

运放输入失调电压和输入偏置电流——参考TI 高精度实验室

作者：周始勇/Joe Zhou

1. 运放 V_{OS} 和 I_B 的定义

大家好，欢迎来到 TI 精密实验室，讨论输入失调电压 (V_{OS}) 和输入偏置电流 (I_B)。在本视频中，我们将讨论运算放大器 V_{OS} 规格和 V_{OS} 随温度的漂移，以及输入偏置电流规格和输入偏置电流随温度的漂移。我们还将展示许多不同 TI 运算放大器的 V_{OS} 和 I_B 范围。

我们先来定义一下失调电压。失调电压是将运算放大器的输出电压强制为零所需施加的差分输入电压。典型的失调电压从 mV 到 μV 不等，具体取决于运算放大器的型号。失调可模拟为连接到运算放大器输入端的内部直流源。改变电源电压和共模电压会影响输入失调电压。

观察运算放大器的内部，我们可以发现，差分输入对中晶体管 Q1 和 Q2 的不匹配是产生失调电压的原因。在某些情况下，内部电阻 ROS1 和 ROS2 采用激光微调，以补偿这种不匹配，从而获得极低的失调电压。在其他情况下，则使用内部数字校正电路来尽量减少失调电压和失调漂移。

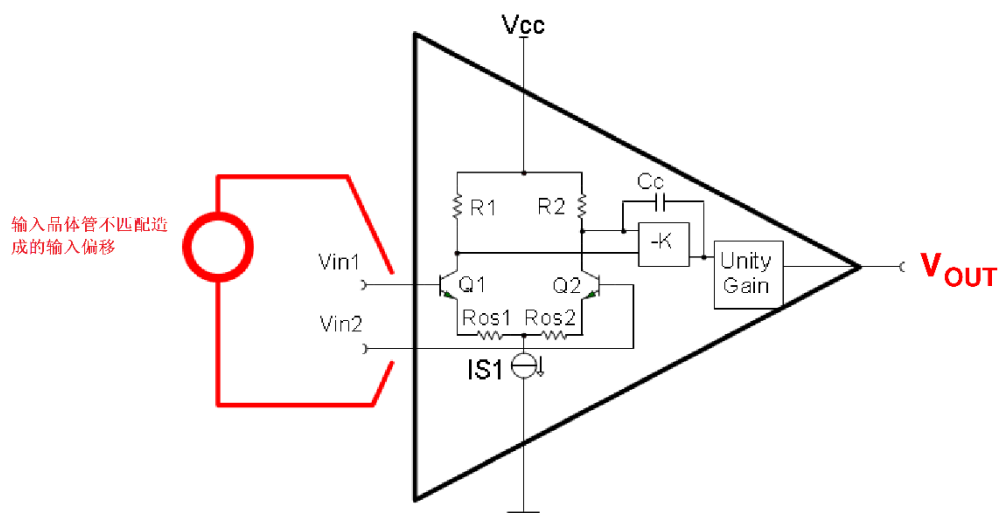


图 1

图 2 介绍运算放大器的失调规格。规格表顶部是数据表中所有参数的测试条件。在本例中，温度为 25°C ，负载电阻为 $10\text{ k}\Omega$ ，负载连接到电源中部，共模电压设置为电源中部。除非另有说明，否则这些条件都是真实的。

如果查看失调电压规格，会发现其中列出了一些附加条件。电源电压为 $\pm 15\text{V}$ ，共模电压为 0V 。还请注意，我们有一个典型规格和一个最大规格。典型规格中列出的值将覆盖高斯分布的正负一个标准偏差 σ 或正负西格玛。这意味着有 68% 的设备将小于典型值。因此，在这种情况下，68% 的器件的 V_{OS} 值将小于 $\pm 75\mu\text{V}$ 。最大值是一个经过测试的值，因此你永远不会发现一个器件的 V_{OS} 值大于 $\pm 150\mu\text{V}$ 的最大值。

我们还有一个 V_{OS} 漂移规格，以 $\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 为单位，描述 V_{OS} 随温度变化的情况。在这种情况下，典型漂移值为每摄氏度 $0.1\text{ }\mu\text{V}$ 。最大漂移值为每摄氏度 $2\text{ }\mu\text{V}$ 。

