

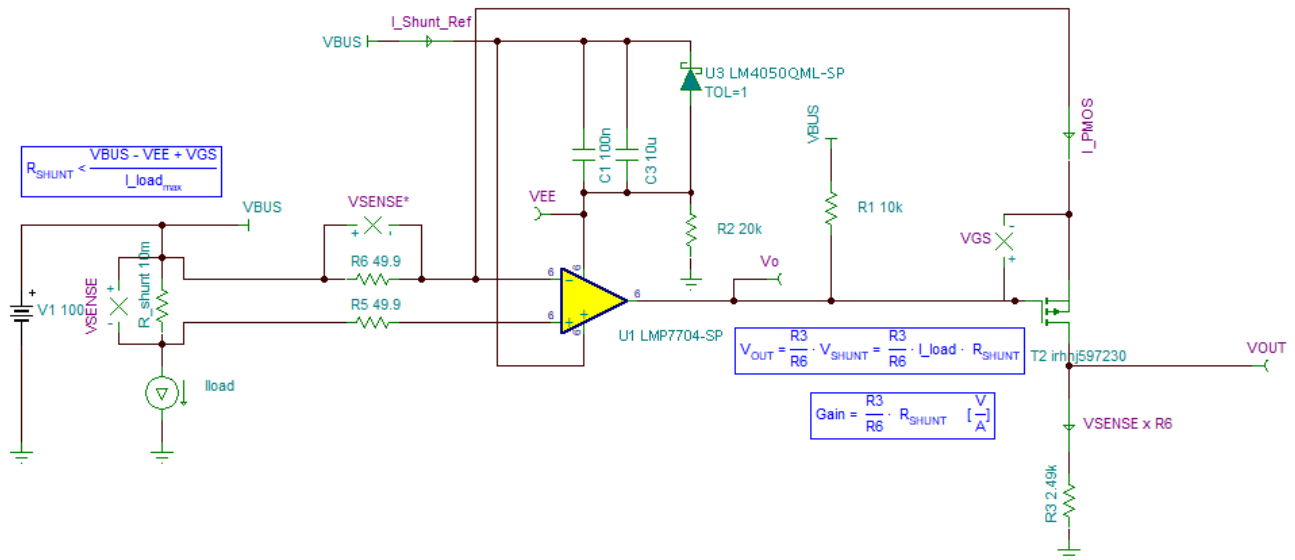
JJ Guan

设计目标

参数	值
共模电压 (VCM)	100V
负载电流 (I_{load} 或 I_{shunt})	1A 至 10A
输出电压 (V_{out})	0.5V 至 5V
输出电压误差	< 0.7%
功耗	< 700mW
总电离剂量 (TID)	100krad (Si)
单粒子门锁 (SEL) 抗扰度	85MeV·cm ² /mg

设计说明

为了测量电源系统运行状况监控系统中的电流，在负载的高侧或低侧放置了一个分流电阻器。但是，将其放置在低侧可能会干扰负载接地。在大多数应用中，测量高侧电流更为可取。下图显示了一个高侧电流检测电路，其电源电压等于 100V，负载电流范围为 1A 至 10A。该电路的输出范围为 0.5V 至 5V。



设计注意事项

- 当负载电流较低时，运算放大器的 V_{os} 决定了误差。当负载电流较高时，分流电阻器的容差决定了误差。
- 增大 R_3 、 R_5 和 R_6 值会降低 PMOS 功耗，但会减小输出 (V_{OUT}) 范围。
- R_2 决定了系统的功耗

设计步骤

• 电路规格

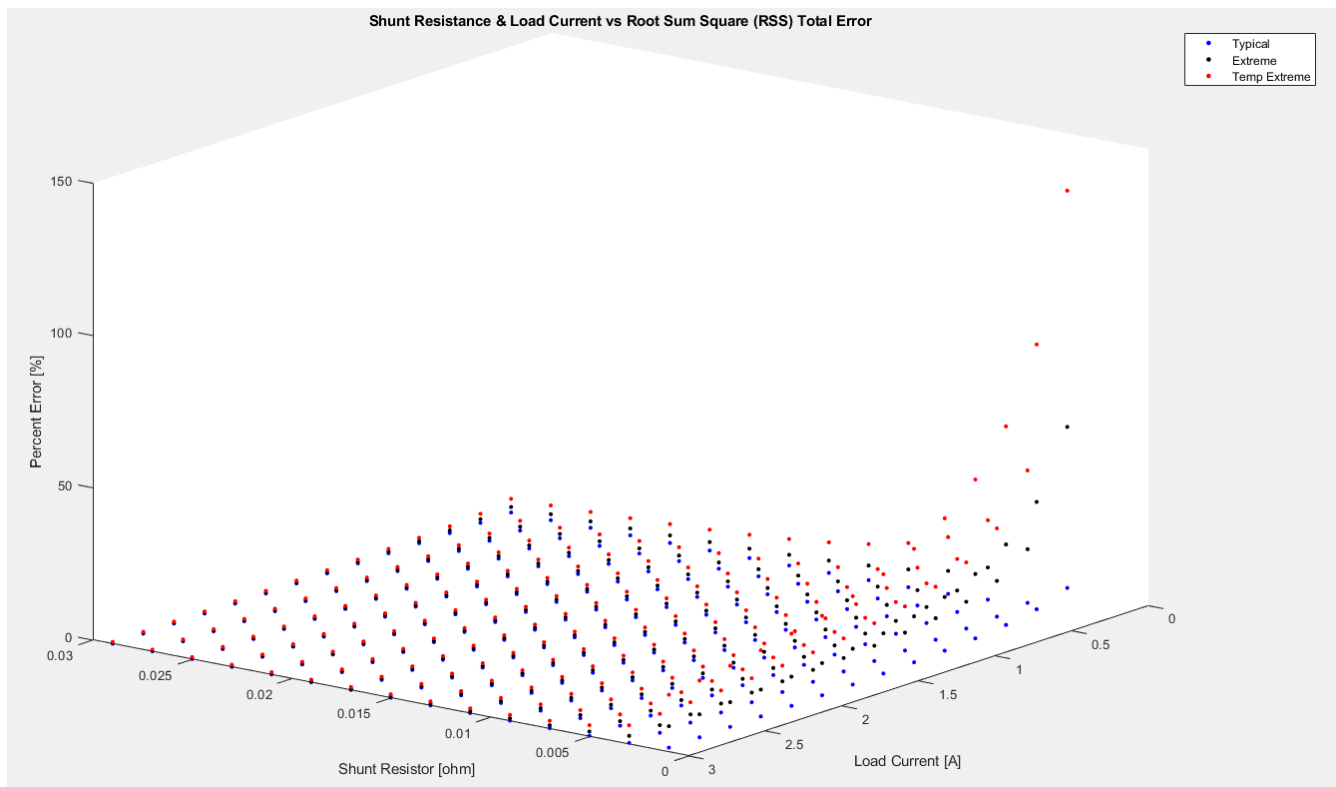
- 负载电源 (V_{bus}) : 100V
- 负载电流 (I_{S1}) : 1A 至 10A
- 输出电压 (V_{out}) : 0.5V 至 5V

