

空间级 100krad 线性热电冷却器 (TEC) 驱动器电路



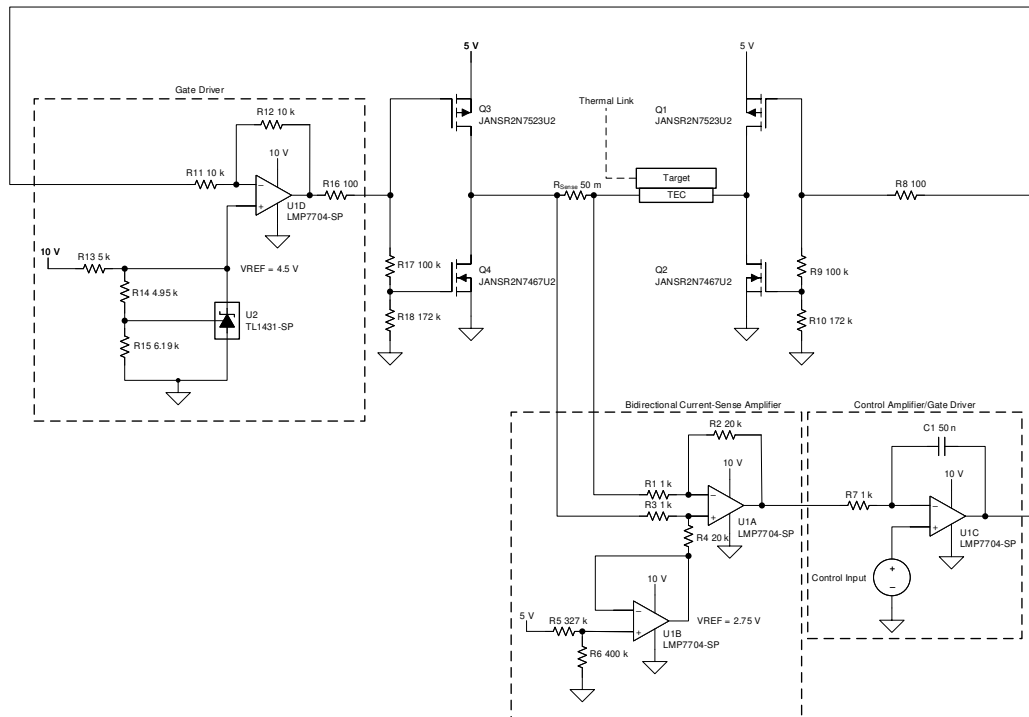
Fadi Matloob

设计目标

| 参数 | 输出 |
|-------------------------------------|---------------------------|
| TEC 驱动器控制信号 | 0.25V 至 5.25V |
| TEC 电流范围 ($-I_{max}$ 至 I_{max}) | -2.5A 至 2.5A |
| TEC 电压范围 ($-V_{max}$ 至 V_{max}) | -4.5V 至 4.5V |
| 电离总剂量 (TID) | 100krad(Si) |
| 单粒子门锁 (SEL) 抗扰度 | 85MeV·cm ² /mg |

设计说明

热电冷却器 (TEC) 是利用电能进行加热或冷却的固态热泵。热电冷却器通常用于激光通信系统以调节激光温度或用于低噪声成像系统，例如：星体跟踪器或广角行星相机。TEC 具有两侧，根据电流流过 TEC 的方向，可以将热量从一侧传递到另一侧。传递的热量多少取决于电流的大小。这就导致了两侧之间的温差。TEC 的两侧称为冷侧和热侧。通过反转电流来交换两侧的能力允许在不改变任何物理配置的情况下进行加热和冷却。下图显示了抗辐射性 TEC 驱动器，它可以准确地控制流经 TEC 的电流的幅度和方向，而不会向系统注入任何开关噪声。



设计说明

- 通常，在设计 TEC 系统时，第一步是确定系统的热负荷（通常是额定功率）以及热侧和冷侧之间所需的 ΔT 。一旦确定了这些规格，就可以选择 TEC。一旦选择了 TEC，就必须确定额定的 I_{\max} 和 V_{\max} 。注意： I_{\max} 和 V_{\max} 不是 TEC 损坏前的最大额定值，而是 TEC 产生的热量即将降低加热或冷却性能之前的最大额定值。
- 为了正确操作 H 桥并控制流经 TEC 的电流，LMP7704-SP 的一个通道 (U1A) 被用作双向电流检测放大器，测量流经 TEC 的电流。假定放大器由单个正电源供电，则还有一个由 LMP7704-SP 的另一个通道 (U1B) 产生的直流基准用于提供负电流。控制放大器 (U1C) 将双向电流检测放大器 (U1A) 的输出作为反馈，并结合控制输入信号 (DAC、PID 等) 来确定 H 桥的驱动电平。控制输入信号设置流经 TEC 所需的电流电平。该控制放大器还负责驱动右侧的半桥。栅极驱动器 (U1D) 负责驱动左侧的半桥。此处有两点需要注意：
 1. U1D 由 TL1431-SP (U2) 电压基准直流偏置，该电压基准将 U1D 的输出默认为高电压。随着 U1C 的输出增大，U1D 的输出会减小（反相信号变大）。
 2. 当一个半桥上的 N 沟道 FET（低侧）导通（Q2 或 Q4）时，相反半桥的 P 沟道 FET（高侧）也将导通（Q3 或 Q1）。这样，就可以根据一对导通的对角 FET 来实现电流双向流动。
- LMP7704-SP 10V 的电源电压是根据美国国家航空航天局 (NASA) 的文件 [EEE-INST-002](#) (2008 年 4 月) 以及欧洲空间标准化合作组织 (ECSS) 的文件 [ECSS-Q-ST-30-11C Rev.1](#) (2011 年 10 月 4 日) 中提供的降额规范选择的。文件规定了线性 IC 的绝对最大电源电压分别降额 80% 和 90%。
- 为了正常运行，电源必须退耦。为了对电源进行退耦，TI 建议将 10nF 至 1 μ F 的电容器放置在尽可能靠近运算放大器电源引脚的位置。对于所示的单电源配置，在 V+ 和 V- 电源引脚之间放置一个电容器。旁路电容器必须具有小于 0.1 Ω 的低 ESR。