大多数运算放大器 SPICE 模型都包含偏移电压的影响。电源电压和共模电压等一些外部条件会影响实际器件的偏移电压。这些影响也包含在仿真模型中。为了使仿真结果与数据表中的偏移规格一致，必须对放大器采用相同的测试条件。

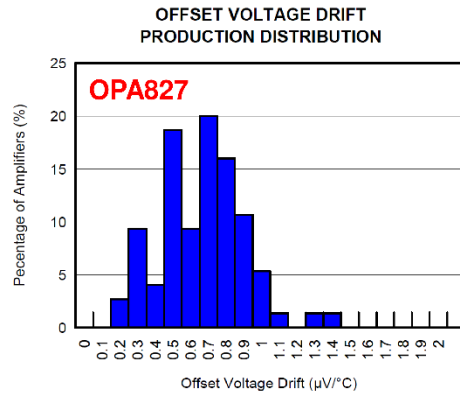
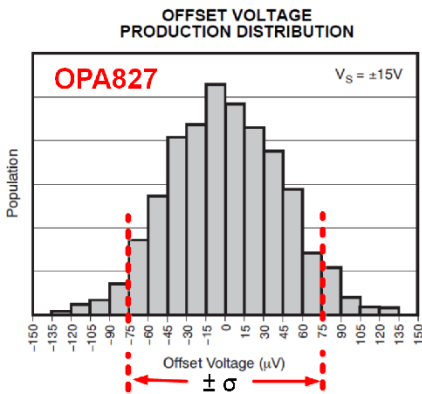
Offset Voltage Specs and Distribution

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 4V$ to $\pm 18V$

Boldface limits apply over the specified temperature range, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$.

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ connected to midsupply, $V_{CM} = V_{OUT} = \text{midsupply}$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	OPA827AI			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
OFFSET VOLTAGE					
Input Offset Voltage V_{OS}	$V_S = \pm 15V$, $V_{CM} = 0V$		75	150	μV
Drift dV_{OS}/dT			0.1	2.0	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply PSRR			0.2	1	$\mu\text{V}/V$
Over Temperature				3	$\mu\text{V}/V$



7

TEXAS INSTRUMENTS

图 2

大多数运算放大器 SPICE 模型都包含偏移电压的影响。电源电压和共模电压等一些外部条件会影响实际器件的偏移电压。这些影响也包含在仿真模型中。为了使仿真结果与数据表中的偏移规格一致，必须对放大器采用相同的测试条件。

在图 3 中，电源设置为 $5V$ ，共模电压设置为中间电源 $2.5V$ ，负载连接到中间电源，以符合数据表中的条件。典型失调规格为 $150\mu\text{V}$ ，模拟失调也是 $150\mu\text{V}$ 。我们模型的目标是针对运算放大器的典型性能。

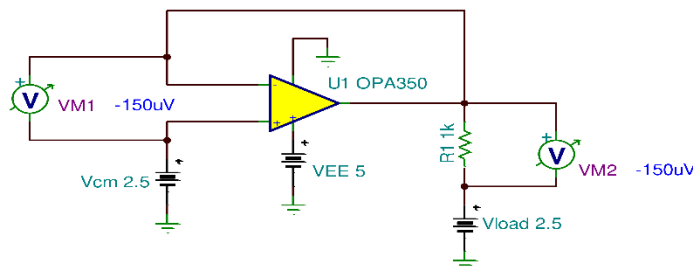
Simulate Input Offset Voltage

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: $V_S = 2.7V$ to $5.5V$

Boldface limits apply over the temperature range, $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, $V_S = 5V$.

