流镜失配和输出电压波动带来的干扰; 利用三极管基极-发射极电压 V_{BE} 的负温度特性, 实现带有滞回区间的温度保护功能, 防止热振荡的产生。仿真结果表明, 输出基准电压为 1.196 V、基准电流为 5 μA 、频率为 1 KHz 时, 电源电压抑制比为 74.7 db、在 $-50\text{ }^{\circ}\text{C} \sim 120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 温度范围内基准电压温度系数为 5.5 PPM/ $^{\circ}\text{C}$, 基准电流温度系数为 32.4 PPM/ $^{\circ}\text{C}$; 当温度超过 $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, 过温保护电路将关断芯片, 温度低于 $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时, 芯片重新正常工作。

关键词: 带隙基准; 过温保护; V-I 转换; 共源共栅结构

Design of high precision band gap reference source with over temperature protection function

HE Shiyang¹, MA Kui^{1,2,3}, YANG Fashun^{1,2,3}

(1 College of Big Data and Information Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025, China;

2 Semiconductor Power Device Reliability Engineering Research Center of Ministry of Education, Guiyang 550025, China;

3 Key Laboratory of Micro-Nano-Electronics of Guizhou Province, Guiyang 550025, China)

[Abstract] Based on 0.18 μm BCD process and CMOS bandgap reference principle, a bandgap reference source with high precision and high voltage suppression ratio and voltage-current conversion circuit are designed. The reference voltage can be adjusted by FUSE resistor, and the influence of the resistance temperature coefficient on the reference current can be reduced by series of resistors with positive and negative temperature coefficients, which guarantees to output accurate reference voltage and reference current. The operational amplifier adopts the current mirror of common source and common gate structure, which can effectively suppress the interference caused by mismatch of current mirror and fluctuation of output voltage. Using the negative temperature characteristic of triode base-emitter voltage V_{BE} , the function of temperature protection with hysteresis interval is realized to prevent the generation of thermal oscillation. The simulation results show that when the output reference voltage is 1.196 V, the reference current is 5 μA and the frequency is 1 KHz, the power supply voltage suppression ratio is 74.7 dB, the reference voltage temperature coefficient is 5.5 PPM/ $^{\circ}\text{C}$ and the reference current temperature coefficient is 32.4 PPM/ $^{\circ}\text{C}$. When the temperature exceeds $120\text{ }^{\circ}\text{C}$, the overtemperature protection circuit will turn off the chip. When the temperature is below $100\text{ }^{\circ}\text{C}$, the chip will work normally again.

[Key words] band gap reference; overtemperature protection; V-I conversion; common source common gate structure

0 引言

基准源是模拟电路设计中不可或缺的部分。高精度的电压和电流基准被大量的运用在模拟电路

中, 为系统其它模块提供直流参考, 对电路性能(如运算放大器的电压增益和噪声), 都有显著的影响^[1]。为使其电路不受到电源电压、温度、工艺参数等因素的影响, 要求基准源能够在较宽的温度范

作者简介: 何诗阳(1997-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: DC-DC 开关电源; 马奎(1985-), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 半导体集成技术、模拟集成电路设计及应用、半导体芯片的可靠性; 杨发顺(1976-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向: 半导体功率器件与功率集成技术、半导体集成电路设计。

通讯作者: 杨发顺 Email: fashun@126.com

收稿日期: 2022-04-15

围内正常工作,并保证输出保持比较小的波动^[2]。同时,由于集成电路技术的飞速发展,集成系统的规模越来越大,功能越来越多,同时也带来了功耗和发热问题。为了避免温度过高损坏芯片,需要对芯片进行温度保护^[3],而带有过温保护的高精度带隙基准源能够很好的解决这些问题。

针对上述问题,本文设计了一款高精度带隙基准电压源。通过共源共栅电流镜结构和电源滤波电容,提高了电源电压抑制比;通过设计高增益的运放和修调电阻,提高了输出基准电压的精度。此外,设计了V-I转换缓冲电路和零温度系数电阻来产生基准电流,并通过基准电流流过电阻产生的基准电压与三极管基极-发射极电压 V_{BE} 的负温度特性,设计了带有迟滞区间的过温保护电路。

