

OPA2197 高精度轨至轨运放在温度测量系统中的应用

Max Han

Analog Signal Chain /Field Application

ABSTRACT

输入共模电压范围是运放的一个重要的性能指标，它由运放的内部架构决定，在使用时加在 IN+ 和 IN- 脚的电压必须满足输入共模电压要求。在这篇文章中，详细分析了电流源温度传感电路的工作原理以及对运放输入共模电压范围的要求，同时列举出轨至轨运放的不同输入架构和特点，并针对电流源温度传感电路对运放输入共模电压范围的要求，提出了相应的解决方案。最后，高精度轨至轨运放 OPA2197 被应用于该温度传感电路，TINA 仿真结果和实验结果验证了理论分析。

Contents

1. 简介.....	2
2. 电流源温度传感电路系统分析.....	2
3. 运放的输入级架构	4
4. 电路输入共模电压分析和系统设计.....	7
5. 仿真和实验.....	9
6. 结论.....	10
Reference:	10

Figures

Figure 1. 电流源温度传感电路	2
Figure 2. 电流源温度传感简化电路	3
Figure 3. NPN 双极性晶体管输入级架构	5
Figure 4. 含有漂移校准和偏置校准的 N-Channel JFET 输入级架构	5
Figure 5. 拥有 NPN 和 PNP 双极性晶体管的轨至轨输入级架构	6
Figure 6. 校准和非校准的输入失调电压 vs 输入共模电压	6
Figure 7. 拥有电荷泵的轨至轨输入级架构.....	7
Figure 8. OPA2197 双输入级架构.....	8
Figure 9. 温度传感电路仿真.....	9
Figure 10. 输出电压仿真波形.....	9

Tables

Table 1. OPA2277 共模输入电压范围.....	7
Table 2. OPA2197 输入共模电压范围.....	8
Table 3. 7 个电压的仿真和实验数据	10

1. 简介

图 1 介绍了一种电流源温度传感电路，运放 1 被设置为电压跟随器，它的输出为 0.75V，作为后续电路的一个基准电压。运放 2 被设置为电流源电路， R_S 是 NTC 电阻，系统设定的电流源流过 R_S 产生压降，该电压和温度成比例关系，后级电路的 MCU 使用自带 ADC 采集这个电压，然后通过内部的软件算法和温度校准算法，可以得到精确的温度数据。

本文详细描述了该电流源温度传感电路的运行原理和参数设计，并对电阻 R_4 导致的偏置误差进行了理论分析。本文简述了轨至轨运放的不同输入级架构，然后详细计算了该电路中运放 1 和运放 2 的输入共模电压，并基于该电路共模电压的要求，对比了非轨至轨运放 OPA2277 无法满足要求，推荐了合适的轨至轨运放 OPA2197。最后，TINA 仿真结果和实验结果验证了理论分析。