All specifications at $T_A = +25^\circ\text{C}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$ connected to $V_S/2$ and $V_{OUT} = V_S/2$, unless otherwise noted

PARAMETER	TEST CONDITIONS	OPA350, OPA2350, OPA4350			UNIT
		MIN	TYP(1)	MAX	
OFFSET VOLTAGE					
Input Offset Voltage V_{OS}	$V_S = 5V$		± 150	± 500	μV
$T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$				± 1	mV



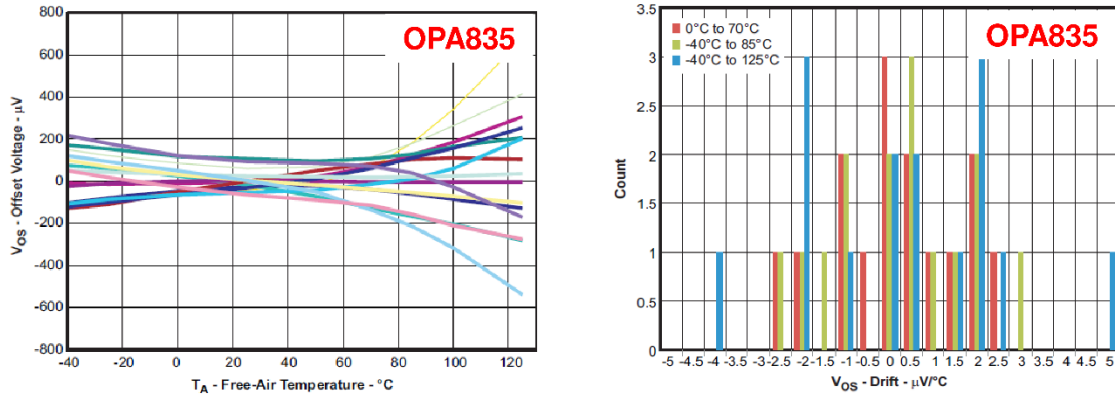
01 - V_{OS} - OPA350.TSC

TEXAS INSTRUMENTS

图 3

失调电压漂移的斜率可以是正的，也可以是负的。该公式显示了失调漂移的一种可能定义。根据曲线的斜率，该公式将产生正漂移或负漂移。其他一些定义使用绝对值，因此不会产生负偏移。

Drift Slope – Positive and Negative



For this example V_{OS} drift is defined as:

$$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} = \frac{V_{OS}(T_1) - V_{OS}(25C)}{T_1 - 25C}$$

11

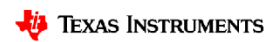
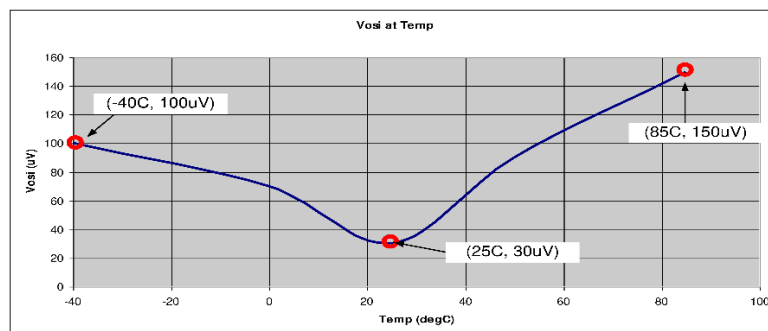


图 4

图 5 是更加常见的漂移定义，它分为两个不同的区域，但如果需要，也可以使用两个以上的区域。这种定义的理念是，与只考虑整个区域的端点相比，您可以更真实地了解预期误差。在本例中，您可以看到两个独立区域的斜率比整个范围的漂移严重得多。请注意，公式中使用的是绝对值，因此该公式永远不会得出负值。

Drift Slope – Common Definition



$$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} = \frac{|V_{OS}(T_1) - V_{OS}(25C)| + |V_{OS}(T_2) - V_{OS}(25C)|}{|T_1 - T_2|}$$

$$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} = \frac{|100\mu V - 30\mu V| + |150\mu V - 30\mu V|}{|85C - (-40C)|} = 1.52 \frac{\mu V}{^{\circ}C}$$

13



图 5

在图 6 示例中，我们将了解如何通过失调电压计算输出电压误差。将失调电压视为与运算放大器非反相输入端串联的直流电压源。在这种情况下，我们有一个 0.1 mV 的偏移。信号源是一个非常小的 1 mV 输入，因此偏移会产生相当大的误差。