1 电路整体结构设计

本文所设计的带有过温保护的带隙基准源结构框架如图1所示,主要包含启动电路、带隙基准、V-I转换、过温保护电路等4个模块。



图1 系统的结构框图

Fig. 1 Structural block diagram of the system

带隙基准电压源根据三极管基极-发射极电压 V_{BE} 具有负温度系数,而处于不同电流密度下两个三极管基极-发射极电压差 ΔV_{BE} 具有正温度系数,从而产生一个与温度无关的零温度系数基准电压。由于采用自偏置结构,系统可以平衡在简并偏置点,即系统有零状态和正常状态工作两个稳态,所以加入启动电路,防止系统平衡在零电流点。当电路启动后,启动电路关断^[4]。基准电压经过V-I转换缓冲电路,产生基准电流^[5],基准电流流到过温保护模块的电阻,得到过温保护所需的基准电压,再根据三极管基极-发射极电压 V_{BE} 具有负温度系数的特性,设计了带有滞回区间的过温保护电路。当温度过高时,输出过温保护信号;温度恢复正常后,芯片正常工作。

1.1 带隙基准电路

1.1.1 带隙基准电路原理

传统带隙基准的结构如图2所示。

1.1.1.1 负温度系数电压 V_{BE}

三极管 I_C 与 V_{BE} 之间的关系如下:

$$I_C = I_S \exp(V_{BE}/V_T) \quad (1)$$

其中, I_S 为饱和电流:

$$I_S = b T^{4+m} \exp(-E_g/kT) \quad (2)$$

热电压 V_T 为

$$V_T = Kt/q \quad (3)$$

式中: k 为玻尔兹曼常数, b 为一个常数, m 约等于 $-3/2$, E_g 为带隙能量值。

式(1)两端同时对 T 求导可得:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - (4+m)V_T - E_g/q}{T} \quad (4)$$

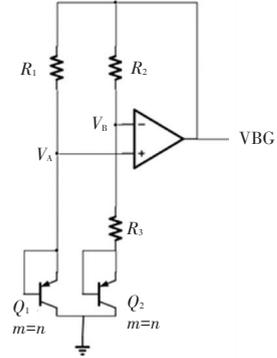


图2 传统带隙基准电路

Fig. 2 Conventional bandgap reference circuits

由式(4)可以看出,当温度 T 不变时, V_{BE} 的温度系数与其自身大小有关,而且与分母项的温度有关。所以即使正温度系数项与温度无关,带隙基准电压也只能在一个温度点上获得零温度系数。通常将零温度系数点设在芯片正常工作时的 40°C 左右。

1.1.1.2 正温度系数电压 ΔV_{BE}

如果两个三极管的饱和电流 I_S 相同,但偏置电流不同的话,则其基极-发射极电压差 ΔV_{BE} 即为正温度系数:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{n I_0}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{n I_0}{I_{S2}} = V_T \ln n \quad (5)$$

将其带入式(3),两边同时对温度求导:

$$\frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln n \quad (6)$$

可以看出,正温度系数与温度本身以及集电极电流都无关。

将正负温度系数电压按一定比例相加,可得零温度系数基准电压 V_{ref} :

$$V_{ref} = V_{BE} + \beta \Delta V_{BE} = V_{BE} + K V_T \quad (7)$$

其中:

$$K = \beta (\ln n) \approx 17.2 \quad (8)$$

传统带隙基准电路结构如图2所示,其中 $R_1 =$

R_2 , 利用运放输入端的虚短特性, 可使 V_A 等于 V_B , 又因为 R_1/R_2 两端电压相等, 所以支路 A 与支路 B 的电流相等, 那么:

$$V_{BE1} = R_3 I + V_{BE2} \quad (9)$$

即:

$$R_3 I = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln n \quad (10)$$

所以:

$$I = \frac{V_T \ln n}{R_3} \quad (11)$$

可得:

$$V_{BC} = V_{BE2} + (V_T \ln n) \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (12)$$

调整 R_2 与 R_3 的大小, 使得 $(1 + \frac{R_2}{R_3}) \ln n$ 的值为

17.2 即可得到带隙基准电压。

1.1.2 带隙基准的设计实现

本文的带隙基准电路利用传统带隙基准电路的结构^[6], 采用共源共栅电流镜, 减小了电流镜之间的失配, 并在电流镜与电源之间添加了滤波电容, 滤除了电源的小信号噪声, 从而提高了电源电压抑制比^[7]; 采用二级运放, 提高了基准电压的精度, 并且由于运放是自偏置的, 所以加入了启动电路保证系统能够正常工作; 在基准电压的输出端加入了 metal-fuse 电阻, 使其在工艺偏差造成基准输出有误差时进行修调, 调整输出基准电压。共源共栅结构的电路结构和小信号模型如图 3 所示。