设计步骤

1. 确定 TEC 规格：

- 所示电路的规格：
 - TEC 最大电流 (I_{max})：2.5A
 - TEC 最大电压 (V_{max})：4.5V

2. H 桥电源电压选择：

- 重要考虑因素：
 - FET 上的压降 (V_{FETs})
 - R_{Sense} 上的压降 (V_{Rsense})
 - TEC 上的压降 (V_{TEC})
 - H 桥电源电压 ($V_{H-Bridge}$) 应至少为：

$$V_{H-Bridge} = V_{FETs} + V_{Rsense} + V_{TEC}$$

- 在前面所示的电路中，H 桥使用 5V 电源提供 0.5V 的余量并适应所有压降。
- 如果出现以下情况，可能需要提高 H 桥电源电压：
 - TEC 需要更高的电压。
 - FET 不能完全导通并产生显著的压降。

3. 双向电流检测放大器 (U1A)：

- 电流检测放大器使用检测电阻 (R_{Sense}) 检测流经 TEC 的电流。输出作为决定栅极驱动器强度 (TEC 电流) 的控制放大器 (U1C) 的反馈。
- **R_{Sense} 选择：**
 - R_{Sense} 值越小，功耗性能越好，压降越低。根据所需的系统精度，小的数值需要具有良好直流性能的高精度放大器才能准确读取检测电阻电压。
 - 此电路选用的 R_{Sense} 为 $50m\Omega$ 。 $50m\Omega$ 电阻在 2.5A 时产生 125mV 的压降。LMP7704-SP 具有 $\pm 37\mu V$ 的典型偏移电压，在峰值电流时产生约 0.75mA 的误差。
- **U1A 增益选择：**
 - 电流检测放大器增益由电阻器 R1、R2、R3 和 R4 决定。
 - 在前面所示的电路中，需要通过调整 U1A 增益来测量电流作为电压电平。电流检测放大器选用的增益为 $G = 20$ 。
 - 2.5A 的 TEC 电流相当于 R_{Sense} 上的 125mV 电压。 R_{Sense} 上的 125mV 电压转换为 U1A 输出端的 2.5V ($125mV \times 20$) 电压。增益选择使流经 TEC 的电流与电流检测放大器的输出电压之间产生一一对应的关系。
 - 增益选择公式：

$$G_{U1A} = \frac{1}{R_{Sense}} = \frac{1}{50m\Omega} = 20 = \frac{R2}{R1} = \frac{20k\Omega}{1k\Omega}$$

$$R2 = R4 \text{ and } R1 = R3$$

- 按照前面的公式，TEC 电流与电流检测放大器的输出电压之间始终具有一一对应的关系。

- **电压基准选择 (U1B) :**

- 除非具有直流偏移，否则单电源运算放大器无法双向测量电流。如果不使用偏移，当电流与运算放大器的电源电压符号相反时，放大器的输出就会饱和。这就是为什么要使用电压基准来产生直流偏移并防止饱和的原因。
- 基准电压值选择：
 - 电压基准至少需要与流经 TEC 的预期最大电流相等。如果 TEC 的额定 I_{\max} 为 2.5A，则必须使用至少 2.5V 的基准电压来计算 - 2.5A 至 2.5A 的电流范围。考虑放大器的输出摆幅限制 (V_O) 也很重要。

$$V_{\text{REF}} = R_{\text{Sense}} \times I_{\text{Max}} \times G_{\text{U1A}} + V_O$$

- 由于放大器负输出轨限制为 $(V^-) + 0.2V$ ，因此选择了 2.75V 的基准电压。

$$V_{\text{REF}} = 2.75V \geq 50\text{m}\Omega \times 2.5A \times 20 + 0.2V$$

- 由 R5 和 R6 形成的分压器作为缓冲器馈送到其中一个 **LMP7704-SP** 通道 (U1B) 中。分压器产生 2.75V 的基准电压。
 - 要调整基准输出，请使用以下公式：

$$V_{\text{REF}} = \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right) \times 5V$$