该部件的增益配置为 100 V/V ，计算公式为 $\frac{R_2}{R_1} + 1$ 。总输出电压是失调和输入信号的串联组合，即 1 mV 加 0.1 mV 乘以增益 100，得出 110 mV 。失调约占误差的 10%。

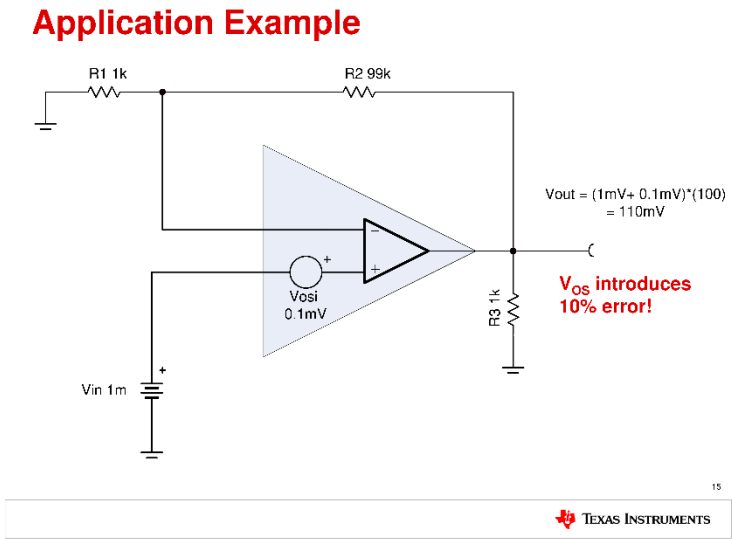


图 6

失调漂移的计算方法与此类似。请注意，我们有两个来源，一个是初始失调，另一个是失调漂移。失调漂移源在 25 摄氏度时为零。当温度偏离 25 摄氏度时，温差将乘以失调漂移，从而产生额外的失调电压。

例如，在 25 摄氏度时，我们有 100 微伏的失调，这只是室温失调，没有漂移项。在 125 摄氏度时，总失调量为 250 微伏。其中 100 微伏来自初始失调，150 微伏来自漂移项。右表说明了偏移量随温度变化的情况。请记住，偏移漂移的斜率可以是正的，也可以是负的，因此两种情况都显示出来了。漂移在校准系统中尤为重要。在校准系统中，室温偏移通常是通过软件测量和校正的。但是，温度漂移通常很难校准，而且校准成本很高，因此最好使用漂移最小的器件。

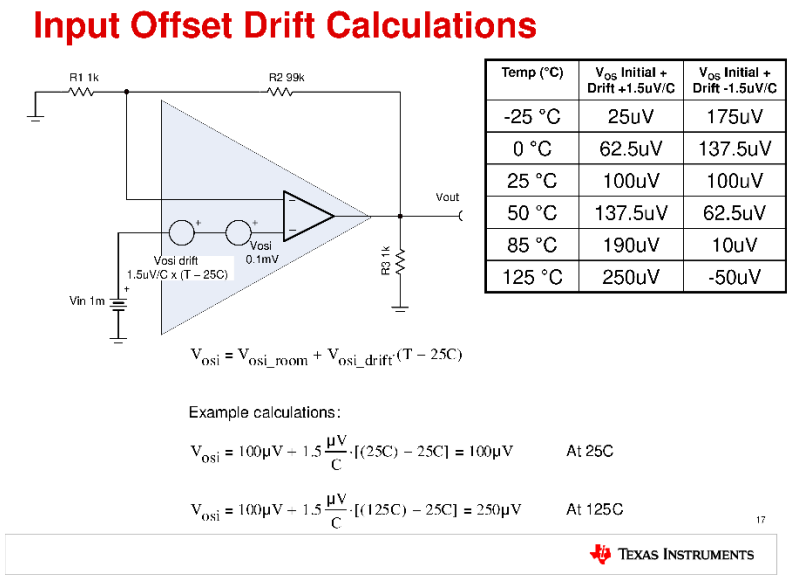
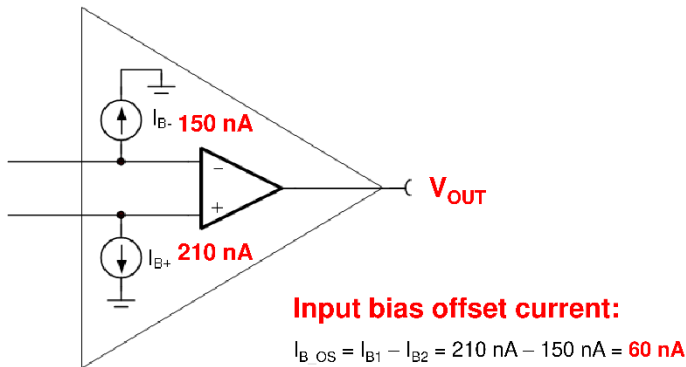