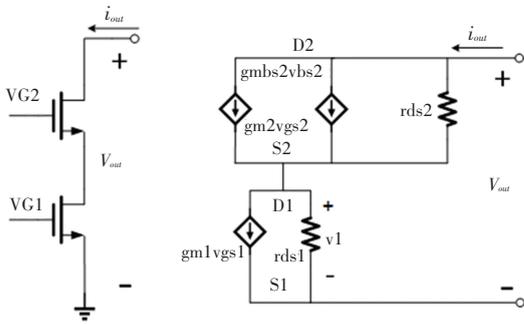


图 3 共源共栅结构的小信号模型

Fig. 3 Small signal model of cascode structure

基准模块电路如图 4 所示。其中, P_{12} 、 P_{13} 、 P_{14} 、 P_{15} 和 N_3 、 N_4 管构成启动电路, 上电时让系统摆脱零状态。当 VDD 开始上电时, N_4 首先导通, 拉低其漏端的电压, 使其 P_{14} 、 P_{15} 管先后导通; N_1 和 N_7 的栅极电位上升直至导通, N_7 漏端电位被拉低, P_3 、 P_5 、 P_7 、 P_9 4 个共源管被打开, 稳定后其栅极由 N_7 漏端电压偏置; N_1 漏端电位被拉低, P_1 、 P_2 、 P_6 、 P_8 、 P_{10} 导通, 偏置电流产生。偏置电流经过 N_2 、 N_3 、 P_{12} 、 P_{13} 管的

镜像复制后流过 N_4 管。由于 N_4 管为长比宽大很多的倒比管, 其导通电阻很大, 所以流过 N_4 其漏端电位开始快速上升, 直至 P_{14} 管进入截止, 启动电路被关闭, 并且系统正常工作。

为保证运放的钳位效果, 运放的增益应足够大, 本文采用两级运放和共源共栅电流镜的设计以提高增益。第一级运放由 P_5 、 P_6 、 P_{16} 、 P_{17} 、 N_5 、 N_6 构成。其中, P_5 、 P_6 为尾电流源; P_{16} 、 P_{17} 为差分输入管; N_5 、 N_6 为电流镜做负载, 使双端输入变为单端输出。 N_7 、 P_7 、 P_8 构成第二级共源放大级。其中, N_7 为共源放大管; P_7 、 P_8 为共源共栅结构的恒流源做负载, 提供大的输出阻抗以提高增益和增加电源电压抑制比。

如图 3 所示: 由于 $v_{gs2} = -v_1$ 且 $v_{gs1} = 0$, 在输出节点对电流求和:

$$i_{out} + g_{m2} v_1 + g_{bs2} v_1 = g_{ds2} (v_{out} - v_1) \quad (13)$$

又因 $v_1 = i_{out} r_{ds1}$, 则可求出输出小信号电阻:

$$r_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = r_{ds2} (1 + g_{m2} r_{ds1} + g_{mbs2} r_{ds1} + g_{ds2} r_{ds1}) = r_{ds1} + r_{ds2} + g_{m2} r_{ds1} r_{ds2} (1 + \eta_2) \quad (14)$$

其中, $\eta_2 = g_{mbs2} / g_{m2}$

由于 $g_{m2} r_{ds2} \gg 1$, 所以式 (14) 可化简为

$$r_{out} \approx (g_{m2} r_{ds2}) r_{ds1} \quad (15)$$

可以看出, 共源共栅电流镜的小信号输出电阻 r_o 增加到了 M_1 的 $g_{m2} r_{ds2}$ 倍。

第二级共源放大级的增益为

$$A_v = -g_m r_o \quad (16)$$

因此, 共源共栅结构使增益提高了 $g_{m2} r_{ds2}$ 倍^[8], 运放的钳位效果更佳, 使其基准有更高的精度。同时, 共源共栅结构可以使电流镜的失配减小 $g_{m2} r_{ds2}$ 倍, 加之 P_4 、 P_{11} 两个 MOS 电容滤除掉电源纹波的干扰, 大大提高了电路的电源电压抑制比。

如图 4 所示, 依据上文所述的传统带隙基准原理, 运放的钳位作用使得 $V_A = V_B$, 所以:

$$V_{BE1} = V_{BE2} + R_3 I \quad (17)$$

$$R_3 I = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln n \quad (18)$$

流过 R_3 支路的电流为

$$I_3 = \frac{V_T \ln n}{R_3} \quad (19)$$

基准电压为

$$V_{BC} = V_{BE2} + \frac{V_T \ln n}{R_3} (R_3 + R_2) = V_{BE2} + V_T \ln n \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (20)$$