• 运算放大器选择

- 运算放大器共模电压 (V_{CM}) 需要等于或大于总线电压 (V_{bus})
- 为了尽可能减小直流误差，最好使用具有较小失调电压、温漂、偏置电流以及较大 $CMRR$ 和 $PSRR$ 的运算放大器
- 由于运算放大器的两个输入电压都接近 V_{bus} ，因此运算放大器的最大共模电压范围 ($CMVR$) 必须等于或大于运算放大器的正电源 V_+
- 此应用中选择了 LMP7704-SP。该器件支持轨到轨输入。它具有 $60 \mu V$ 的典型失调电压、 $1 \mu V/^\circ C$ 的温漂、 $1pA$ 的偏置电流和 $130dB$ 的 $CMRR$ 。它还具有轨到轨输入和输出。

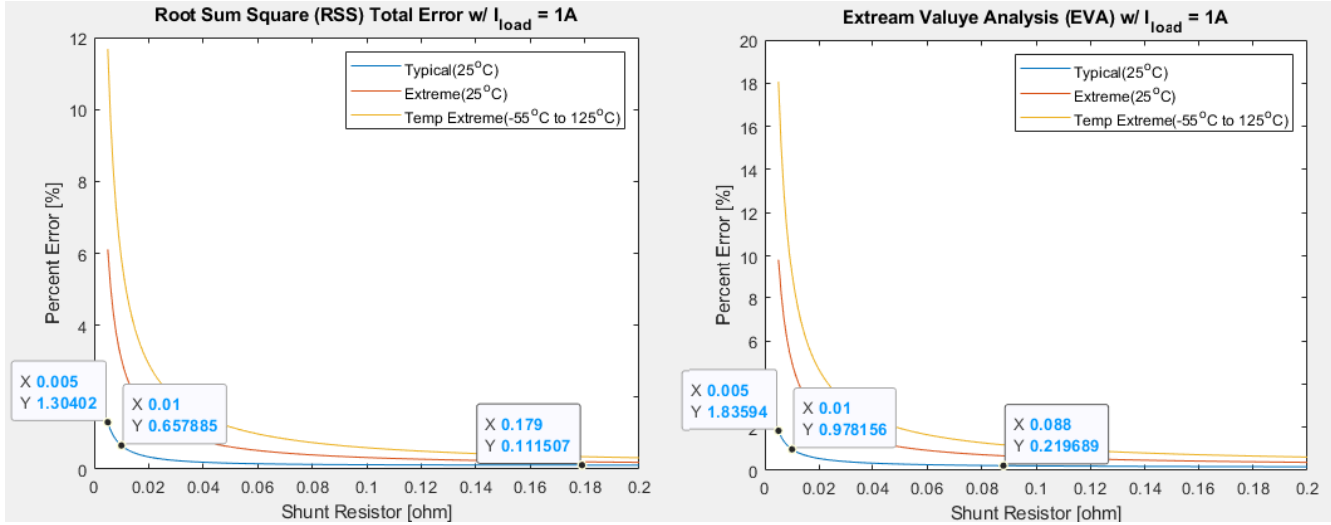
• 分流电阻器选型

- 注意事项：
 1. 增大分流电阻器值可以减小误差，但会增加功耗并降低负载电源电压
 2. 要选择分流电阻器值，选择使用 CSM3637 系列分流电阻器 (数据表请参阅 [设计参考资料](#) 部分) 在 MATLAB® 中运行仿真。该系列分流电阻器的容差和温度系数可低至 0.1% 和 $10ppm/^\circ C$ 。 [误差计算](#) 显示了用于计算 MATLAB 中输出误差的所有公式。



如上图所示，分流电阻器 (R_{shunt}) 和负载电流 (I_{load}) 用作计算输出百分比误差的输入。结果表明，随着 I_{load} 减小或 R_{shunt} 减小，输出误差百分比会增大。因此，在选择 R_{shunt} 值以满足规格中的最小要求时，负载电流设置为其最小值 (1A)。

在以下曲线中，为获得小于 0.7% 的平方和根 (RSS) 误差，选择了 10mΩ 分流电阻器。尽管增加 R_shunt 可以进一步提高精度，但它也会增加功率耗散。所选 10mΩ CSM 系列分流电阻的器件型号为 Y14870R00100B9W。电阻器的额定功率高达 3W。降额系数为 0.6 (基于 EEE-INST-002) 时，设计的分流电阻器功率应小于 1.8W。当最大负载电流设计为 10A 时，R_shunt 的最大功耗为 1W，这满足要求。