图 7

现在我们来谈谈输入偏置电流和输入偏置电流漂移。输入偏置电流是流入运算放大器输入端的电流。如图所示，这些电流可以模拟为连接到每个输入端的电流源。理想情况下，两个输入偏置电流相等并相互抵消。运放的输入偏置电流定义为两个输入端的偏置电流的平均；运放的输入失调电流定义为两个输入端的偏置电流的差值。如果输入偏置电流较小，就可以匹配连接到每个输入端的阻抗，抵消输入偏置电流产生的偏置。

Input Bias Current - I_B



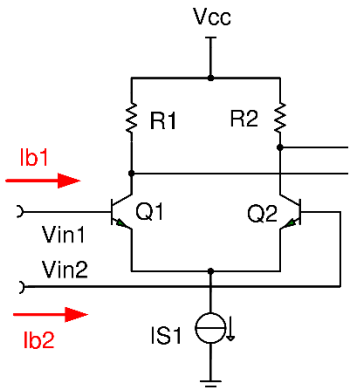
21

TEXAS INSTRUMENTS

图 8

在双极型放大器中，输入偏置电流是流入输入对中每个晶体管基极的电流。一般来说，双极型放大器的偏置电流大于 MOSFET 和 JFET 放大器的偏置电流。典型的数字在 nA 培范围内。您可以看到 LM741C 的输入偏移电流最大约为 200 nA，而输入偏置电流最大约为 500 nA。

Simple Bipolar, No I_B Cancellation



Bias current in bipolar amplifiers is from input transistor base current. It is typically larger than in FET-input amplifiers and it flows into the input terminals.

Parameter	Test Conditions	LM741C			Units
		Min	Typ	Max	
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			300	nA
Average Input Offset Current Drift					nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.8	μA

23

TEXAS INSTRUMENTS

图 9

一些精密双极运算放大器使用一种称为偏置电流消除的方法，以尽量减小偏置电流。这种方法在运算放大器内部完成，因此无需外部元件。放大器只需像双极型放大器一样使用极低的偏置电流即可。偏置电流消除是通过测量输入偏置电流，并将相等但相反的电流相加，从而消除偏置电流。这就有效地将数百纳安培偏置电流的放大器降低到单纳安培偏置电流。从本示例的规格表中可以看出，OPA277 的输入偏置电流最大为正负一个纳安培。在图 9 示例中，偏置电流必须流入晶体管的基极，因此偏置电流只能有一个极性。但在本例图 10 中，偏置电流可以有两种极性，因为偏置电流消除电路并不完美，而且不知道剩余电流的极性是正还是负。

