

一种发动机高温差环境下的基准电压源电路*

高云华

(江苏经贸职业技术学院 工程技术系, 江苏 南京 210007)

摘要: 根据汽车发动机控制芯片的工作环境, 针对常见的温度失效问题, 提出了一种应用在发动机控制芯片中的带隙基准电压源电路。该电路采用 0.18 μm CMOS 工艺, 采用电流型带隙基准电压源结构, 具有适应低电源电压、电源抑制比高的特点。同时还提出一种使用不同温度系数的电阻进行高阶补偿的方法, 实现了较宽温度范围内的低温度系数。仿真结果表明, 该带隙基准电路在 $-50^\circ\text{C}\sim+125^\circ\text{C}$ 的温度范围内, 实现平均输出电压误差仅 5.2 ppm/ $^\circ\text{C}$, 可用于要求极端严格的发动机温度环境。该电路电源共模抑制比最大为 99 dB, 可以有效缓解由发动机在不同工况下产生的电源纹波对输出参考电压的影响。

关键词: 汽车电子; 电路失效; 带隙基准源; 电源共模抑制比; 电压纹波

中图分类号: TN7

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)15-0025-04

A wide temperature ranged bandgap reference power source for engine control module

Gao Yunhua

(Department of Engineering & Technology, Jiangsu Institute of Economic & Trade Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: The paper presents a bandgap reference power source, which is designed to accommodate the wide range temperature environment for engine control modules and to avoid circuit invalidation caused by temperature. The bandgap reference based on current summing is designed in 0.18 μm CMOS process, with a high PSRR and good adaptation to low supply voltage. A high-order curvature compensation technique based on different temperature coefficient resistors is proposed in this paper, which achieves a wide range low temperature efficient. Simulation results indicate that this bandgap reference can realize an output voltage error below 5.2 ppm/ $^\circ\text{C}$ from -50 to $+125^\circ\text{C}$. Thus it can be used in extreme temperature environments. A simulated 99 dB PSRR effectively mitigate the impact of voltage ripple caused in various engine working conditions on reference voltage.

Key words: automatic electronics; circuit invalidation; bandgap reference; PSRR; voltage ripple

发动机控制芯片在汽车中得到了广泛的应用, 是汽车电子的核心部分之一。发动机控制芯片结合了大量的传感器接口电路、ADC、控制器等模拟与数字电路模块。对于模拟电路, 过低和过高的温度, 都可能会导致芯片失效。极限温度导致电路失效的原因通常有: 电路的偏置电流随温度变化过大, 使得电路偏离了正常工作状态; 电路输出节点的共模电压随温度的变化产生了漂移, 导致下一级电路无法正常偏置等问题。

在模拟电路设计中, 带隙基准电压/电流源负责给偏置电路提供稳定、不随温度变化的偏置参考电流和电

压, 用来给电路提供稳定的偏置电流和共模电压。发动机控制芯片通常安装在发动机周围, 发动机舱在长途行车过程中的极限温度可能会高达 125°C 。而在寒冷地区, 冷车状态下发动机舱温度可能低至 -40°C 。在如此大的温度跨度下, 要保证发动机控制芯片可以正常运作, 参考电流源与参考电压源的误差必须控制在很小的范围之内, 这对带隙基准模块的设计提出了更高的要求。该基准电路必须在 $-40^\circ\text{C}\sim125^\circ\text{C}$ 的范围内提供恒定的输出电压/电流信号。因此, 应该具有更低的温度系数和更宽的工作温度范围。此外, 由于发动机的工况经常因行驶情况而改变, 同时由于发动机舱内各种电气开关带来的

* 基金项目: 江苏经贸职业技术学院重点课题项目(编号 JSJM09027)

电压波动,给发动机控制芯片供电的电源电压通常会经历严重的纹波干扰。这要求芯片中的带隙基准源应具备较强的电源抑制比。本文正是从以上两点出发,提出了一种针对汽车控制芯片的带隙基准电压源电路,用于降低由极限温度引发的芯片失效风险。