- 负载电源电压计算方式：

$$V_{load} = V_{BUS} - I_{load} \times R_{shunt}$$

根据上一个公式，选择 10mΩ (R_{shunt}) 时，V_{load} 从 100V 下降到 99.9V。

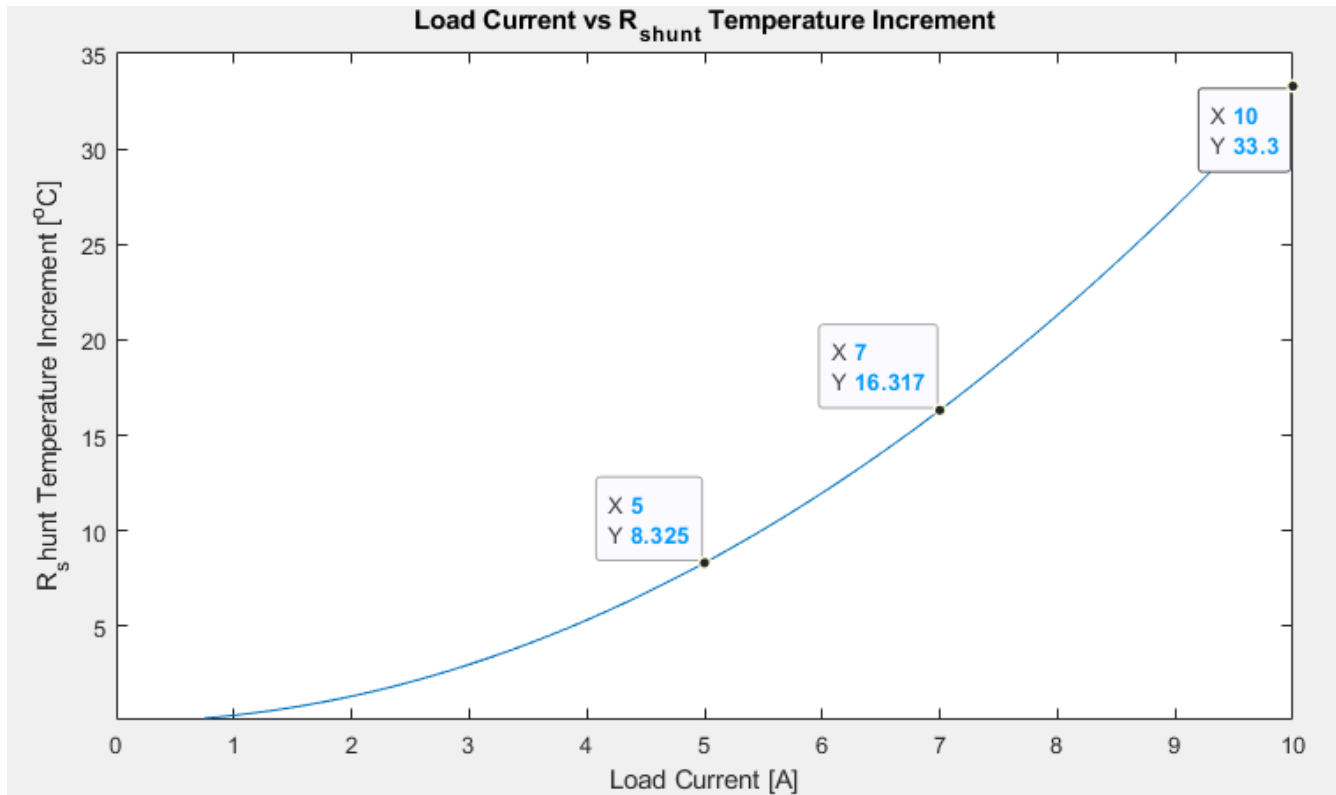
- 分流电阻器自热：

根据分流电阻器数据表中的降额曲线，可以使用以下公式计算自热系数 (θ_{SH}) 和分流电阻器温度变化 (ΔT)。

$$\theta_{SH} = \frac{T_{max} - T_{max_pwr100\%}}{PowerRating} = \frac{170^{\circ}\text{C} - 70^{\circ}\text{C}}{3\text{ W}} = 33.3^{\circ}\text{C/W}$$

$$\Delta T = \theta_{SH} \times P = \theta_{SH} \times I_{load}^2 \times R_{shunt} = 33.3 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \times I_{load}^2 \times 10\text{ m}\Omega$$

将前面的公式插入 MATLAB 工具中，可在下图中绘制负载电流与温度变化之间的关系。从曲线中可以看到，满负载电流为 10A 时，分流电阻器温度比周围温度高出约 33.3°C



• R₅、R₆ 和 R₃ 选型

- R₆ 和 R₃ 计算

$$V_{out} = \frac{R_3}{R_6} \times V_{sense} = \frac{R_3}{R_6} \times I_{load} \times R_{shunt}$$

$$Gain = \frac{V_{out}}{I_{load}} = \frac{R_3}{R_6} \times R_{shunt} = \frac{5V}{10A} = 0.5 [V/A]$$

根据前面的公式，若要获得 0V 至 5V 的 V_{out} 范围，同时 R_{shunt} 等于 10kΩ，计算出 R₃ 与 R₆ 的比率为 50。选择 R₅、R₆ 和 R₃ 的值时应考虑 2 个方面：

1. 为了尽可能降低运算放大器偏置电流的影响，选择的 R₅ 与 R₆ 相同。
2. 由于 PMOS 的零栅极电压漏极电流 (I_{DSS}) 的影响，增加 R₃ 和 R₆ 可以降低功耗，但也会使最小 V_{out} 增大。

R₆ 设为 49.9Ω，在计算的其余部分确定 R₃ 为 2.49kΩ。在此应用中，选择了型号为 303133 至 303138 的 Vishay® 箔电阻器作为仿真和误差计算的参考。（请参见 [设计参考资料](#) 部分。）

• PMOS 选择

1. PMOS 的阈值电压 |V_{th}| 的绝对值需要足够小，以便运算放大器打开和关闭 PMOS 栅极。
2. PMOS 的零栅极电压漏极电流 (I_{DSS}) 定义了栅极电压等于 V_{bus} 时的漏电流。I_{DSS} 会设置较低的 V_{out} 范围。
3. 如果从运算放大器输出 (V_o) 到栅极的导线电阻过大，PMOS 栅极电容可能会影响稳定性。该电容在 1/β 曲线中添加了零。如果零点位于 1/β 和 AOL 交点的左侧，则相位裕度会减小。因此，最好使用小栅极电容。
4. 根据军用标准，漏源击穿电压必须比 V_{bus} 大两倍，最低要求 200V 击穿电压。

PMOS 比较

参数	IRF9230	IRHE9230	IRHN9250	IRHNJ597230
D-S 击穿 [V]	- 200	- 200	- 200	- 200

PMOS 比较 (continued)

参数	IRF9230	IRHE9230	IRHN9250	IRHNJ597230
Vgs [V]	-2 至 -4	-2 至 -4	-2 至 -4	-2 至 -4
零栅极电压漏极电流 [μ A]	-25 至 -250	-25 至 -250	-25 至 -250	-10 至 -25
输入电容 [pF]	700	1200	4200	1344
安装类型	TH	SMT	SMT	SMT
尺寸 [mm]	39.37 × 25.53	7.94 × 9.41	16 × 11.55	10.28 × 7.64

如 [PMOS 比较](#) 表中所示，选择 IRHNJ597230 是因为它具有最小的 I_{DSS} ，并且封装尺寸和输入电容相对较小。

• 并联基准和 R2 选型

本设计中的并联电压基准用于为 LMP7704-SP 运算放大器创建 95V 的虚拟电源电压。LMP7704 的最大电源电流为 4.5mA。因此，所选并联基准的电流范围必须大于 4.5mA。

[并联基准选项](#) 列出了用于比较的两个并联基准选项。两个并联基准的电流范围都大于 4.5mA。在这种情况下，只要 V_{EE} 约为 95V，反向击穿电压容差就不是很重要。因此，即使 TL1431 在总体上具有更好的性能，也最好使用 LM4050QML，因为它的尺寸更小且所需的元件更少。

并联基准选项

参数	TL1431-SP	LM4050QML-SP
反向击穿电压容差 (%)	0.4	1.75
TID (krad)	100	100
需要的元件	5	3
电流范围 (mA)	1 至 100	0.06 至 15
安装类型	SMT	SMT
尺寸 (mm)	10.16 × 7.11	6.86 × 10.41