- 电压基准的精度取决于分压器中的电阻容差。
- b. 使用电压基准，**计算电流检测放大器的输出电压如下：**

$$V_{\text{out(U1A)}} = R_{\text{Sense}} \times I_{\text{TEC}} \times G_{\text{U1A}} + V_{\text{REF}}$$

- 当流经 TEC 的电流从 - 2.5A 变为 2.5A，电流检测放大器的输出电压从 0.25V 变为 5.25V (2.75V 相当于 0A)。
 - c. 如果不考虑所选放大器的负轨输出摆幅限制，电流检测放大器可能会饱和，并导致系统的其余部分饱和至最大可能负电流。流经 TEC 的饱和电流值可能超过 2.5A，这取决于 H 桥电源电压和栅极驱动能力。
 - 幸运的是，**LMP7704-SP** 是轨到轨输出放大器，因此 0.25V 足以减轻输出摆幅的限制。另一种摆幅较小的放大器需要从电压基准处获得更多余量。
- **电源电压选择：**
 - 电流检测放大器的电源电压必须高于最大预期输出 V_{\max} 和最大输出摆幅限制 V_O 。

$$V_{\text{Supply}} \geq V_{\text{Max}} + V_O$$

$$10V \geq 5.25V + 0.2V$$

- 所选的放大器电源为 10V，满足这些要求。
- 不考虑正输出摆幅限制，会导致系统饱和至最大正 TEC 电流。最大正 TEC 电流可能超过 2.5A (类似于 [基准电压选择](#) 部分中提到的负极饱和情况)。

4. 控制放大器 (U1C) :

- 控制放大器 U1C 控制栅极驱动强度 (在栅极驱动器 (U1C 和 U1D) 中进行讨论)。为了确定栅极驱动强度和方向, 它将电流检测放大器的输出与 **控制输入** 进行比较。控制输入 (V_{IN}) 可以来自 PID 或平均 PWM (通常作为温度控制环路的输出)。由于运算放大器驱动其输出直到其两个输入端子处于相同的电压电平, 因此 V_{IN} 决定了流经 TEC 所需的电流电平。
- 为了控制流经 TEC 的电流, 将控制输入 V_{IN} 设置为 0.25V 至 5.25V 的电压。控制放大器输出根据需要变高或变低, 以达到反馈 (U1A 输出) 和 V_{IN} 处于同一电平。根据控制输入电压 (V_{IN}) 和电流检测放大器的电压基准 (V_{REF}) 计算所设置的 TEC 电流电平:

$$I_{TEC} = V_{IN} - V_{REF}$$

$$I_{TEC} = V_{IN} - 2.75V$$

- 0.25V 的 V_{IN} 意味着控制放大器改变其输出, 直至检测到流经 TEC 的电流为 -2.5A。同样, 5.25V 的输入信号意味着控制放大器改变其输出, 直至检测到流经 TEC 的电流为 2.5A。
 - 这种行为容易受到振荡的影响; 因此, 添加组件 R1 和 C1 以防止控制放大器的输出瞬间变化。如 [交流仿真结果](#) 部分中所示, 选择这些值以产生至少 60° 的相位裕度。

5. 栅极驱动器 (U1C 和 U1D) :

- 栅极驱动器负责向每个半桥提供栅极信号。
- 栅极驱动器功能:**
 - 观察任一栅极驱动器及其相应的半桥:
 - 当栅极驱动器的输出为高电压时, 只会导通 N 沟道 FET (Q2 或 Q4)。当输出为低电压时, P 沟道 FET (Q1 或 Q3) 导通。
 - 重要的是要考虑是否存在三个 FET 可以同时导通的任意点。这将在 [MOSFET 选择](#) 部分进行讨论。
 - 添加隔离电阻 (R_{iso}) 来防止在驱动 FET 容性负载时出现的不稳定。R8 和 R16 的值通过下述公式计算:

$$R_{iso} \geq \frac{1}{2 \times \pi \times f_{20DB} \times C_{load}}$$

$$R_{iso} = 100\Omega \geq 80\Omega \approx \frac{1}{2 \times \pi \times 248kHz \times 8000pF}$$

- 更多详细信息, 请参阅 [TI 精度实验室 - 运算放大器: 稳定性 - 容性负载](#)。
- 设置栅极驱动最大输出:**
 - 要设置栅极驱动器的最大输出电压 ($V_{maxDriver}$), 请更改施加到 U1D 的基准电压 TL1431-SP (U2)。确保 $V_{maxDriver}$ 在所选放大器的输出摆幅能力范围内。在这种情况下, LMP7704-SP 输出摆幅与正轨相差 0.2V; 因此, 最大 $V_{maxDriver}$ 为 9.8V。
 - 设置 TL1431-SP (U2) 基准:

$$V_{REF(U2)} = \left(1 + \frac{R14}{R15}\right) \times 2.5V$$

$$V_{REF(U2)} = 4.5V = \left(1 + \frac{4.95k\Omega}{6.19k\Omega}\right) \times 2.5V$$