调整 R_2 与 R_3 的比值大小, 即可得到与温度无

关的基准电压。

电阻 R_4 、 R_5 、 R_6 、 R_7 、 R_8 、 R_{15} 为修调电阻。其中, R_6 、 R_8 、 R_{15} 为阻值很小的金属熔丝电阻, R_4 、 R_5 、 R_7 相当于被短路, 当工艺出现偏差导致基准电压有误差时, 可通过大电流烧断熔丝电阻^[9], 使电流流

与其并联的电阻, 使基准电压提高, R_4 、 R_5 、 R_7 为提前设计好的修调精度, 用以保证得到精确的基准电压。

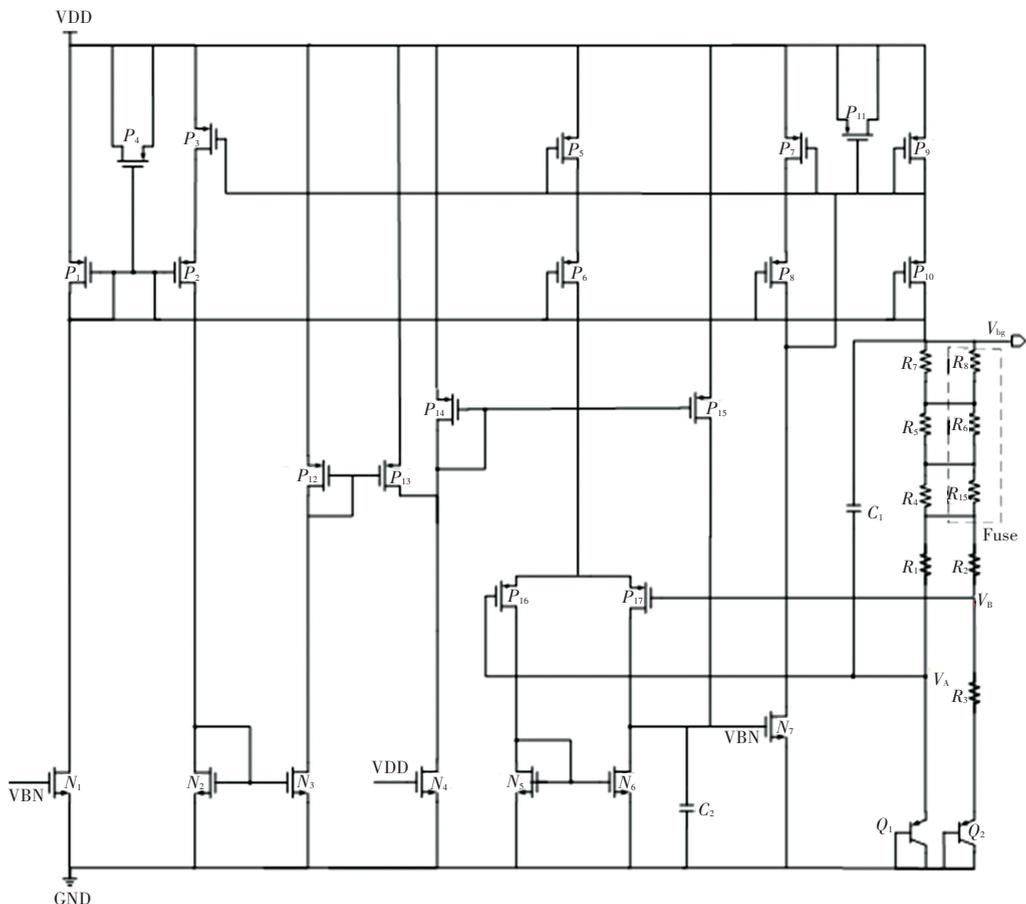


图4 带隙基准的电路结构

Fig. 4 Circuit structure of band gap reference

1.2 V-I 转换与过温保护电路

V-I 转换原理如图 5 所示。基准电压产生以后, 由于基准模块运放的高增益, 若直接在输出端并联一个电阻来得到基准电流, 其带负载能力较弱, 且并联在运放输出端的电阻会分走一部分电流, 导致运放的输出电阻和增益下降, 使得运放虚短的电压偏差更大, 从而影响到基准电压的精度。针对基准模块运放带负载能力不足的问题, 可在其输出端再接入一个缓冲运放。因为运放具有输入端虚断的特性, 其输入电流为 0, 等效的输入阻抗为无穷大, 不会对上一级运放的输出造成影响, 然后在第二级运放的输出端接上 MOS 管和电阻, 即可得到基准电流。