Bipolar with I_B Cancellation

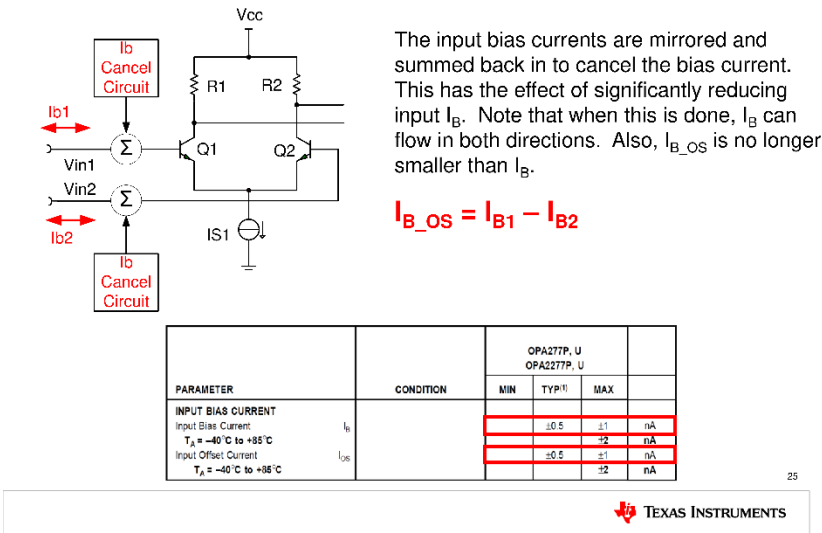


图 10

就 MOSFET 或 JFET 运算放大器而言，输入偏置电流主要是由于输入 ESD 保护二极管的泄漏造成的。输入 MOSFET 晶体管的栅极漏电流极低，因此不会产生很大的偏置电流。在本示例中，您可以看到 OPA369 的最大输入偏置电流为 50 皮安。

Bias Current for CMOS

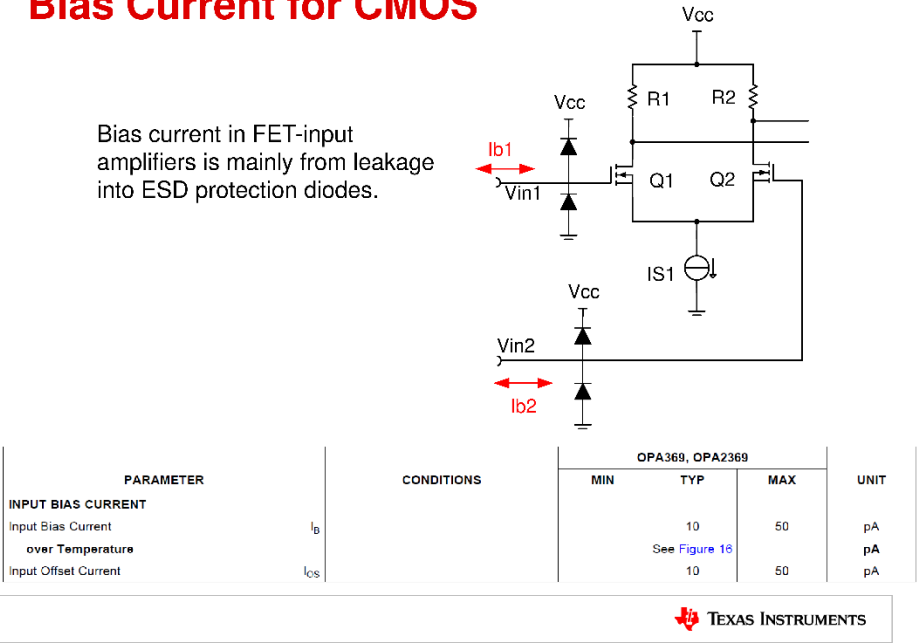
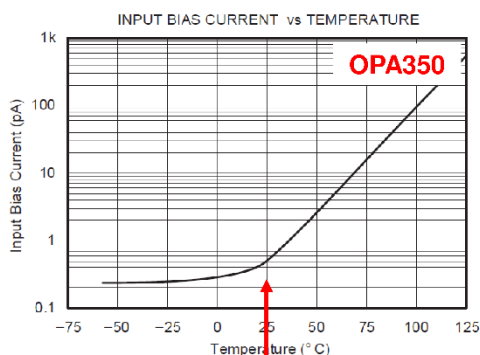


图 11

在使用低偏置电流放大器时，需要注意的一点是 I_b 随温度变化的影响。在左侧的示例中，您可以看到 OPA350 的输入偏置电流在温度超过 25 摄氏度时会显著增加。如果只考虑 I_b 的室温值，然后在高温下运行放大器，就会产生很大的误差。请注意，曲线图的纵轴使用的是对数刻度。