由于 LMP7704 消耗的最大电流为 4.5mA，并且所选的并联基准至少需要 0.06mA，因此流经 R2 的电流设计为 4.75mA。通过以下公式计算 R2：

$$R2 = \frac{95V}{4.75mA} = 20k\Omega$$

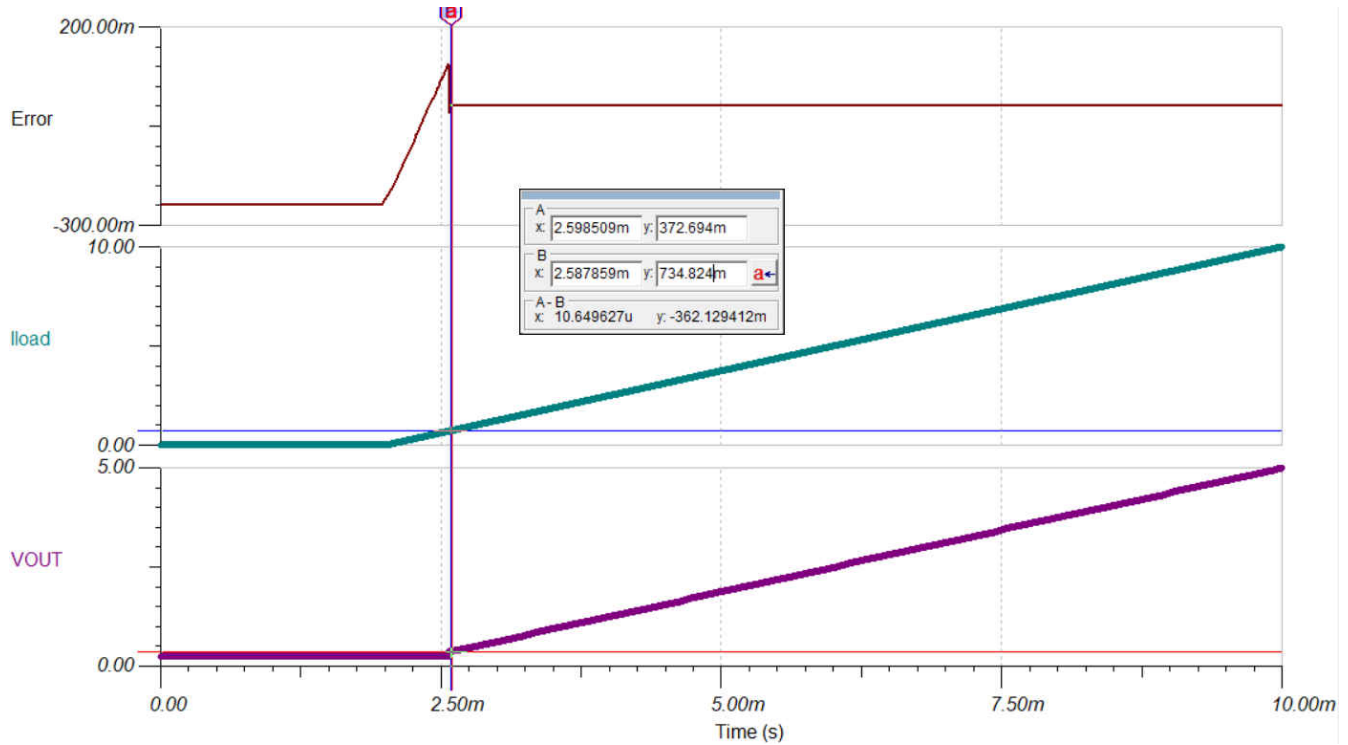
设计仿真

• 输入和输出范围

下图显示了 2.49kΩ (R3) 电阻器上的输出电压。根据以下公式计算误差：

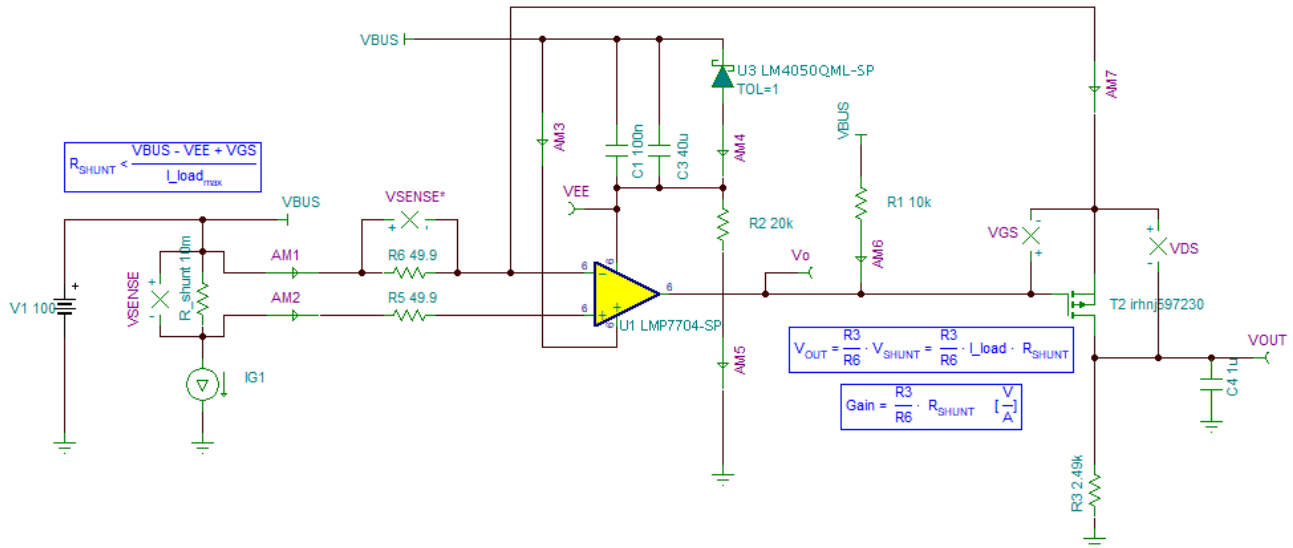
$$Error = \frac{I_{load} \times R_{shunt} \times R3}{R6} - V_{out} = \frac{I_{load} \times 0.01 \Omega \times 2490 \Omega}{49.9 \Omega} - V_{out}$$

理想情况下，当负载电流 (I_{load}) 在 0A 至 10A 之间摆动时， V_{out} 在 0V 至 5V 之间摆动。但是， V_{out} 的最小值为 373mV，并且在负载电流 (I_{load}) 上升至 735mV 之前是非线性的。



• 功耗

以下仿真和计算显示了具有不同负载电流的电路中每个元件的功耗。在不考虑 R_shunt 功耗的情况下，总功耗为 471.4mW 至 651.3mW。R2 决定了功耗。



P_PMOS	0.0199
P_R1	1.0201e-04
P_R2	0.4513
P_R3	9.9600e-05
P_R5	1.2144e-20
P_R6	1.9960e-06
P_Rshunt	0.0100
P_total_wo_Rshunt	0.4714