- R13 用于在偏置阴极时限制电源电流。确保 R13 为 U2 提供大于 1mA 的电流：

$$I_{U2} = \frac{V_{\text{Supply}} - V_{\text{REF}}(U2)}{R13} \geq 1\text{mA}$$

$$I_{U2} = 1.1\text{mA} = \frac{10\text{V} - 4.5\text{V}}{5\text{k}\Omega} \geq 1\text{mA}$$

- 设置 $V_{\text{maxDriver}}$ 电压：

$$V_{\text{maxDriver}} = \left(1 + \frac{R12}{R11}\right) \times V_{\text{REF}}(U2)$$

$$V_{\text{maxDriver}} = 9\text{V} = \left(1 + \frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega}\right) \times 4.5\text{V}$$

- 在先前所示的设计中，由于同相增益 $G = 2$ ，最大驱动器输出电压相当于基准电压的两倍。
- 注意： $V_{\text{maxDriver}}$ 是栅极驱动器 U1D 所能产生的最大电压。然而， $V_{\text{maxDriver}}$ 不是栅极驱动器施加到 H 桥来产生流经 TEC 的 2.5A 电流的最大电压 (V_{maxGate})。 V_{maxGate} 取决于所选的 MOSFET 以及 $V_{\text{H-Bridge}}$ 。通过仿真或查看 MOSFET 数据表和确定达到 I_{max} 所需的 V_{GS} 来确定 V_{maxGate} 。仿真表明，需要最大 V_{maxGate} 为（最坏情况下的 FET 阈值电压）才能实现流经 TEC 的电流为 2.5A。
 - 确保 $V_{\text{maxDriver}}$ 比最大 V_{maxGate} 高出控制放大器的输出摆幅限制量 ($V_{\text{O}}(U1C)$)：

$$V_{\text{maxDriver}} \geq V_{\text{maxGate}} + V_{\text{O}}(U1C)$$

$$V_{\text{maxDriver}} = 9\text{V} \geq 8\text{V} + 0.2\text{V}$$

- $V_{\text{maxDriver}}$ 需要高于 V_{maxGate} 以确保控制放大器 (U1C) 不会饱和进入负轨。

• 反相栅极驱动器信号：

- 需要注意的是，如果两个栅极驱动器 (U1C 和 U1D) 相互跟随，那么所有 4 个 FET 将同时导通。这是不希望出现的行为，因为它会导致直通电流。理想的行为是只要两对对角 FET 中的一对导通。两对对角是 (Q1 和 Q4) 或 (Q3 和 Q2)。
- 为了实现这种行为，U1C 的输出连接到 U1D 的反相输入。工作原理如下：U1D 默认输出为 $V_{\text{maxDriver}}$ 。然而当施加最小的 $0.25\text{V } V_{\text{IN}}$ 时，U1C 的输出将略微增加并保持稳定，直到检测到 - 2.5A。这会使 U1D 的输出处于 V_{maxGate} 。随着 V_{IN} 的变化，两个栅极驱动器输出之间的关系定义如下：

$$U1D_{\text{OUT}} = V_{\text{maxDriver}} - U1C_{\text{OUT}}$$

- 这会导致两个输出相互线性跟随，并且方向相反，即当 U1D 为 9V 时，U1C 为 0V。
 - a. 这就是为什么 $V_{\text{maxDriver}}$ 需要比 V_{maxGate} 高 $V_{\text{O}}(U1C)$ 的原因：为了避免 U1C 的输出为 0V 时，它只能下降到 0.2V 负轨 (GND)。
 - b. 假设考虑了 MOSFET 阈值电压，该栅极驱动器设计可确保在运行期间上述两对对角中只有一对导通。
- 放大器选择：
 - 确保所选的运算放大器具有足够的输出摆幅以支持所需的最大电压。LMP7704-SP 可以摆动到 0.2V 正电源 (9.8V)。

6. MOSFET 选择：

- FET 阈值电压对于实现有效的设计至关重要。在运行期间，一次只能导通一对对角 FET。这些对是：(Q1 和 Q4) 或 (Q3 和 Q2)。如果三个 FET 同时导通，例如 Q1、Q2 和 Q4，则 H 桥电源轨可能会通过 Q2 以非常小的电阻连接到 GND，并导致电流尖峰，称为直通电流。这可能会损坏 FET 并导致系统故障。为避免这种情况，一次只导通一对对角 FET 是绝对重要的。
 - 对于所示电路，所选的 FET 都具有 2V (N 沟道) 或 -2V (P 沟道) 的最小阈值电压 (V_{th})。
 - 这意味着，如果 N 沟道 FET 上没有电阻分压器，2.5V 栅极信号就可以导通同一半桥的高侧和低侧 FET 并产生直通电流。
 - 为确保不会发生这种情况，N 沟道 FET 增加了一个分压器。选择的分压器应具使当 P 沟道 FET 即将导通时，由相同栅极信号驱动的 N 沟道 FET 应关断。对于 V_{th} 为 2V 的所先 FET，当栅极驱动器的输出为 3V 时，N 沟道 FET 栅极 (V_{N-Gate}) 应选择为 1.9V。分压器的计算如下 (假设 $R_{TOP} = 100k\Omega$ 并确保 V_{N-Gate} 低于最小 N 沟道 V_{th})：