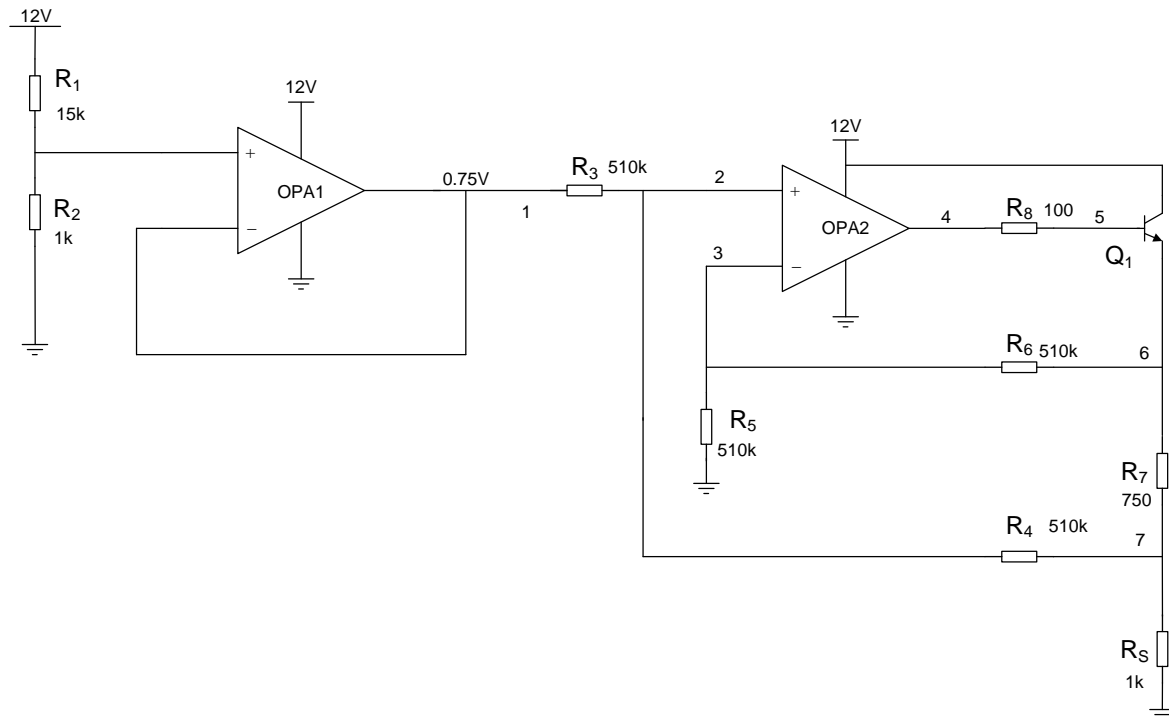


Figure 1. 电流源温度传感电路

2. 电流源温度传感电路系统分析

在图 1 中，一个单端电压 V_1 被转换为伪差分电压 V_6-V_7 ，在 V_6 和 V_7 之间插入电阻 R_7 来形成一个电流源 I_S 。NTC 电阻 R_S 连接 V_7 和 GND，相对于电阻 R_4 ， R_S 阻值很小，因此当电流流过电阻 R_S ，电压 V_7 便反映出温度信息。

电压 V_6-V_7 和 V_1 的关系可以从如下公式 1、2 和 3 得到。根据线性时不变系统叠加原理， V_2 如公式 1 所示。

$$V_2 = V_1 \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_7 \times \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (1)$$

运放在负反馈电路中，IN+和 IN-脚是虚短，即两个电压相等。

$$V_3 = V_2 \quad (2)$$

$$V_6 = V_3 \times \frac{R_5 + R_6}{R_5} = V_1 \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times \frac{R_5 + R_6}{R_5} + V_7 \times \frac{R_3}{R_3 + R_4} \times \frac{R_5 + R_6}{R_5} \quad (3)$$

如果 $R_3=R_4=R_5=R_6$ ，则 V_6 可以被简化为如下公式 4。

$$V_6 = V_1 + V_7 \quad (4)$$

因此 V_6-V_7 等于 V_1 ，一个单端电压被成功转换为伪差分电压。

R_7 由公式 5 设定。

$$R_7 = \frac{V_6 - V_7}{I_S} = \frac{V_1}{I_S} = 750\Omega \quad (5)$$

其中， I_S 是系统设定的电流，1mA； V_1 是参考电压，0.75V。

R_S 不能被设定得太大，否则它会导致三极管 Q_1 饱和。 R_S 的最大值可以通过公式 6 得到。

$$R_{S\max} = \frac{V_7}{I_S} = \frac{V_{OH} - I_B \times R_8 - V_{BE} - V_1}{I_S} = \frac{V_{OH} - \frac{I_S}{\beta} \times R_8 - V_{BE} - V_1}{I_S} = 10k\Omega \quad (6)$$