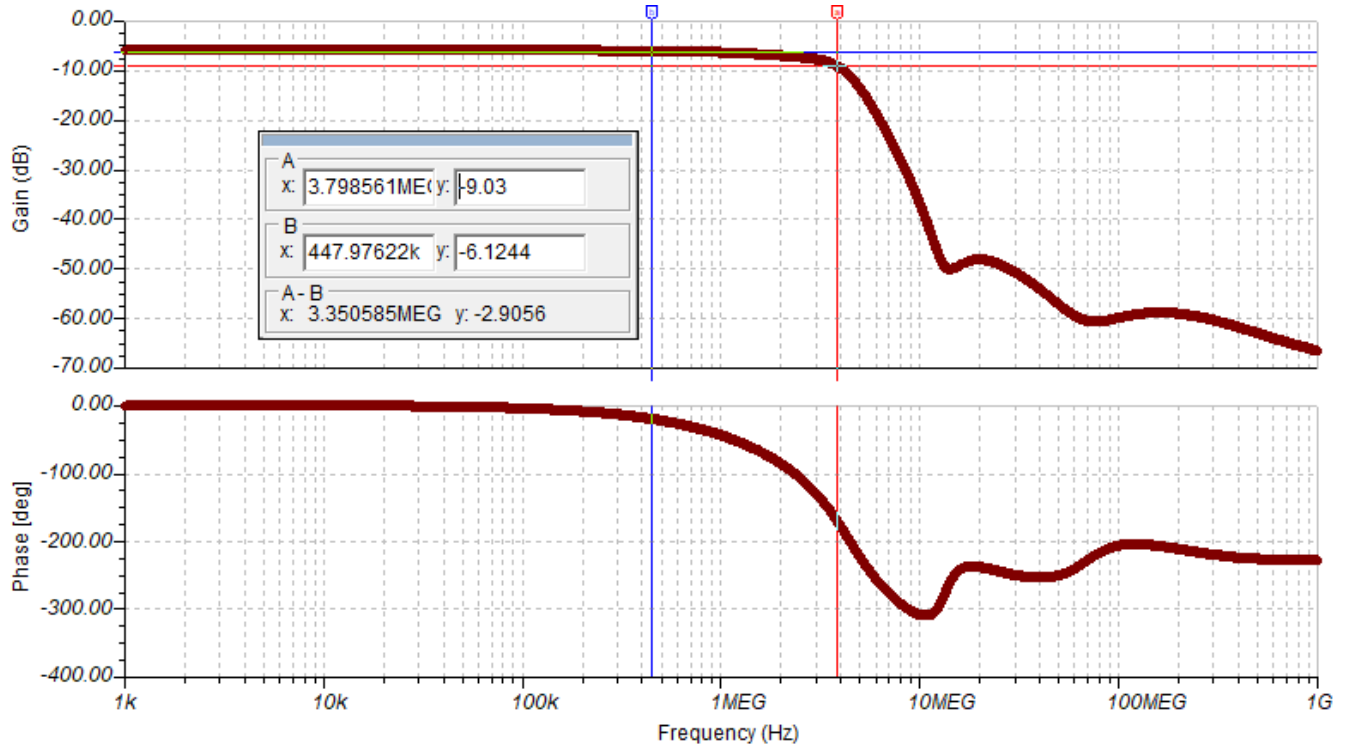
a) Power [W] Calculation with $I_{load} = 1A$

P_PMOS	0.1898
P_R1	1.2100e-04
P_R2	0.4513
P_R3	0.0100
P_R5	1.1834e-20
P_R6	1.9960e-04
P_Rshunt	1
P_total_wo_Rshunt	0.6513

b) Power [W] Calculation with $I_{load} = 10A$

• 带宽

下图显示了电路的增益，其中增益 = $V_{out} (V) / I_{load} (A)$ 。负载电容为 15pF 时，1% 的全功率带宽和 3dB 带宽为 478kHz 和 3.8MHz。



• 稳定性分析

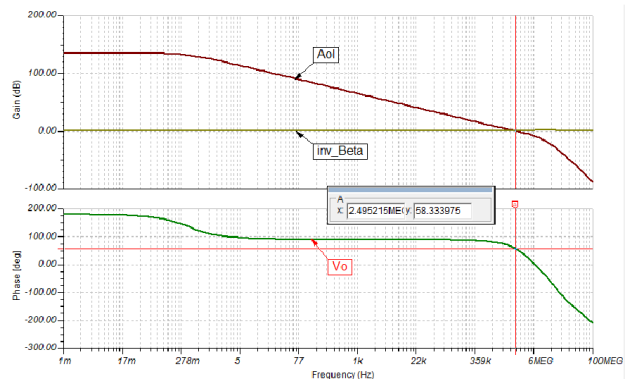
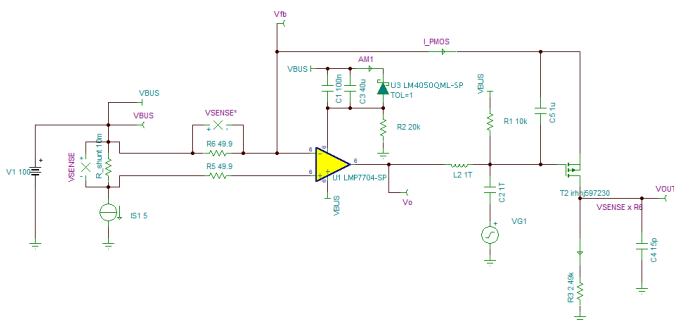
通过测量系统的相位裕度并应用小信号瞬态阶跃响应来验证系统的稳定性。为了确保稳定性，在 AOL 曲线与 $1/\beta$ 交点处测量的相位裕度需要至少为 45 度。