$$R_{BOTTOM} = \frac{\frac{V_{N-Gate}}{(V_{H-Bridge} + V_{th(min)PFET})}}{1 - \frac{V_{N-Gate}}{(V_{H-Bridge} + V_{th(min)PFET})}} \times R_{TOP}; \quad V_{N-Gate} < V_{th(min)NFET}$$

$$R_{BOTTOM} = 172k\Omega \approx \frac{\frac{1.9V}{(5V + (-2V))}}{1 - \frac{1.9V}{(5V + (-2V))}} \times 100k\Omega$$

- 在前面计算出的电阻分压器中，如果施加 2.5V 栅极信号来导通 P 沟道 FET，则 N 沟道栅极只能看到 1.6V，因此它会处于关断状态。这样就可以确保在运行期间只有一对对角 FET 导通。
 - 确保可以将栅极驱动得足够高，使 FET 的最大 V_{th} (来自数据表) 仍能够与电阻分压器一起使用。根据数据表，最大 V_{th} 为 4V。当施加绝对最大值 $V_{maxGate}$ (8.8V) 信号时，带有分压器的最大 V_{N-Gate} 为 5.56V。确保在 V_{th} 变化时导通。
 - 在不饱和 U1C 的情况下，绝对最大值 $V_{maxGate}$ 为 8.8V，其推导公式如下：