1 带隙基准电压源电路设计与分析

带隙基准的核心原理是产生一个具有一阶正温度系数的电压/电流量,与一个具有一阶负温度系数的电压/电流量以一定的系数相加,以达到抵消温度系数的效果。一个双极晶体管的基极与发射极电压 V_{be} 就可以看成是一个常用的负温度系数源。将一个三极管连接成二极管形式,对 V_{be} 求偏导,可以得到以下结论:

$$\frac{\partial V_{be}}{\partial T} = \frac{V_T}{T} \ln \frac{I_C}{I_S} - (4+\alpha)V_T - \frac{E_g}{kT^2} V_T = \frac{V_{be} - (4+\alpha)V_T - E_g/q}{T} \quad (1)$$

其中, $V_T = \frac{kT}{q}$, k 为波尔兹曼常数, T 为绝对温度, q 为电荷常数; E_g 是硅的带隙能量, α 是基于工艺的量,通常为 -1.5 左右。当 $V_{be} \approx 650$ mV, $T=300$ K 时, V_{be} 的温度系数大约为 -1.78 mV/K。正温度系数可以通过两个不同特性的双极性晶体管的 V_{be} 的差值得到。对于二极管连接的三极管,其集电极电流为: $I_C = I_S \exp(V_{be}/V_T)$, 其中 I_S 为饱和电流。如果设置两个三极管的集电极电流相同,但尺寸比为 m , 则二者的 V_{be} 的差值为 $\Delta V_{be} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - V_T \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}}$ 。这样, ΔV_{be} 就表现出正的温度系数:

$$\frac{\partial \Delta V_{be}}{\partial T} = \frac{k}{q} \ln m \quad (2)$$

其中, k/q 的值约为 0.087 mV/K, 所以只要将 ΔV_{be} 放大 $20.5/\ln m$ 倍并与 V_{be} 相加, 就可以实现正温度系数与负温度系数相抵消的效果。图 1 所示为一个经典的带隙基准电路^[1]。通过控制 M1 和 M2 的宽长比相等, 就可使流过 Q1 和 Q2 的电流相等。Q1 的发射极面积为 Q2 的 30 倍, R1 的电阻是 R2 的 6 倍, 则流过 R2 的电流为: $(V_{be1} - V_{be2})/R2$ 。 V_{be1} 、 V_{be2} 分别对应 Q1、Q2, 最终输出电压为: $V_{out} = R1 \frac{(V_{be1} - V_{be2})}{R2} + V_{be1}$ 。 $(V_{be1} - V_{be2})$ 的温度系数为

$0.087 \times \ln 30 = 0.295$, $R1/R2 = 6$, 最终 $R1 \frac{(V_{be1} - V_{be2})}{R2}$ 的温度系数为 $+1.78$ mV/K, 与 V_{be1} 的温度系数正好抵消, 实现了不随温度变化的输出电压。一般在 300K (室温) 时, 硅的带隙电压即为 1.25 V 左右。

目前, 模拟集成电路的主流工艺已经朝着 $0.18 \mu\text{m}$ 及 $<0.18 \mu\text{m}$ 发展, 电源电压也由 5 V、3 V 等高电源电压向 1.8 V、1.2 V 甚至低于 1 V 的方向发展。这就要求基准源产生的输出参考电压也低于 1 V, 传统的带隙基准电路很难在深亚微米工艺下得到应用。在这样的背景