V-I 转换与过温保护的电路如图 6 所示。V-I 转换和过温保护模块的电路依靠 V_{BG} 与 V_{DD} 实现自偏置, V_{BG} 产生之后, N_9 管开启, 流过 R_9 的电流为

$$I_R \approx \frac{V_{BG} - V_{TH9}}{R_9} \tag{21}$$

随后, P_{18} 导通, 取其漏端电压作为 P_{20} 、 P_{21} 和共源共栅电流镜共栅管的偏置, 调整 R_9 的阻值即可给其合适的偏置电位。

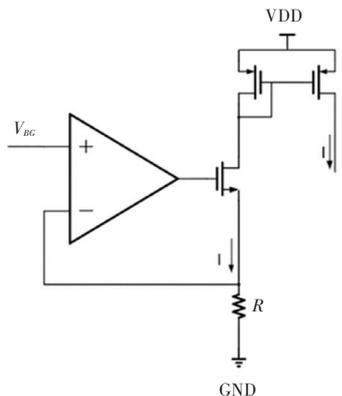


图5 V-I 转换原理图

Fig. 5 V-I conversion schematic diagram

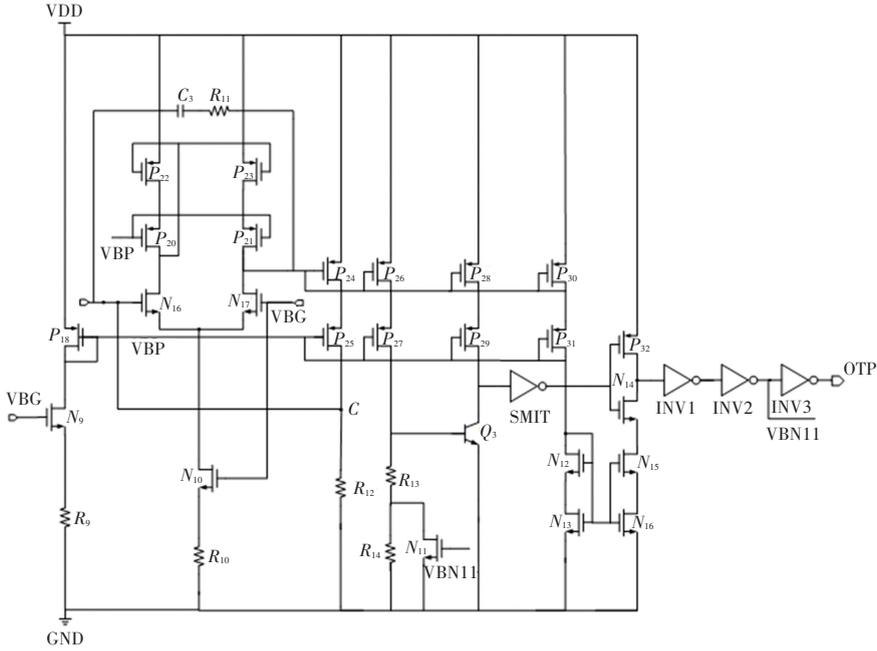


图 6 V-I 转换与过温保护电路

Fig. 6 V-I conversion and overtemperature protection circuit

图 6 中, 由 N_{16} 、 N_{17} 、 P_{20} 、 P_{21} 、 P_{22} 、 P_{23} 、 N_{10} 构成缓冲运放; C_3 、 R_{11} 为密勒补偿电容和调零电阻, 用以改善闭环负反馈系统的相位裕度。由于运放的虚短特性, 使得 $V_C = V_{BG}$, 因此基准电流为

$$I_{REF} = \frac{V_{BG}}{R_{12}} \quad (22)$$

$$R_{12} = K_1 R_+ + K_2 R_- \quad (23)$$

式(23)中, V_{BG} 是与温度无关的基准电压, 但电阻 R_{12} 的阻值却是有温度系数的值。为了降低温度对基准电流的影响, R_{12} 应为一个具有负温度系数的电阻 R_- 与一个具有正温度系数的电阻 R_+ 按一定比例的串联, 以得到一个零温度系数的电阻 R_{12} 。其原理与得到零温度系数的电压相同, 在此不再赘述。