$$V_{maxGate} \leq V_{maxDriver} - V_{O(U1C)}$$

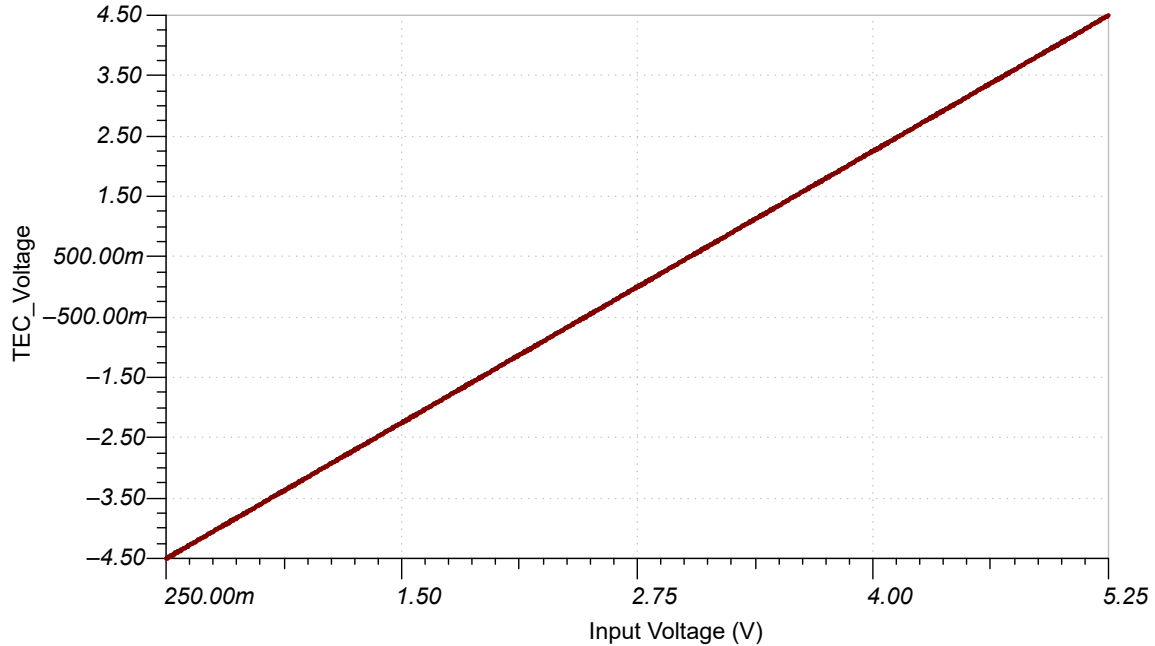
$$V_{maxGate} = 8.8V \leq 9V - 0.2V$$

设计仿真

直流仿真结果

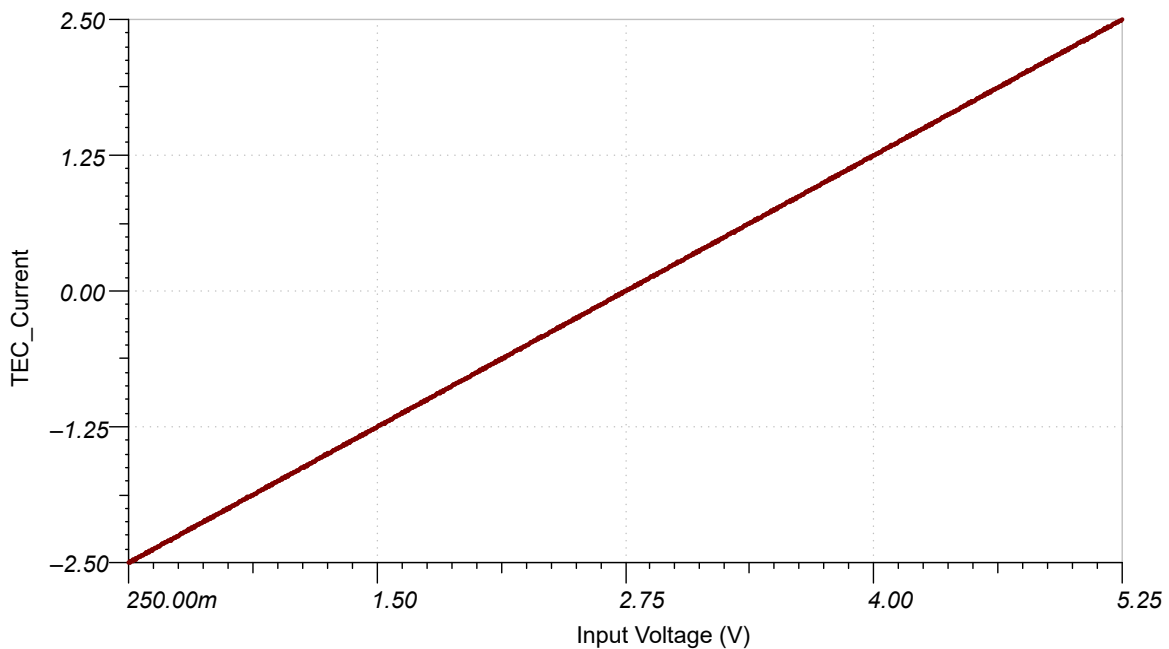
TEC 电压

下图显示了流经 TEC 的输出电压作为控制输入电压的函数。当控制输入电压在 0.25V 到 5.25V 之间变化时，TEC 电压在 -4.5V 到 4.5V 之间变化，符合设计标准。



TEC 电流

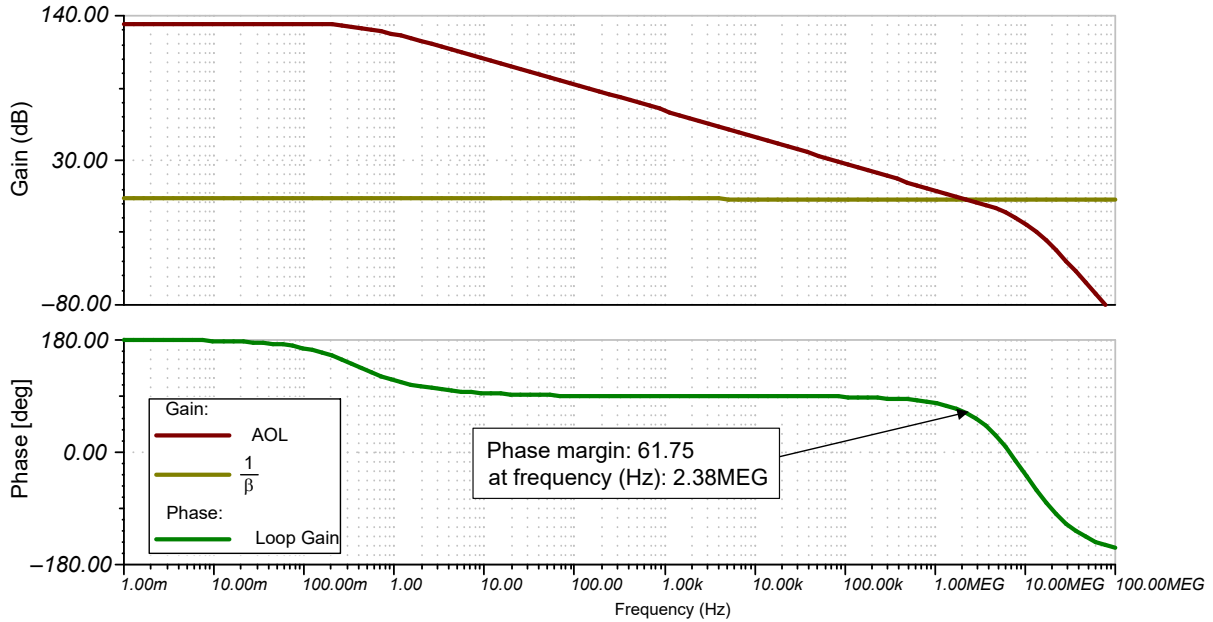
下图显示了流经 TEC 的电流作为控制输入电压的函数。当控制输入电压在 0.25V 到 5.25V 之间变化时，TEC 电流在 -2.5A 到 2.5A 之间变化，符合设计标准。