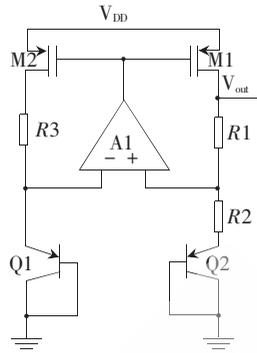


图1 一个经典的带隙基准电路

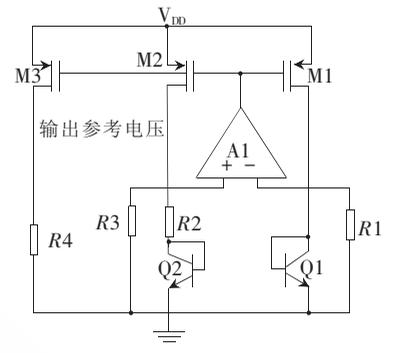


图2 电流型带隙基准电压源

下, 电流型带隙基准电压源电路应运而生^[2-3]。

图 2 所示为电流型带隙基准电压源电路。图中, M1 管与 M2 管的宽长比相等, 用以实现 1:1 的电流复制比例; 误差放大器 A1 通过负反馈作用强制 R2 上端的电压与 Q1 集电极的电压相等。由于电阻 $R3=R1$, 因此流过 Q1 的电流与流过 Q2 的电流相等。流过 R2 的电流为: $\frac{\Delta V_{be}}{R2} = V_T \ln m / R2$ 。其中 m 为 Q2 与 Q1 的发射极面积之比。流过 R3 的电流与流过 R1 的电流相等, 为 $V_{be2}/R3$ 。R3 的电流与 R2 的电流之和以 1:1 的比例关系复制到电阻 R4 所在支路, 最终输出电压为:

$$V_{out} = R4 \left(\frac{\Delta V_{be}}{R2} + \frac{V_{be2}}{R3} \right) = R4 \left(\frac{V_T \ln m}{R2} + \frac{V_{be2}}{R3} \right) \quad (3)$$

从式(3)可以看出, 最终输出电压是电阻之比的倍数关系。因此, 将电阻的绝对误差与电阻的温度系数的影响降低到了很低的程度。此外, 通过合理选择 R3 与 R4 的值, 可以使得输出参考电压低于 1.25 V 的传统值。假设 V_{be} 的温度系数为 -1.94 mV/K, $\Delta V_{be}/\ln m = V_T$ 的温度系数为 0.088 mV/K, 则只需 $\frac{R4-R3}{R2} \ln m = \frac{1.94}{0.088} = 22.45$, 即可实现一阶温度系数相抵消。

然而, 以上分析的前提是 V_{be} 与 $\Delta V_{be}/\ln m$ 的温度系数在整个温度范围内都是恒定的。而在实际情况下, V_{be} 与 $\Delta V_{be}/\ln m$ 的温度系数本身都是温度的函数。图 3、图 4 分别为 SMIC18 MIXIC 工艺下, $-50^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内的 V_{be} 与 $\Delta V_{be}/\ln m$ 的温度系数与温度的关系曲线。可以看出, 从 -50°C 变化到 125°C 的过程中, $\Delta V_{be}/\ln m$ 的温度系数变化较小, 可以忽略; 而 V_{be} 的温度系数变化较大, 对温度呈高阶函数关系。图 5 所示为以 0°C 为参考点的一阶温度补偿下输出电压随温度的变化曲线。从图中可以看出, 由于高阶温度系数的存在, 输出电压在 $-50^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内存在 0.6 mV 的误差电压。为了达到更高的温度平稳性, 通常需要对输出电压进行二阶温度补偿。常用的二阶补偿方法主要有指数曲率补偿法^[4]、分段线性补偿法^[5]等。然而这些方法大多需要额外的硬件开销, 增加的电路复杂度往往会导致电路可靠性的下降。