其中， V_{OH} 是 OPA2 的最大输出电压， β 是三极管 Q_1 的增益系数， V_{BE} 是三极管 Q_1 的基极和射极压降。

在该系统中，最终选择 1k Ω NTC 电阻。

由于 R_4 的阻值远大于 R_S ， R_4 直接被忽略，所以在公式 6 的计算中 R_4 没有出现。事实上， R_4 并不是无穷大，因此由 R_4 产生的小电流也会流过 NTC 电阻，组成 I_S 的一部分。这个小电流在 V_7 上形成了一个偏置电压。图 2 展示了这部分电路。以下详细分析了 V_7 的精度。

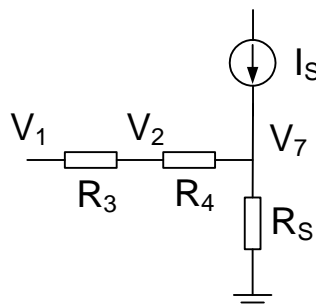


Figure 2. 电流源温度传感简化电路

基于基尔霍夫电流定律，可以得到公式 7。

$$\frac{V_7 - V_1}{R_3 + R_4} + \frac{V_7}{R_S} = I_S \quad (7)$$

因此，通过解公式 7 可以得到公式 8。

$$V_7 = \frac{V_1 R_S}{R_3 + R_4 + R_S} + \frac{I_S R_S (R_3 + R_4)}{R_3 + R_4 + R_S} \quad (8)$$

偏置电压占理想温度电压 $I_S R_S$ 的比例系数 α 的定义如公式 9。

$$\alpha = \frac{I_S R_S - V_7}{I_S R_S} = 1 - \frac{V_7}{I_S R_S} \quad (9)$$

其中， $I_S R_S$ 为理想电流 I_S 流过 NTC 电阻 R_S 产生的电压， V_7 为 R_4 导致的偏置电流和理想电流 I_S 共同流过 NTC 电阻 R_S 产生的电压，则 $I_S R_S - V_7$ 为偏置电流流过 NTC 电阻 R_S 产生的偏置电压。

将公式 8 代入公式 9。在这个系统中， $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 510 \text{ k}\Omega$ 。

$$\alpha = \frac{I_S R_S - V_1}{I_S (R_3 + R_4 + R_S)} = 0.0245\% \quad (10)$$

偏置电压比例系数仅仅只有 0.0245%，它对于精度的影响可以忽略。

3. 运放的输入级架构

许多文章详细描述了各种运放的输入级架构，不同的输入级架构有其各自的优点和缺点。这篇文章描述了简化的输入级架构图^{[1] [2]}，它可以帮助我们更好的理解运放的输入共模电压范围和轨至轨特性。

图 3 展示了最传统的 NPN 双极性晶体管输入级架构，它拥有架构简单，低偏置电压，低电压噪声等特性。然而，双极性晶体管输入级架构导致了大的输入偏置电流。其输入共模电压范围可以达到 V_{CC} ，但无法达到 V_{EE} 。对于 PNP 双极性晶体管输入级架构，它恰恰相反，输入共模电压范围可以达到 V_{EE} ，但无法达到 V_{CC} 。

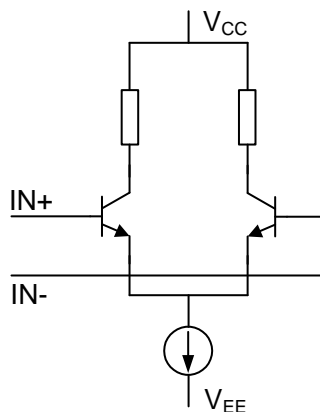


Figure 3. NPN 双极性晶体管输入级架构

为了减小输入偏置电流，一个方案是选择 JFET。图 4 是 N-channel JFET 输入级架构。JFET 是一个压控器件，因此输入偏置电流很小，同时，它也拥有低电流噪声和高频特性好的特性。然而，JFET 的输入偏置电流温漂很大，温度每升高 10 摄氏度输入偏置电流增大一倍，因此 JFET 运放的输入偏置电流在 125 摄氏度的数值是在 25 摄氏度的 1000 多倍^[1]。另外，JFET 输入偏置电压和偏置电压漂移特性也没有 BJT 好。因此为了获得更好的特性，用 R_a 和 R_b 来做漂移校准，用 R_c 来做偏置校准。和 NPN BJT 相似，N-channel JFET 的输入共模电压范围能够达到 V_{CC} ，但是不能达到 V_{EE} 。