由 P_{26} 、 P_{28} 、 P_{30} 组成的共源共栅电流镜即可镜像基准电流到其支路做偏置。

过温保护功能基于三极管基极-发射极电压 V_{BE} 的负温度系数来实现。常温时, OTP 输出为低电平 0, V_{BN11} 为高电平 1。当 N_{11} 开启时 R_{14} 被短路, 基准电流 I_{REF} 流过 R_{13} 产生与温度无关的基准电压为

$$V_{R13} = I_{REF} * R_{13} \quad (24)$$

常温时, V_{R13} 小于三极管的开启电压为

$$V_{ON, BE} = V_{g0} + K_N T \quad (25)$$

其中, V_{g0} 为 0° 时的带隙电压, K_N 为 V_{BE} 的负温度系数。

所以三极管 $Q3$ 截止, 施密特触发器的输入端为高电平, 输出端 OTP 为低电平。在过温保护的临界温度 T_H 时 $V_{ON, BE} = V_{R13}$, 即:

$$I_{REF} \cdot R_{13} = V_{g0} + K_N T_H \quad (26)$$

$$T_H = \frac{I_{REF} \cdot R_{13} - V_{g0}}{K_N} \quad (27)$$

将施密特触发器视为单输入输出且带有滞回区间的比较器, 可以防止在翻转阈值点附近发生振荡。随着温度的上升, 导通电压 $V_{ON, BE}$ 慢慢减小, 直至 V_{R13} 使 $Q3$ 导通。此时, 施密特触发器的输入端电位被拉为低电位, 输出信号 OTP 为高电平。为了防止热振荡的发生, 电阻 R_{14} 引入了温度翻转的滞回区间, 输出 OTP 为高电平时, V_{BN11} 为低电平, 相当于电阻阻值 R_{13} 增大为 $R_{13} + R_{14}$, 即与温度无关的基准电压增加为

$$V_{R13} + V_{R14} = I_{REF} \cdot R_{13} + I_{REF} \cdot R_{14} \quad (28)$$

所以, 当温度由高向低变化时, $Q3$ 的基极-发射极电压 V_{BE} 需要比原来更高(即温度比原来更低) $Q3$ 才会关闭。此时的温度翻转点 T_L 应满足:

$$V_{g0} + K_N T_L = I_{REF} \cdot R_{13} + I_{REF} \cdot R_{14} \quad (29)$$

$$T_L = \frac{I_{REF} \cdot (R_{13} + R_{14}) - V_{g0}}{K_N} \quad (30)$$

即温度的正负翻转点需要有一个滞回的温度区间。因此, 可通过调整 R_{13} 、 R_{14} 的阻值, 调整滞回区间的大小。

2 电路仿真验证

本文基于中芯国际 0.18um BCD 工艺完成电路设计,并利用 Cadence 软件对电路进行仿真。整体电路结构如图 7 所示,图中灰色的管子 N_8 、 N_{17} 、 P_{19} 、

P_{33} 、 P_{34} 、 P_{35} 以及反相器 INV4 均为控制管,在常温时 OTP 输出低电平 0,使得控制管 P 管栅极为高电平, N 管栅极为低电平,在过温时 OTP 输出高电平 1,通过逻辑模块使得控制管 P 管栅极为高电平, N 管栅极为高电平,以关闭模块。