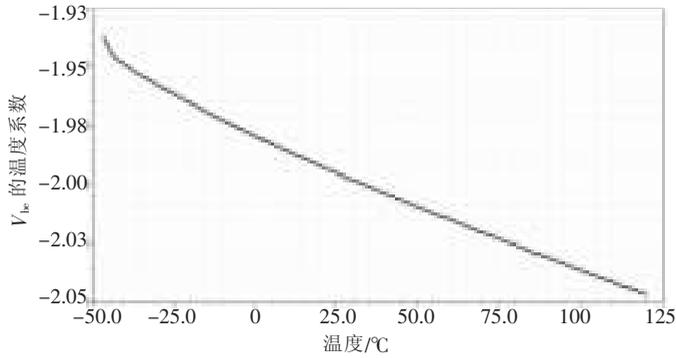
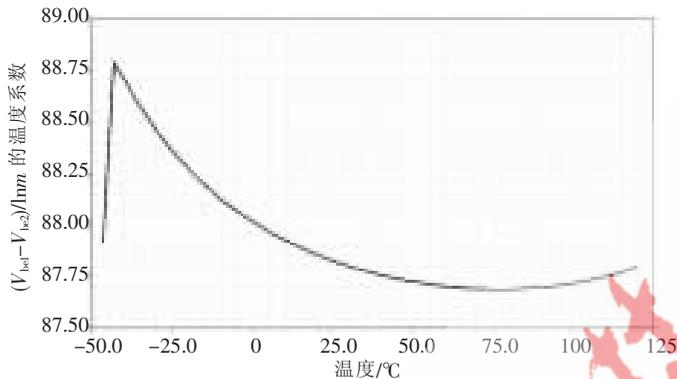
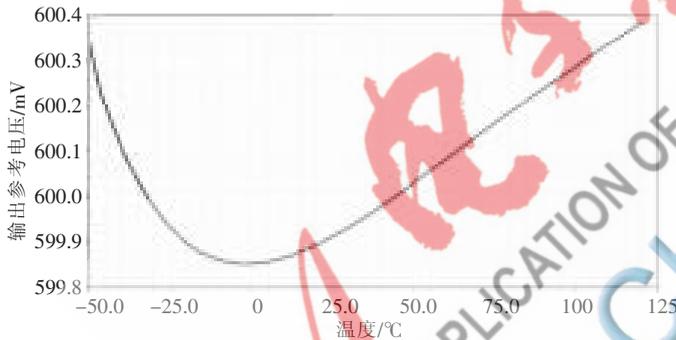
图3 V_{be} 的温度系数与温度的关系曲线图图4 $(\Delta V_{be})/I_{nm}$ 的温度系数与温度的关系曲线图

图5 简单一阶温度补偿后的输出电压随温度变化曲线

本文提出一种基于不同温度系数电阻的二阶温度补偿方法,其电路原理图如图6所示。在图2所示的一阶电路的基础上增加3个多晶硅电阻($R6\sim R8$),该电阻与一阶电路中的扩散电阻具有不同的温度系数。仿真结果表明,使用该方法可以实现175℃温度范围内0.25 mV的输出电压误差。

由三极管 $Q1\sim Q2$,电阻 $R1\sim R8$ 、晶体管 $M1\sim M3$ 、误差放大器A1组成一阶带隙基准电压源核心电路。 $Q3$ 、 $M6\sim M8$ 用来产生与温度呈正比例关系变化的电流 I_{PTAT} ,提供给发动机控制芯片中的温度传感器模块。 $R1$ 、 $R3$ 和 $R4$ 为扩散电阻,具有正温度系数。 $R6\sim R8$ 为多晶硅电阻,具有负温度系数,在电路中起到高阶温度补偿的作用。 $M5$ 、 $M10$ 、 $R5$ 、 $Q3$ 组成启动电路,在芯片上电时, $M5$ 导通,当电路进入正常工作状态后, $M5$ 自动被切断。

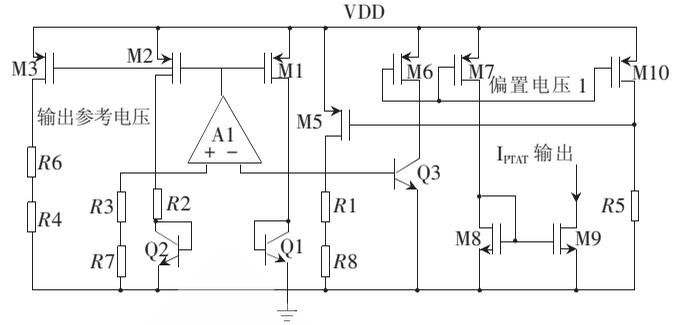


图6 本文所提出的带隙基准电压源电路原理图

该电路高阶温度补偿的原理是:如前所述, $\Delta V_{be}/I_{nm}=V_T$ 的温度系数相对恒定,可以近似认为是温度的线性函数。而 V_{be} 的温度系数随温度变化明显,说明 V_{be} 至少是温度的二阶或更高阶函数,可以由式(4)所示的高阶函数进行拟合:

$$V_{be} = a_0 + a_1 T + a_2 T^2 + \dots \quad (4)$$

从式(3)的一阶补偿下输出参考电压表达式可以看出,第一项是温度的一阶函数,第二项是温度的二阶以上函数。因此一阶补偿方法只能实现温度的一次项抵消。在本设计中,引入了具有正温度系数的多晶硅电阻 $R6$ 、 $R7$ 、 $R8$,其中 $R7=R8$, $R6/R7=R4/R3$ 。其输出参考电压如下:

$$V_{out} = (R4 + R6) \times \left(\frac{\Delta V_{be}}{R2} + \frac{V_{be2}}{R3 + R7} \right) = R4 \left(\frac{V_T I_{nm}}{R2} + \frac{V_{be2}}{R3} \right) + \frac{R6}{R2} V_T I_{nm} \quad (5)$$

式(5)中的前两项与式(3)相同,第三项为高阶补偿项。由于 $R6$ 与 $R2$ 具有不同温度系数,故 $R6/R2$ 至少是温度的一阶函数,由于 V_T 本身是温度的一阶函数,故第三项至少是温度的二阶函数。通过合理地选择 $R6$ 值,可以较大程度上抵消 V_{be} 的高阶温度系数。

经过本文方法补偿后的输出电压随温度变化曲线如图7所示。从图中可以看出,从-50℃变化到125℃的过程中,输出电压最大只变化了0.25 mV,达到了显著的补偿效果。此外,由于采用了电流型带隙基准源结构, $R1$ 、 $R3$ 与双极性器件所在支路并联,降低了所在支路的等效电阻,从而减弱了电源电压波动对该节点电压的影响,提高了电源抑制比。图8所示为误差放大器A1的原理图,该误差放大器使用折叠共源放大结构。输入跨导级为双极型NPN管,可以降低放大器失调与噪声带来的影响。此外,还需要注意的是,在有误差放大器的基准电路中,正反馈环路与负反馈环路是同时存在的,如图6所示, $M2$ 、 $R2$ 、 $Q2$ 所在支路是负反馈,而 $M1$ 、 $Q1$ 所在支路则是正反馈。为了保证电路稳定性,需要使该系统总体上表现为负反馈,因此负反馈系数应该大于正反馈系数。在本设计中, $R2$ 与 $Q2$ 的导通电阻 $1/gm2$ 的和大于 $Q1$ 的导通电阻 $1/gm1$,使电路的稳定性得到了保证。