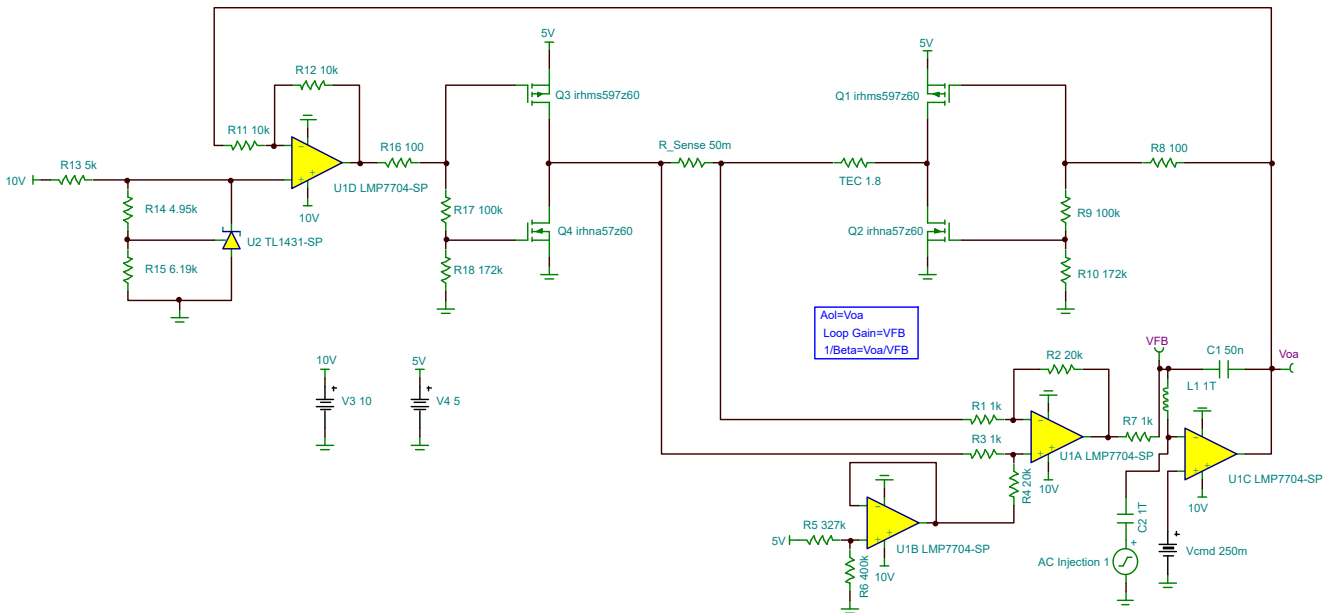
交流仿真结果

稳定性

下图显示了系统的增益和相位图。发现相位裕度约为 62° 。稳定性标准是： $f_{cl} = (A_{ol} \text{ 斜率} - 1/\beta \text{ 斜率})$ 时的接近速率为 $20\text{dB}/十倍频程$ 。以下增益图同时显示了 V_{oa} (A_{ol}) 和 $1/\beta$ 。在没有电容器 $C1$ 的情况下， $1/\beta$ 为零并提供 $40\text{dB}/十倍频程$ 的接近速率。添加电容器 $C1$ 会在 $1/\beta$ 中产生一个极点，并确保接近速率为 $20\text{dB}/十倍频程$ ，从而电路稳定。更多详细信息，请参阅 [TI 精密实验室 - 运算放大器：稳定性 - 引言](#)。