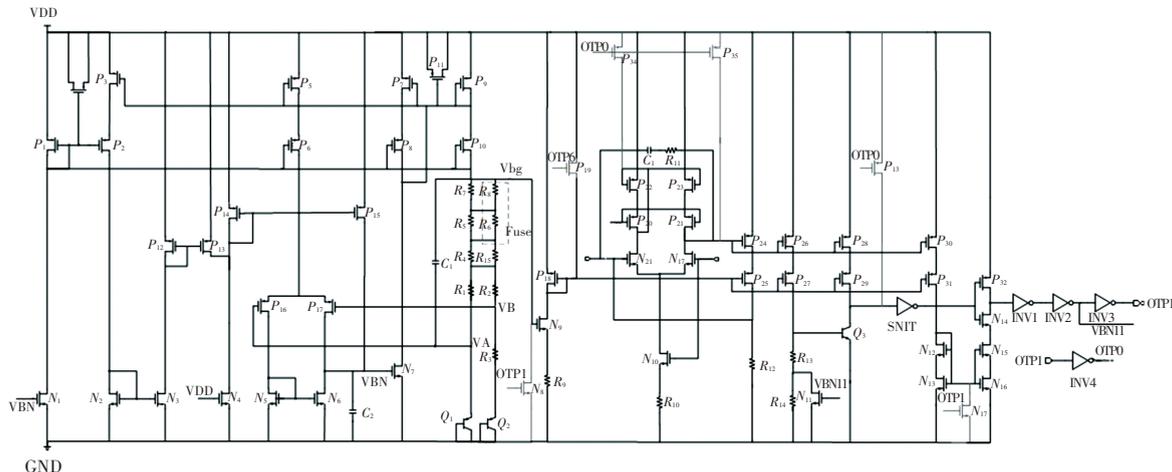


图 7 整体电路结构

Fig. 7 Overall circuit structure

(1)基准温度系数仿真。在电源电压为 5 V、温度范围 $-50\text{ }^\circ\text{C} \sim 120\text{ }^\circ\text{C}$ 内的情况下,对基准电压和基准电流进行温度扫描,仿真结果见图 8。由图中可见,两者零温度系数点都在 $40\text{ }^\circ\text{C}$ 左右。此时基准电压为 1.196 V,在整个温度范围内,基准电压最大值为 1.196 V,最小值为 1.195 V,温漂系数为 $5.55\text{ ppm}/^\circ\text{C}$;基准电流最大值为 $5\text{ }\mu\text{A}$,最小值为 $4.978\text{ }\mu\text{A}$,温漂系数为 $32\text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。可以看出基准电流随着基准电压而变化,电阻的温度系数影响被消除。图 9 为电源电压从 2.5~5 V 变化时输出的基准电压/电流,基准电压、电流的变化跨度分别为 $18\text{ }\mu\text{A}$ 和 1.8 nA 。表 1 给出了电源电压为 5 V 时,tt、ss、ff、sf、fs 5 种工艺角下基准的输出电压/电流和温度系数,可见基准电流受工艺角偏差的影响较为明显。

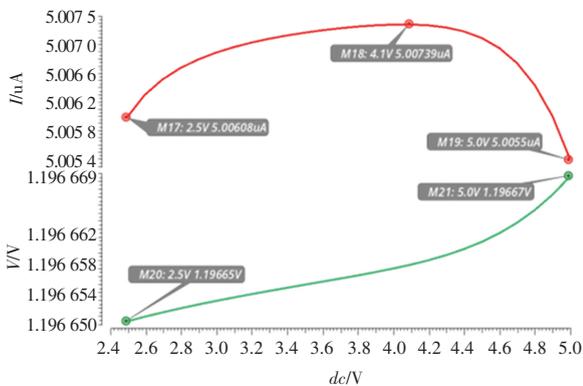


图 9 不同电源电压的基准输出

Fig. 9 Reference output for different supply voltages

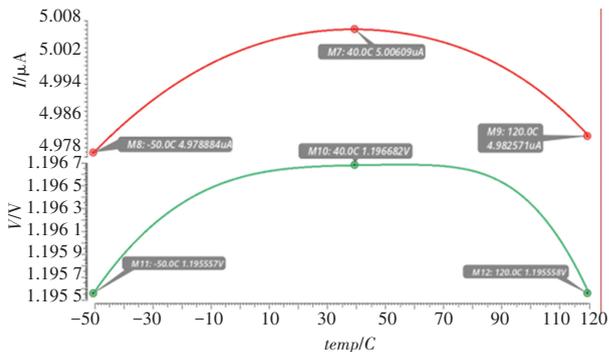


图 8 基准温度特性

Fig. 8 Temperature characteristics of the reference

(2)电源电压抑制比仿真。电源电压抑制比表明了输入电源变化量与输出变化量的比值,体现了系统对电源噪声的抑制能力,仿真结果如图 10 所示。在低频 10 HZ 时为 91.8 db,频率为 1 KHz 时,PSRR 为 74.7 db,在 42 KHz 时降为 45 db,在 1.5 MHz 时仍有 39.1 db,可见系统可以很好的抑制电源电压的波动。

(3)过温保护功能仿真。使用 DC 迟滞扫描,正向扫描 $90\text{ }^\circ\text{C} \sim 130\text{ }^\circ\text{C}$,反向扫描 $130\text{ }^\circ\text{C} \sim 90\text{ }^\circ\text{C}$,可见正负翻转点为 $100\text{ }^\circ\text{C}$ 和 $119.2\text{ }^\circ\text{C}$,符合设计要求,仿真结果见图 11。