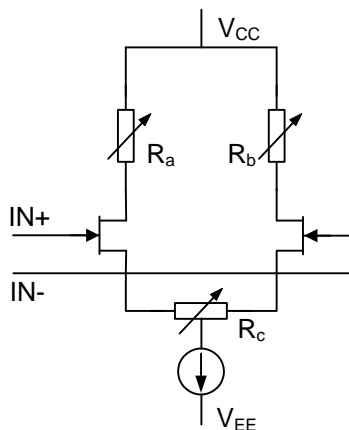


Figure 4. 含有漂移校准和偏置校准的 N-Channel JFET 输入级架构

尤其是在低供电电压的应用场景，轨至轨运放的使用可以增加输入电压范围。图 5 是一个轨至轨输入级架构，它包含了 NPN 双极性晶体管架构和 PNP 双极性晶体管架构，PNP 双极性晶体管架构可以到达 V_{EE} ，同时 NPN 双极性晶体管架构可以到达 V_{CC} ，对于 TI 大部分双输入架构的轨至轨运放，工作级的切换一般发生在低于 V_{CC} 1.3V 左右。输入共模电压高于这个电压，NPN 输入级架构开始工作，而低于这个电压，PNP 输入级架构工作^[2]。然而，PNP 输入级架构和 NPN 输入级架构拥有不一样的失调电压，因此当输入级架构发生切换，输入失调电压也发生变化，在系统设计的时候一定要关注到这一点。TI 采用电子校准 (e-trim) 技术来减小输入失调电压，同时它可以使 PNP 输入级架构和 NPN 输入级架构的失调电压差异最小。图 6 展示了校准和非校准的输入失调电压 vs 输入共模电压。输入失调电压的减小可以简化系统设计，同时提高系统精度。

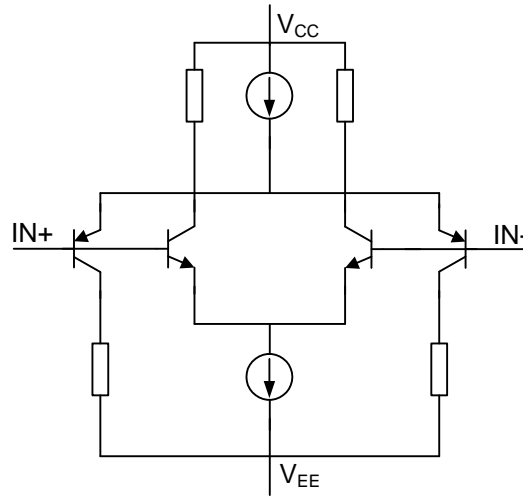


Figure 5. 拥有 NPN 和 PNP 双极性晶体管的轨至轨输入级架构

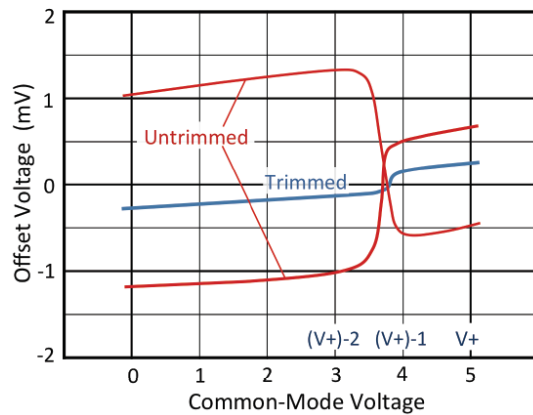


Figure 6. 校准和非校准的输入失调电压 vs 输入共模电压

另外一种轨至轨输入级架构如图 7 所示。电荷泵被用来将 V_{CC} 电压升高大约 2V 左右，在这种架构中，在全输入共模电压范围内没有输入级架构的切换，所以没有畸变发生。但是，电荷泵是一个开关变换器，开关噪声应该被关注。TI 的运放集成了一个非常低噪声的电荷泵^[1]，所以在系统设计时该电荷泵的开关噪声可以被忽略。