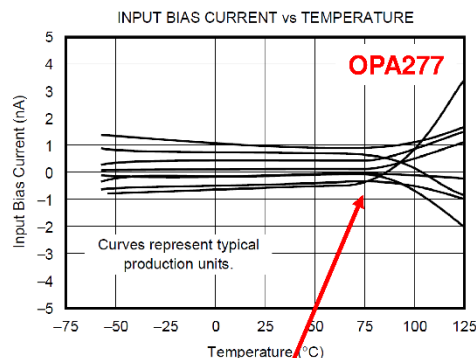
对于双极型放大器，室温下的初始输入偏置电流通常足够大，因此输入偏置电流随温度的相对变化最小。从右侧 OPA277 的示例中可以看出，输入偏置电流在温度超过 75 摄氏度时开始增大。

I_b over Temperature



CMOS amplifier:

In this case you see a dramatic increase in bias current at 25 °C. Note the logarithmic graph, which doubles every 10 °C.



Bipolar amplifier:

In this case you see a dramatic increase in bias current at 75 °C.

29

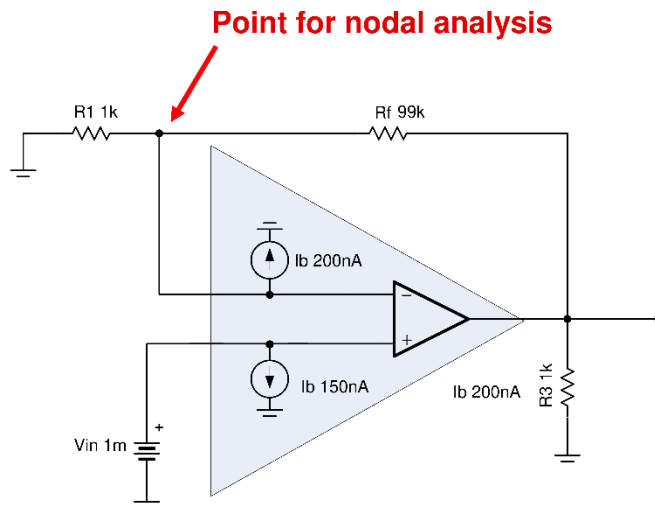
图 12

偏置电流的计算与失调电压的计算非常相似。首先，我们将偏置电流建模为连接到运算放大器输入端的两个电流源。请注意，连接到非反相输入端的输入偏置电流会流回输入信号源。由于没有源电阻，该偏置电流源不会增加任何误差电压。如果非反相输入端连接有源电阻，偏置电流就会产生误差电压。

这种配置的误差完全来自反相输入端的输入偏置电流源，它流入 R_1 和 R_2 的反馈网络。如果我们进行节点分析，就会发现由 I_b 引起的输出电压等于 I_b 乘以 R_f 。这样，我们就可以计算出 I_b 引起的输出和输入信号的输出。利用叠加法，我们可以将等于 20 毫伏的偏置电流输出信号和等于 100 毫伏的输入信号源输出信号相加，因为它们是独立的。

在这个例子中，总输出电压等于 120 毫伏，输入偏置电流带来的误差约为 20%。请注意，这是使用高温 I_b 值进行的误差计算。如果在室温下进行计算，误差会小得多。

I_B Calculation – OPA211 at High Temp.



Using nodal analysis

$$\frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{in} - V_{out}}{R_f} + I_b = 0$$

$$V_{out} = R_f \cdot \left(I_b + \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{V_{in}}{R_f} \right)$$

Using superposition set $V_{in}=0V$

$$V_{out} = R_f \cdot \left(I_b + \frac{0}{R_1} + \frac{0}{R_f} \right) = I_b \cdot R_f$$

In this example

$$V_{out_Ib} = (200nA) \cdot (99k\Omega) = 20mV$$

$$V_{out_vin} = 1mV \cdot \left(\frac{99}{1} + 1 \right) = 100mV$$

$$V_{out_total} = 20mV + 100mV = 120mV$$

31

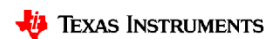


图 13

2. Reference

[1] TI. Precision labs series: Op amps. [Precision labs series: Op amps | TI.com](https://www.ti.com/precision-labs/precision-labs-series-op-amps)

3. 作者

作者

周始勇/Joe Zhou[zhou_shiyong@163.com]

个人博客[github: zhoushiyong010718]

耐星科技有限公司 助理工程师

嵌入式硬件爱好者