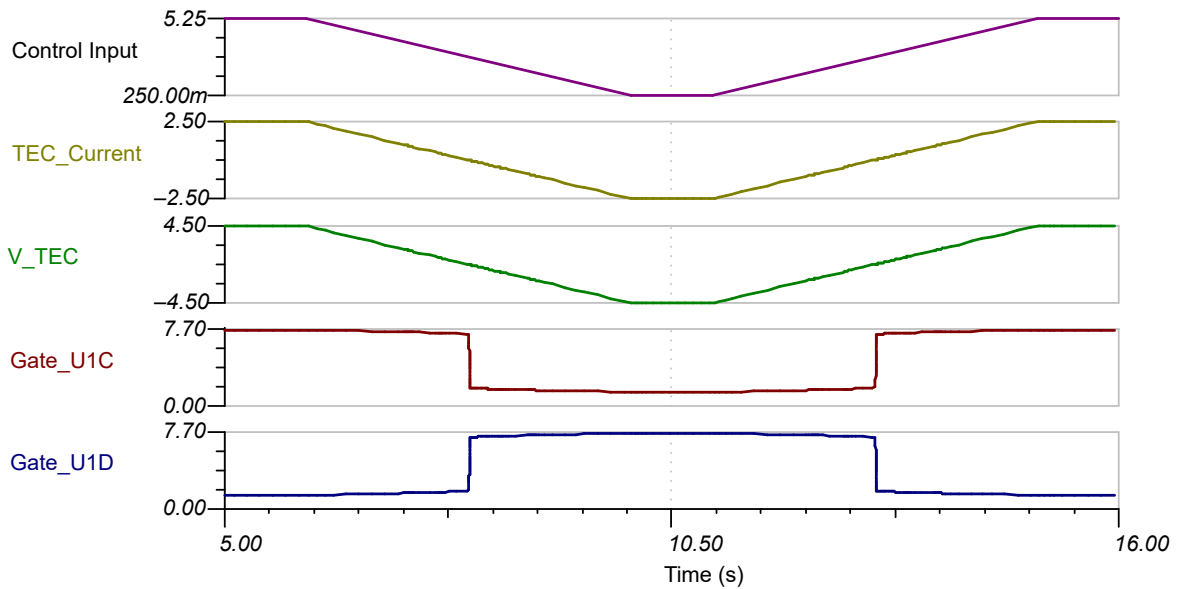


AC Simulation

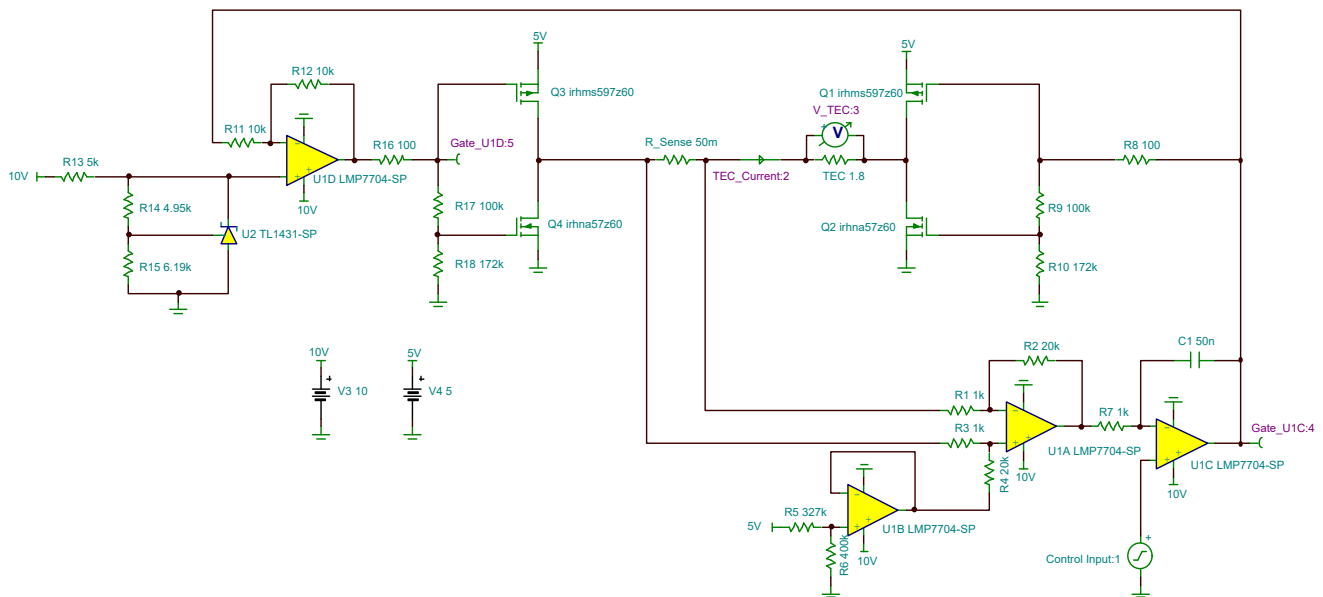


瞬态仿真结果

以下仿真显示了系统响应作为时间的函数。控制输入电压从 5.25V 变到 0.25V，再回到 5.25V。TEC 电压和电流分别在 -4.5V 至 4.5V 和 -2.5A 至 2.5A 之间变化。这符合 TEC 设计规格。栅极信号可以看作是彼此的反向信号（按照设计），范围从 1.36V 到 7.63V，用于实现流经 TEC 的电流为 -2.5A 到 2.5A。这意味着基于所选 MOSFETs 的 $V_{maxGate}$ 为 7.63V。



Transient Simulation



设计参考资料

1. Sahu, K., and 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
2. 欧洲空间标准化合作组织(2011 年 10 月).*ECSS-Q-ST-30-11C Rev.1 - Derating - EEE components*.资料来源 : <https://ecss.nl/standard/ecss-q-st-30-11c-rev-1-derating-eee-components-4-october-2011>

设计特色运算放大器

| LMP7704-SP | |
|----------------|---------------------------|
| V_{SS} | 2.7V 至 12V |
| V_{inCM} | 轨到轨 |
| V_{out} | 轨到轨 |
| V_{os} | $\pm 32\mu V$ |
| I_q | 2.9mA |
| I_b | $\pm 0.2pA$ |
| 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

| LM124AQL-SP | |
|-------------|------------------|
| V_{SS} | 3V 至 32V |
| V_{os} | 2mV |
| I_b | 45nA |
| UGBW | 1MHz |
| SR | 0.1V/ 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) |
| LM124AQL-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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司