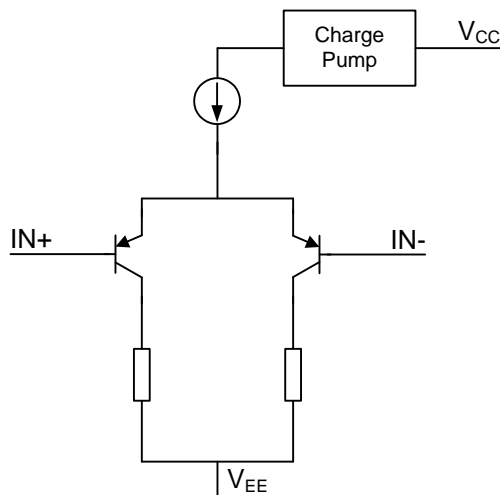


Figure 7. 拥有电荷泵的轨至轨输入级架构

4. 电路输入共模电压分析和系统设计

本文选择 OPA2277 非轨至轨运放作为对比。表 1 列出了 OPA2277 共模输入电压范围，最低输入共模电压为 $(V-)+2V$ ，最高输入共模电压为 $(V+)-2V$ 。

Table 1. OPA2277 共模输入电压范围

Parameter	Test Condition	OPA2277			Unit
		Min	Typ	Max	
V_{CM}	25 °C, $R_L=2k\Omega$	$(V-)+2$		$(V+)-2$	V

在图 1 中，运放的供电是单电源 12V，因此此时的 OPA2277 的输入共模电压范围为 2V 至 10V。

通过公式 11 的计算，运放 1 的输入共模电压只有 0.75V。显然，它超出了 OPA2277 的输入共模电压范围。

$$V_{CM1} = 10 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.75V \quad (11)$$

对于运放 2，输入共模电压由参考电压 0.75V 和 NTC 电压 V_7 共同决定，最恶劣的情况是 V_7 等于 0V。因此在这种情况下，运放 2 的输入共模电压只有 0.375V，它也超出了 OPA2277 的共模输入电压范围。

$$V_{CM2} = 0.75 \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} + V_7 \times \frac{R_3}{R_3 + R_4} = 0.375V \quad (12)$$