如以下原理图所示，在反馈回路中添加了一个 $1 \mu F$ 电容器以提高稳定性。以下开环交流仿真在输入处断环，并使用以下公式来绘制相关曲线：

$$Aol = \frac{Vo}{vfb}$$

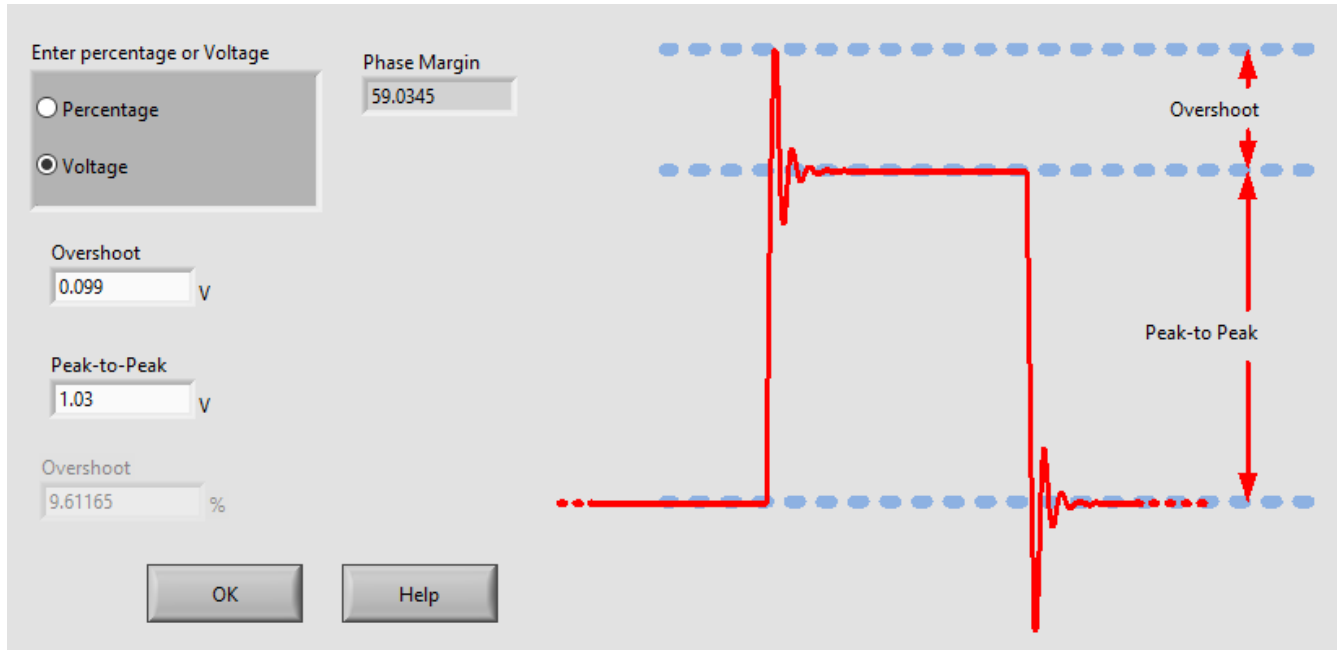
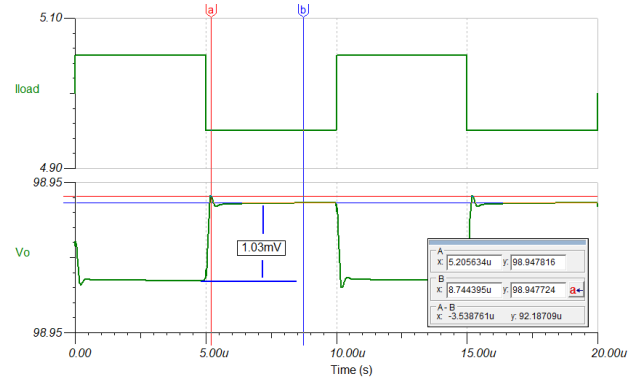
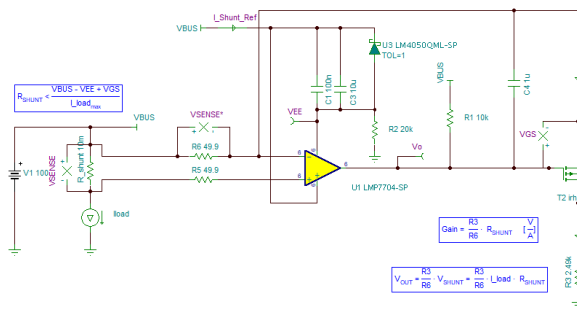
$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{vfb}$$

$$Aol \times \beta = Vo$$



上图显示了频域仿真结果。相位裕度是在 $1/\beta$ 和 AOL 交点处测量的，为 58.3 度，表示系统稳定。

为了进一步确保稳定性，在电路的输入端 (IG1) 上施加了小信号瞬态阶跃响应，并在 Vo 上测量过冲百分比。下图中的过冲表示相位裕度为 59 度，进一步确认了系统的稳定性。



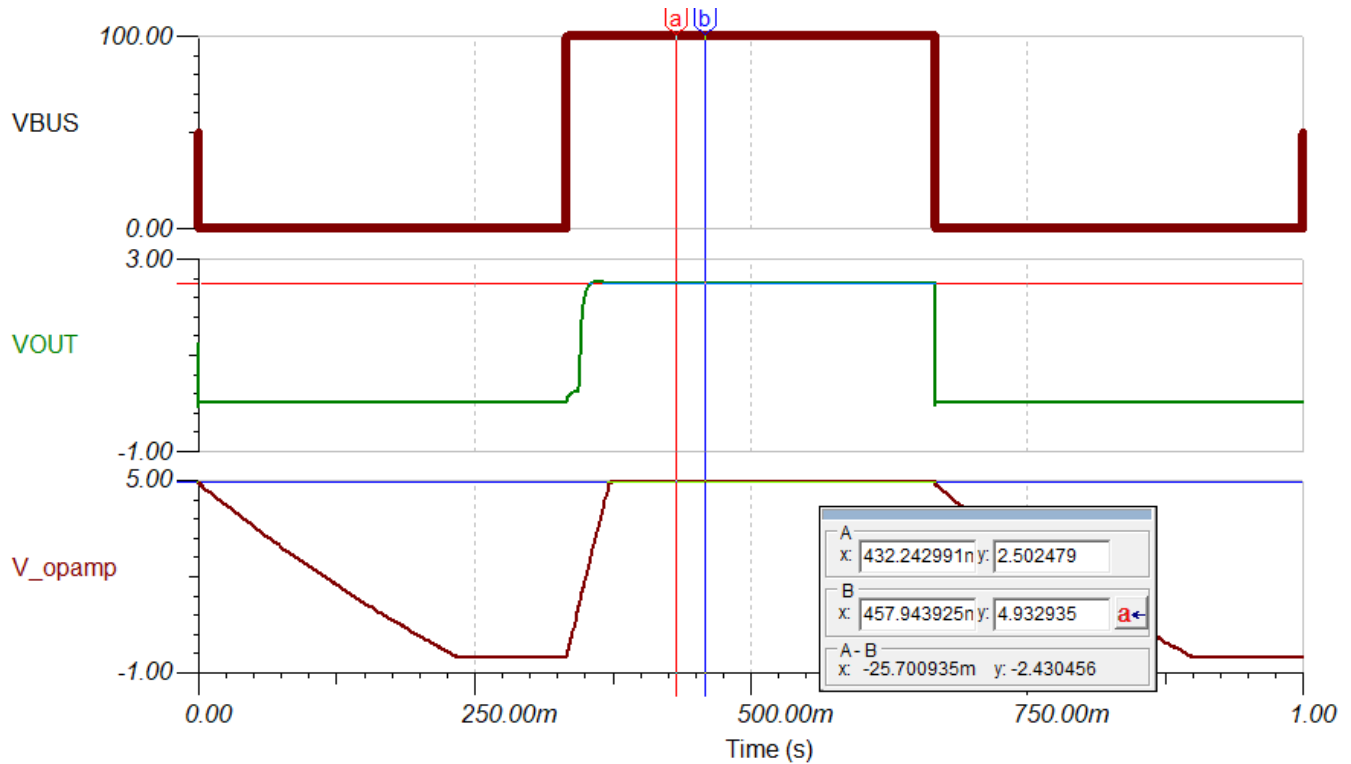
• 故障分析

CAUTION

如果 LMP7704-SP 运算放大器损坏且 PMOS 栅极悬空，则可能会损坏微控制器或 ADC。

有必要在 PMOS 栅极前放置一个 10kΩ 的上拉电阻 (R1)，以上拉 PMOS 栅极并保护 ADC 或微控制器。

另一个故障考虑因素是运算放大器 (LMP7704-sp) 是否会被 100V V_{bus} 损坏。要对其进行仿真，需要在 V_{bus} 上施加 100V 的峰峰值方波。请参阅下图中的仿真结果。