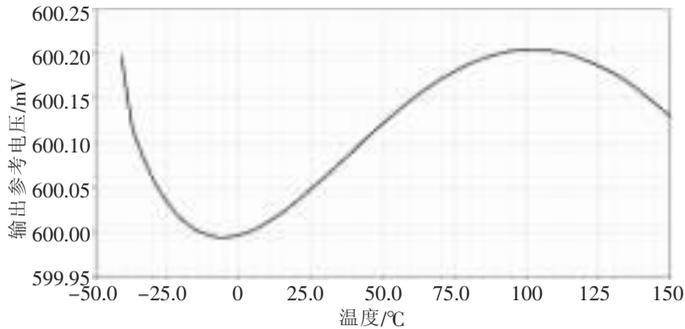


图7 二阶温度补偿后的输出电压随温度变化曲线

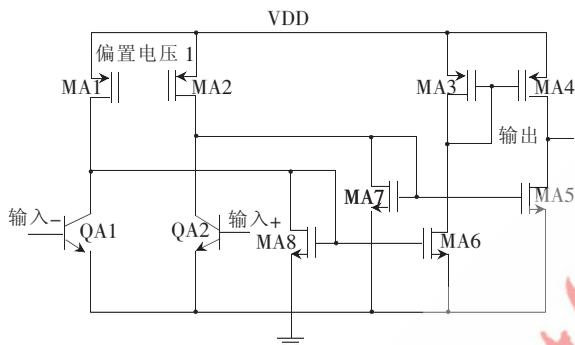


图8 误差放大器 A1 原理图

2 版图与仿真结果

带隙基准电压源使用 SMIC 0.18 μm MIXIC 工艺、1.8 V 电源电压。为了减小失配,对电阻和晶体管使用共质心结构,印制版的尺寸为 $802 \mu\text{m} \times 320 \mu\text{m}$ 。图 9 所示为该带隙基准电压源在 $-50^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内的温度系数与温度的关系曲线。从图中可以看出,低于 -20°C 时,温度系数偏高,但是从图 7 的输出参考电压值来看,其绝对误差始终低于 0.25 mV 。在 $-20^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内,该带隙基准的温度系数始终保持在 $4 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 以内,平均温度系数低于 $6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。图 10 给出了该基准电路的电源抑制比随频率变化的曲线,在低频时,该电路具有 99 dB 的电源抑制比,可以有效抑制电源波动对输出参考电压产生的影响。

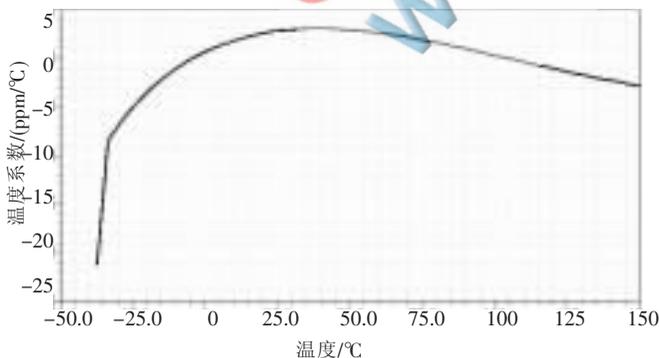
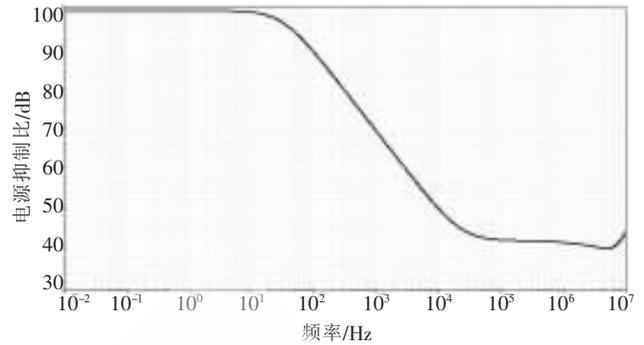
图9 带隙基准电压源在 $-50^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 范围内的温度系数与温度的关系曲线

图10 带隙基准电压源的电源抑制比随频率变化曲线

本文提出一种基于使用 SMIC 0.18 μm MIXIC 工艺,应用于发动机控制芯片的带隙基准电压源电路,该电路在一阶电流型带隙基准源基本结构的基础上,使用不同温度系数的电阻进行了简单有效的二阶温度系数补偿。该基准电压源在 $-50^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 温度范围内,输出参考电压误差小于 0.25 mV ,低频时电源抑制比可以达到 99 dB 。该基准电路具有良好的温度稳定性与抗电源干扰能力,其在发动机控制芯片中有很好的应用价值。

参考文献

- [1] JOHNS D, MARTIN K. Analog integrated circuit design[M]. Wiley, 1997.
- [2] 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: 670-674.
- [3] LEUNG K N, MOK P K T. A sub-1-V 15-ppm/ $^\circ\text{C}$ CMOS bandgap voltage reference without requiring low threshold voltage device [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2002, 37: 526-530.
- [4] Xing Xinpeng, Li Dongmei, Wang Zhihua. A novel CMOS current mode bandgap reference [J]. Journal of Semiconductors, 2008, 29(7): 1249-1253.
- [5] 盛庆华, 张亚君, 王红义. 一种线性补偿的带隙基准电路[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(1): 167-172.

(收稿日期: 2011-03-14)

作者简介:

高云华,女,1977年生,研究生,讲师,主要研究方向:电子电路,单片机。