OPA2277 是一个拥有良好特性的高精度运放，但是它不是一个输入轨至轨运放，因此在设计中需要考虑它的输入共模电压。

基于以上分析，该电路需要选择宽输入共模电压范围的运放，高精度 OPA2197 被推荐，它是一个拥有双输入级架构的轨至轨运放，如图 8 所示。

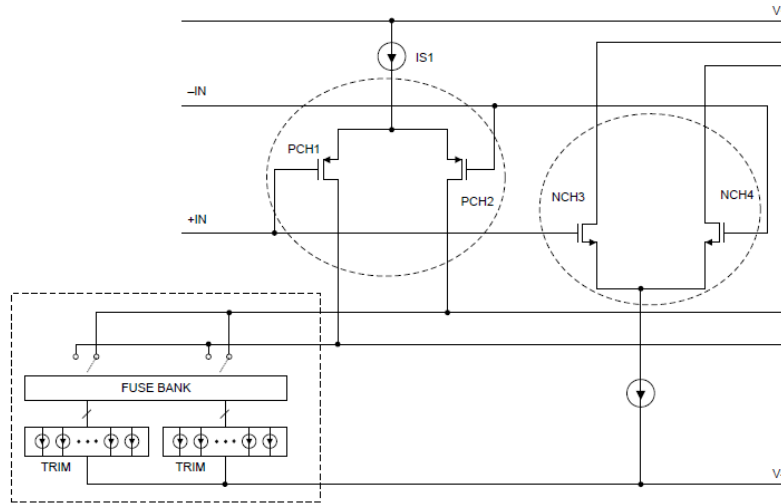


Figure 8. OPA2197 双输入级架构

表 2 列出了 OPA2197 的输入共模电压范围，最小输入共模电压为 $(V-)-0.1V$ ，最大输入共模电压为 $(V+)+0.1V$ 。在这个温度传感系统中，运放 1 的输入共模电压为 $0.75V$ ，在最恶劣时，运放 2 的输入共模电压范围为 $0.375V$ ，正常工作时，运放 2 的输入共模电压范围为 $0.875V$ ，因此他们都在 OPA2197 的输入共模电压范围内。

Table 2. OPA2197 输入共模电压范围

Parameter	Test Condition	OPA2197			Unit
		Min	Typ	Max	
V_{CM}	$25^{\circ}C, R_L = 10k\Omega$	$(V-)-0.1$		$(V+)+0.1$	V

OPA2197 没有 e-trimmed，因此需要关注输入级切换畸变。PNP 输入级在输入电压从低于 $V_{EE} 100mV$ 至大约 $V_{CC}-1.5V$ 被激活，NPN 输入级在输入电压从大约 $V_{CC}-3V$ 至高于 $V_{CC} 100mV$ 被激活。通常情况下，在输入电压为 $V_{CC}-3V$ 至 $V_{CC}-1.5V$ 的范围内，NPN 和 PNP 两个输入级同时被激活^[3]。

基于以上分析，运放 1 和运放 2 的输入共模电压均在 PNP 输入级的工作电压范围内，因此输入级切换畸变可以不予考虑。

5. 仿真和实验

如图 9 所示，使用 TINA 来仿真温度传感电路。V₁ 和 V₇ 的仿真电压波形如图 10 所示，V₁=746mV，V₇=995mV，它们保持稳定，和理论值非常接近。