V_{bus} 和 V_{EE} 之间的差值 V_{opamp} 始终低于 4.933V。LMP7704 专为高达 12V 的电源而设计，因此不会损坏。在仿真中，负载电流设置为 5A。正如预期的那样， V_{out} 被仿真为大约 2.5V。

• 误差计算

要分析电路的输出误差，需要使用以下参数

- V_{os} : 运算放大器失调电压误差 (V)
- V_{os_drift} : 温漂 ($V/^{\circ}C$)
- CMRR : 共模抑制比 (dB)
- PSRR : 电源抑制比 (dB)
- temp : 温度 ($^{\circ}C$)
- V_{cm_sys} : 共模电压 (V)，此应用中为 5V
- V_{cm_ds} : 数据表中用于测试的共模电压 (V)。
- R1 : R6 电阻值 (Ω)
- R_{shunt} : 分流电阻器值 (Ω)
- R_{shunt_tol} : 分流电阻器容差 (%)
- TC_{shunt} : 分流电阻器温度系数 ($ppm/^{\circ}C$)
- I_{load} : 输出电流 (A)
- I_b : 输入偏置电流 (A)
- $R1_tol$: R6 电阻器容差 (%)
- $TC1$: R6 电阻器温度系数 ($ppm/^{\circ}C$)
- $R2_tol$: R3 电阻器容差 (%)
- $TC2$: R3 电阻器温度系数 ($ppm/^{\circ}C$)

失调电压误差：

$$V_{sense} = R_{shunt} \times I_{load}$$

$$e_{Vos} = \frac{(Vos + Vos_drift \times (temp - 25))}{V_{sense}} \times 100\%$$

CMRR 误差：

$$CMRR_{-} = 10^{-\frac{CMRR}{20}}$$

$$e_{CMRR} = \frac{abs(Vcm_sys - Vcm_ds) \times CMRR_{-}}{V_{sense}} \times 100\%$$

PSRR 误差：

$$PSRR_{-} = 10^{-\frac{PSRR}{20}}$$

$$e_{PSRR} = \frac{abs(Vcm_sys - Vcm_ds) \times PSRR_{-}}{V_{sense}} \times 100\%$$

分流电阻器误差：

$$e_{shunt} = \frac{Rshunt_tol + TC_shunt}{10000} \times (temp - 25)$$

电阻器 (R3 和 R6) 误差：

$$e_{R1} = \frac{R1_tol + TC1}{10000} \times (temp - 25)$$

$$e_{R2} = \frac{R2_tol + TC2}{10000} \times (temp - 25)$$

偏置电流误差：

$$e_{biasCurr} = \frac{I_b \times R1}{V_{sense}} \times 100\%$$

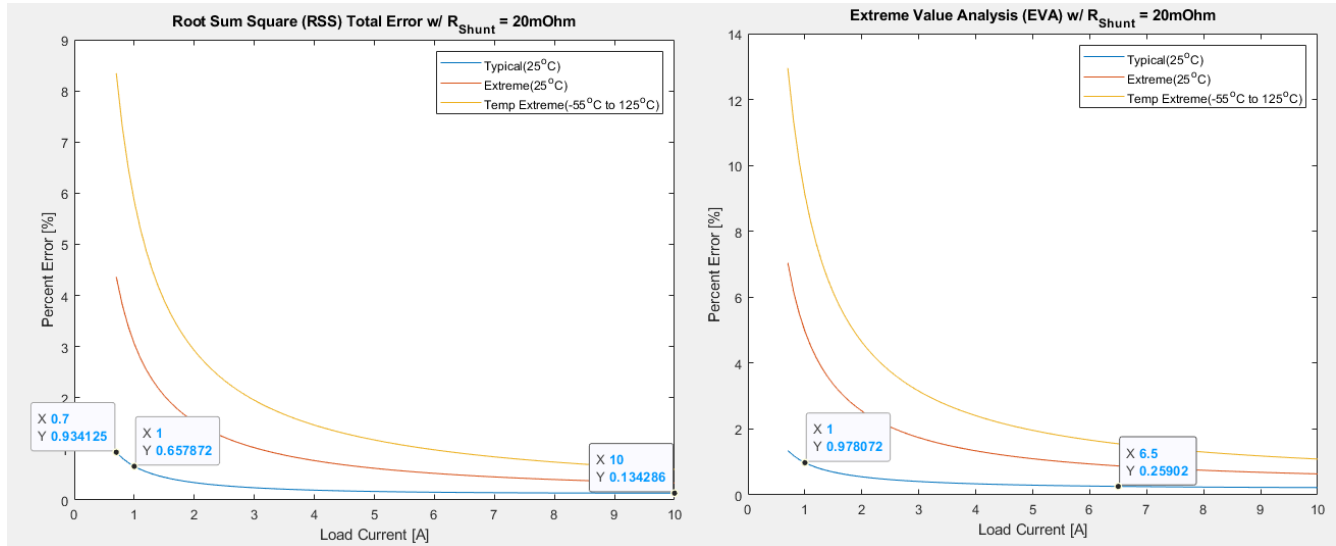
平方根 (RSS) 总误差：

$$RSS = \sqrt{e_{Vos}^2 + e_{CMRR}^2 + e_{PSRR}^2 + e_{shunt}^2 + e_{R1}^2 + e_{R2}^2 + e_{biasCurr}^2}$$

极值分析 (EVA) :

$$EVA = e_{Vos} + e_{CMRR} + e_{PSRR} + e_{shunt} + e_{R1} + e_{R2} + e_{biasCurr}$$

在 MATLAB 中执行了之前的误差公式，仿真结果如下图所示。



当负载电流为 1A 时，RSS 为 0.658%。此 RSS 满足 0.7% 的误差要求。右侧还提供了 EVA 图作为参考。

e_bias_curr	1.5000e-07
e_CMRR	0.0079
e_PSRR	0.2500
e_R1	0.0100
e_R2	0.0100
e_shunt	0.1002
e_Vos	0.6000