表 1 不同工艺角的仿真结果

Tab. 1 Simulation results of different process angles

工艺角	温度范围/°C	基准电压/V	温度系数/ppm/°C	基准电流/μA	温度系数/ppm/°C
tt	-50~120	1.196	5.55	4.98~5	32.02
ss	-50~120	1.201	14.28	4.33~4.36	31.99
ff	-50~120	1.192	5.41	5.85~5.9	51.54
sf	-50~120	1.195~1.196	5.579	4.97~5	32.04
fs	-50~120	1.195~1.196	5.529	4.97~5	31.99

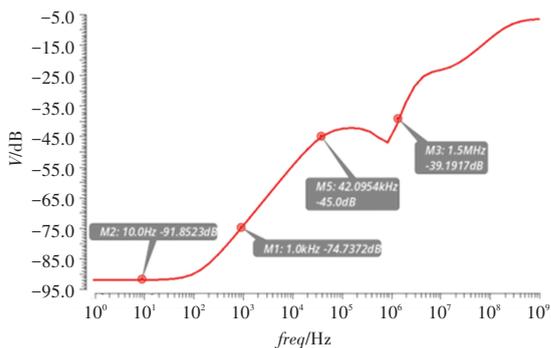


图 10 电源电压抑制比仿真结果

Fig. 10 Simulation results of power supply voltage rejection ratio

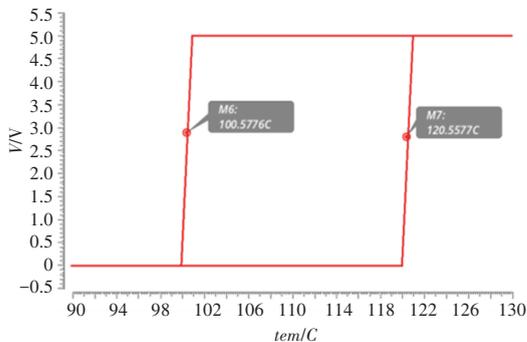


图 11 过温保护功能仿真

Fig. 11 Simulation of overtemperature protection function

3 结束语

本文研究并设计了一款带有过温保护功能的高精度带隙基准源,在不同的电源电压和工艺角以及

较宽的温度范围内,均具有良好的温漂系数和电源电压抑制比;并基于三极管基极-发射极电压 V_{BE} 的负温度系数设计了过温保护功能,且具有正负温度翻转迟滞区间,实现过温保护的同时,防止了热振荡的产生。本设计能输出高精度的基准电压和基准电流,并具有过温保护功能,能够广泛应用于各种模拟电路之中。

参考文献

- [1] 何乐年, 王忆. 模拟集成电路设计与仿真[M]. 科学出版社, 2008:196.
- [2] 王晖, 张涛, 刘劲. 一种用于 Buck 型 DC-DC 电源管理芯片的带隙基准源[J]. 微电子学与计算机, 2020, 37(10):42-47.
- [3] 贾志超, 赵丽, 何兴霖, 等. 一种基于滞回比较的过温保护电路设计[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(8):125-128.
- [4] 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.
- [5] 杨宁, 史仪凯, 袁小庆, 等. 高精度、低功耗带隙基准源及其电流源设计[J]. 传感技术学报, 2014, 27(1):58-63.
- [6] KUIJK K E. A precision reference voltage source[J]. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 1973, 8(3):222-226.
- [7] THAM KM, NAGARAJ K. A low supply voltage high PSRR voltage reference in CMOS process [J]. IEEE J. Solid - State Circuits, 1995, 30(5):586-590.
- [8] HOLBERG, DOUGLAS R. CMOS analog circuit design = CMOS 模拟集成电路设计/[M]. Publishing House of Electronics Industry, 2007:105.
- [9] 龚志鹏, 鲍小亮, 刘焱, 等. 带修调的高稳定 LDO 线性稳压器[J]. 微电子学, 2012, 42(3):3.

(上接第 106 页)

激光扫描建模等方式,本文所研究的基于照片建模技术的无人机航摄三维建模具有成本低廉,真实感强,自动化程度高等优点,使用者可以以低成本、高效率的方式获得清晰的三维模型,因而在 3D 打印、影视制作等领域具有广泛的应用前景。在未来,随着计算机硬件的发展,计算机算力的提高以及照片

建模技术的不断完善优化,该技术在智慧城市的建设和发展中的影响力将越来越强大。

参考文献

- [1] 廖无双. 照片建模技术研究及其运用——以 Agisoft Metashape 和 Tmio 为例 [J]. 中国传媒科技, 2020, 1(1):123-125.