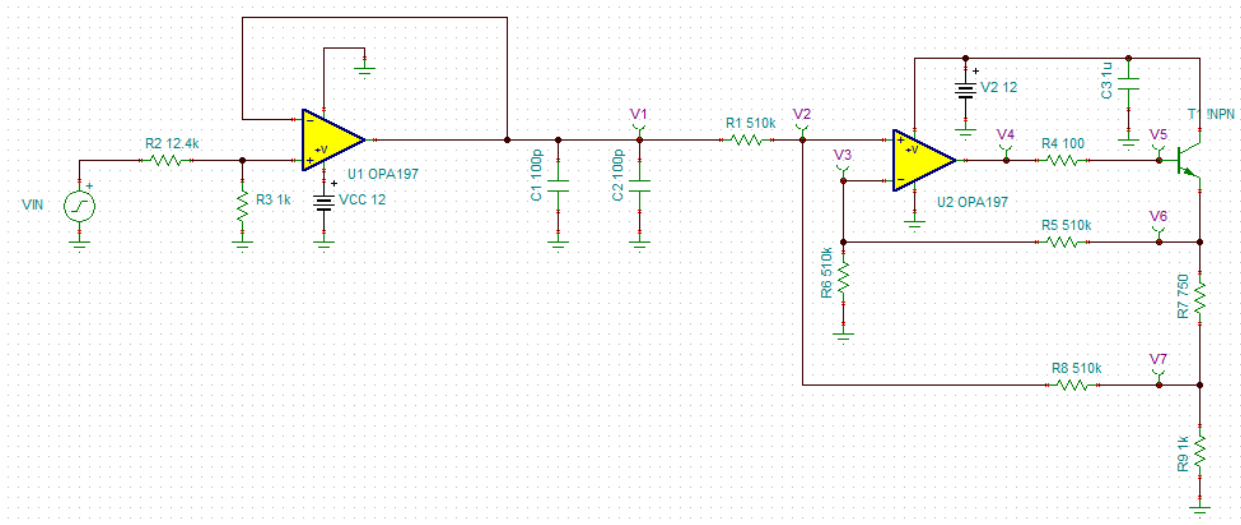


Figure 9. 温度传感电路仿真

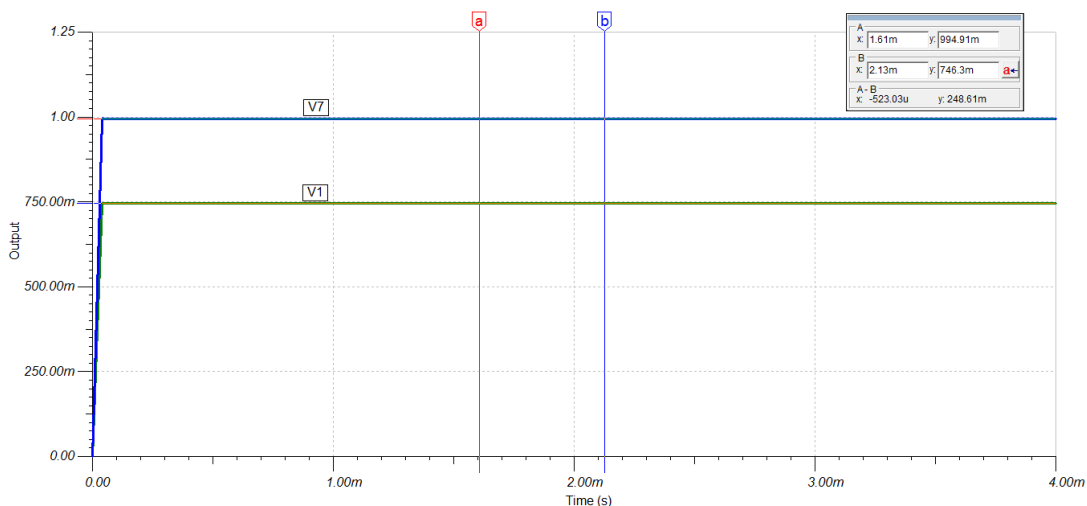


Figure 10. 输出电压仿真波形

表 3 列举出所有的 7 个电压的实验数据。因为运放的 IN+和 IN-是高阻引脚，这两个引脚在测量时很容易被万用表探头引入干扰，所以 V₂ 和 V₃ 的实验数据并没有列在表 3 中。

实验数据和理论值非常接近且保持稳定。

Table 3. 7 个电压的仿真和实验数据

Type	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₇	Unit
Experiment	743	~	~	2375	2370	1733	991	mV

6. 结论

当输入共模电压接近运放供电电压轨时，运放的输入共模电压范围应该被关注。本文基于一个电流源温度传感电路的分析和实验，展示了运放输入共模电压范围的重要性。高精度轨至轨运放 OPA2197 被应用于该电路，仿真数据和实验数据与理论分析吻合。

Reference:

[1] Op Amp Basics.

[2] Bruce Trump. The Signal. A Compendium of Blog Posts on Op Amp Design Topics. 1Q, 2017.

[3] OPAx197 36-V, Precision, Rail-to-Rail Input/Output, Low Offset Voltage, Operational Amplifiers. Texas Instrument OPA2197 Datasheet, SBOS737B, January 2016, Revised October 2016.

[4] OPAx192 36-V, Precision, Rail-to-Rail Input/Output, Low Offset Voltage, Low Input Bias Current Op Amp with e-trim™. Texas Instrument OPA2192 Datasheet, SBOS620E, December 2013, Revised November 2015.

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及ti.com.cn上或随附TI产品提供的其他可适用条款的约束。TI提供所述资源并不扩展或以其他方式更改TI 针对TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2019 德州仪器半导体技术（上海）有限公司