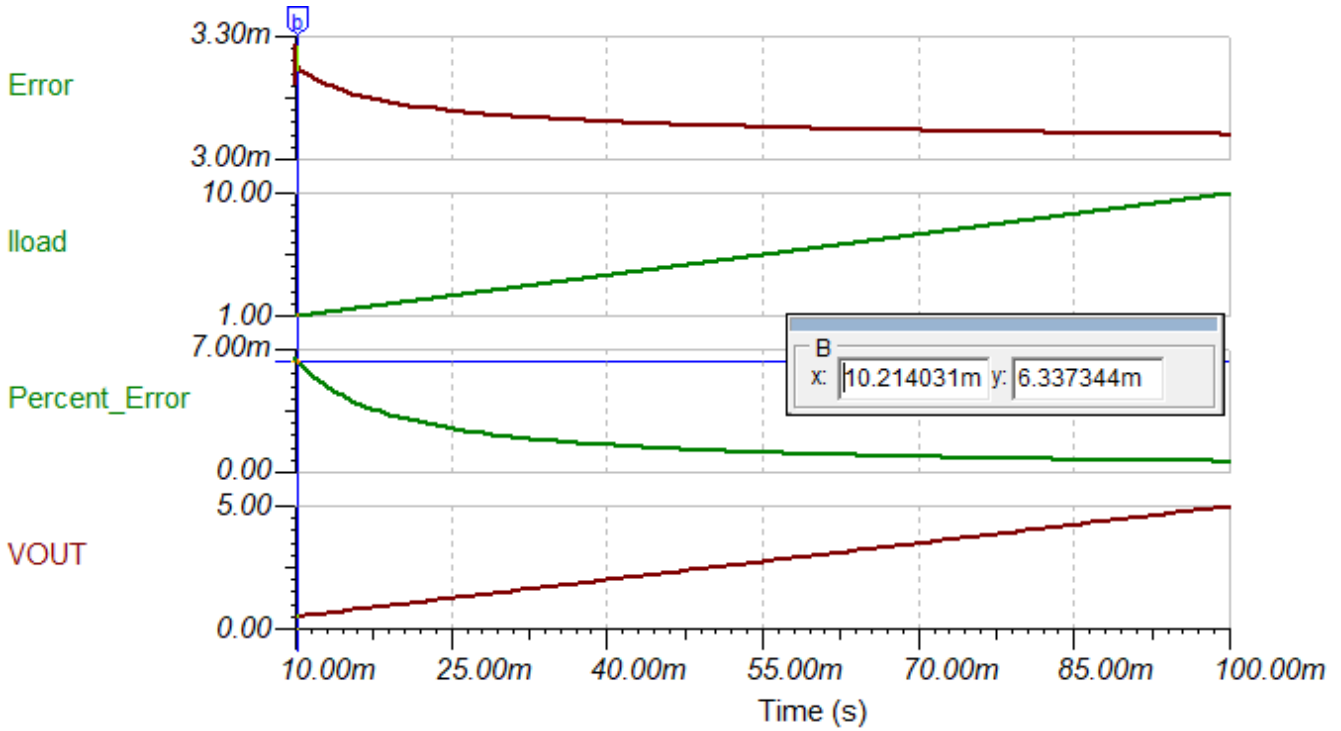
a) Error with $I_{load} = 1A$, unit in [%]

e_bias_curr	1.5000e-08
e_CMRR	7.9057e-04
e_PSRR	0.0250
e_R1	0.0100
e_R2	0.0100
e_shunt	0.1167
e_Vos	0.0600

b) Error with $I_{load} = 10A$, unit in [%]

先前的结果是在 R_{shunt} 设置为 $10m\Omega$ 的情况下计算得出的。当负载电流为 1A 时，运算放大器 Vos 决定了误差。当负载电流为 10A 时，分流电阻容差决定了误差。

通过 TINA-TI™ 仿真再次验证之前的误差计算，结果如下图所示。



使用以下公式计算百分比误差。

$$\text{Percent_Error} = \frac{I_{load} \times 10 \text{ m}\Omega \times \frac{2.49 \text{ k}\Omega}{49.9 \Omega} - V_{out}}{I_{load} \times 10 \text{ m}\Omega \times \frac{2.49 \text{ k}\Omega}{49.9 \Omega}} \times 100\%$$

如仿真所示，当负载电流为 1A 时，误差为 0.63%。该误差与之前 MATLAB 计算中 0.6% 的 Vos 误差一致。TINA-TI™ 不对由电阻器容差和分流电阻器上温度变化引起的误差进行仿真。

设计参考资料

1. Aaron Schultz, “High-Side Current Sensing”, analog.com, 2018 年 3 月。[在线]。网址 : <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/raqs/raq-issue-151.html>。[访问时间 : 2021 年 9 月 9 日]。
2. Sahu, K. 和 Leidecker, H. (2008 年 4 月)。EEE-INST-002: Instructions for EEE Parts Selection, Screening, Qualification, and Derating。资料来源 : https://nepp.nasa.gov/DocUploads/FFB52B88-36AE-4378-A05B2C084B5EE2CC/EEE-INST-002_add1.pdf
3. 德州仪器 (TI), [航天级 100krad 压控电流吸收器 \(0mA - 200mA\) 电路](#) 应用手册
4. VISHAY, “Model 303337 Bulk Metal® Foil Technology CSM3637F, with Screen/Test Flow in Compliance with EEE-INST-002”, 型号 303337 数据表 [2020 年 7 月修订]。
5. 德州仪器 (TI), [LM4050QML 精密低功耗并联电压基准](#) 数据表
6. IR HiRel, “RADIATION HARDENED POWER MOSFET SURFACE MOUNT (SMD-0.5)”, IRHNJ597230 数据表, 2018 年 12 月。
7. VISHAY, “Bulk Metal® Technology High Precision, Current Sensing, Power Surface Mount, Metal Strip Resistor”, CMS 系列数据表。[2021 年 1 月修订]。

设计特色运算放大器

LMP7704-SP	
V_{SS}	2.7 V 至 12 V
V_{inCM}	轨到轨
V_{out}	轨到轨
V_{os}	±60µV
I_q	2.9 mA
I_b	±1pA
UGBW	2.5MHz
SR	1V/µs
通道数	4
总电离剂量 (TID)	100krad (Si)
单粒子锁定 (SEL) 抗扰度	85MeV·cm ² /mg
LMP7704-SP	

设计备选运算放大器

LM124AQML-SP	
V_{SS}	3 V 至 32 V
V_{os}	2mV
I_b	45nA
UGBW	1MHz
SR	0.1 V/µs
通道数	4
总电离剂量 (TID)	100krad (Si)
SEL 抗扰度	SEL 抗扰度 (双极工艺)
LM124AQML-SP	

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（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，不保证没有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、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司