

Fadi Matloob

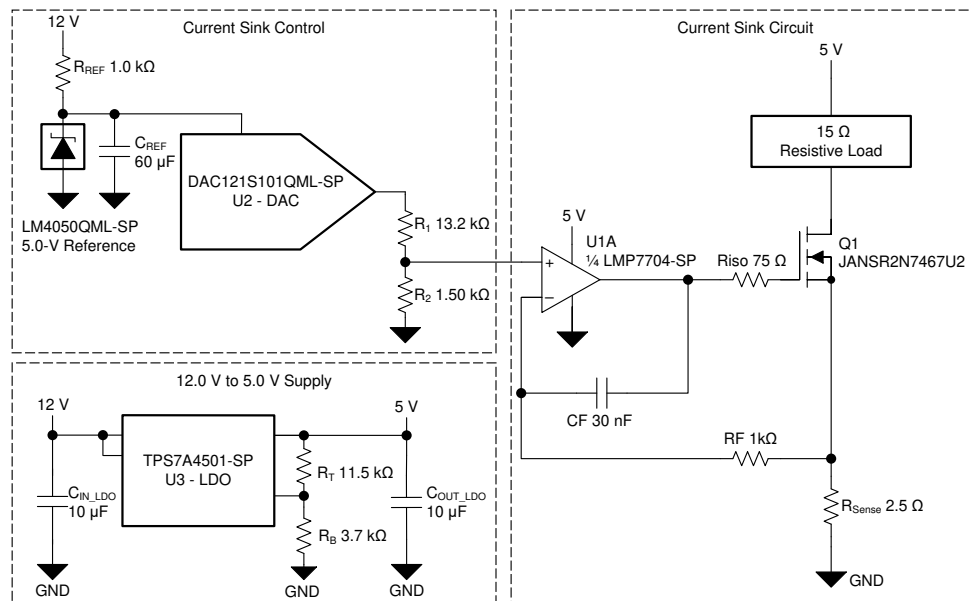
设计目标

参数	设计目标
电源电压	单电源 12V
DAC 输出范围	0V–4.9V
电流吸收器控制电压	0mV–500mV
输出电流范围	0mA–200mA
未校准精度	±2% (±4mA)
校准精度	±1% (±2mA)
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

压控电流吸收器是很多电流控制型航空应用不可或缺的一部分。其最受欢迎的应用之一是电流可调的激光二极管驱动器，这种驱动器常用于激光通信系统（也称为光学星间链路 (OISL)）。该电路也可以在其他应用看到，例如可能受益于激光二极管的 LiDAR。它由三个主要元件组成：检测电阻器 (R_{Sense})、N 沟道 MOSFET (Q1) 和控制 MOSFET 的运算放大器。

该电路的基本工作原理始于电流从电源（在这种情况下为 5V）流过负载。当电流流过负载时， R_{Sense} 上产生电压。运算放大器使用感应电压作为反馈并驱动其输出，直到感应电压等于 DAC 输出（同相输入）。在这种情况下，Q1 在线性区域内工作，并用作压控电阻。组件 R_{iso} 、CF 和 RF 用于补偿电路并确保稳定运行。



设计说明

- R_{Sense} 使用高精度、低漂移电阻器。
- 应考虑 R_{Sense} 额定功率，确保在所需的电流负载条件下不会发生故障。
- 如果存在较大的电阻负载，可以使用单独的高压电源将电池驱动至负载。
- 5V 的 [LMP7704-SP](#) 电源电压是根据美国国家航空航天局 (NASA) 在文件 [EEE-INST-002](#) (2008 年 4 月) 中以及欧洲空间标准化合作组织 (ECSS) 在文件 [ECSS-Q-ST-30-11C Rev.1](#) (2011 年 10 月 4 日) 中提供的降额规范选择的。这些文件规定线性 IC 的绝对最大电源电压分别降额至少 80% 和 90%。
- 为确保正常运行，电源必须去耦。对于电源去耦，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。旁路电容器的 ESR 必须小于 0.1 Ω 。

设计步骤

元件选择

1. 确定电流吸收器规格：

- 所示电路的规格：
 - 输出电压范围 (DAC 输出)：0mV 至 500mV
 - 电阻负载：15Ω
 - 负载电流范围：0mA 至 200mA
 - 电流误差：±4mA

2. 检测电阻选择 (R_{Sense})：

- R_{Sense} 的选择归结于功耗与精度。
 - R_{Sense} 值越小，相同电流条件下产生的压降就越小，最终功耗也就越低。然而，由于 R_{Sense} 压降较小，可能需要使用更高精度的组件才能实现相同的容差。
 - 通过并联电阻器来分摊功率损耗，可以得到值更大的 R_{Sense} 。
- 在所示电路中， R_{Sense} 值是根据最大 DAC 输出电压 (V_{DACMax}) 和最大负载电流 (I_{Max}) 来选择的，具体如下所示：

$$R_{Sense} = \frac{V_{DACMax}}{I_{Max}}$$

$$R_{Sense} = 2.5\Omega = \frac{500mV}{200mA}$$

- 本例中，每 4mA 负载电流 2.5Ω R_{Sense} 就产生 10mV 的电压。因此，要满足所需的±4mA 目标电流误差规格，总电压误差应小于 10mV ($2.5\Omega \times 4mA$)。总电压误差包括运算放大器的偏移电压误差、运算放大器通过电阻器 R_F 的输入偏置电流误差、DAC 输出误差和 R_{Sense} 电阻器误差。
 - 幸运的是，[LMP7704-SP](#) 具有出色的直流性能，其典型的偏移电压为±32μV，而典型的输入偏置电流为±0.2pA。误差部分的计算方式如下：

$$Error (mV) = (|V_{os}| + (|I_B| \times R_F)) \times 1000$$

$$Error (mV) = 0.032mV = (|\pm 32\mu V| + (|\pm 0.2pA| \times 1k\Omega)) \times 1000$$

- 如上所示，放大器的直流误差并不是允许的 10mV 误差的重要影响因素。
- 在许多情况下，大多数误差都来自于 R_{Sense} 容差、 R_{Sense} 漂移以及 DAC 偏移误差、增益误差和漂移。
- 使用 [DAC121S101QML-SP](#) 达到路要求并维持辐射性能。

3. 放大器选择 ($U1A$)：

- 放大器选择非常简单。从满足电流误差规格的角度来看，应考虑运算放大器的偏移电压及其输入偏置电流（如前面[检测电阻选择](#)部分中所示）。
- 运算放大器还应具有扩展至负电源轨（本例中为 GND）的输入共模电压范围，以支持 DAC 的低输出范围。然而，在以下两个条件中的一个或两个下进行选择时，存在一个隐藏标准。(1) MOSFET 的阈值电压 ($V_{GS(th)}$) 接近可用电源轨；(2) 系统的电阻负载接近电源轨可处理的最大负载。
- 这个隐藏标准就是运算放大器的输出电压摆幅。查看电路，所选的 MOSFET Q1 在 TID 暴露的最大 $V_{GS(th)}$ 为 4V，电路电源轨为 5V。在峰值电流时，MOSFET 的源极电压为 0.5V，这也是通过 R_{Sense} 的电压 ($200mA \times 2.5\Omega$)。在本例中，采用 5V 电源的运算放大器必须能够摆幅到至少 $(V+) - 0.5V$ 或 4.5V 以达到 $V_{GS(th)}$ 。同样地，在条件 (2) 的情况下，运算放大器必须能够靠近正轨摆幅，以最大化可驱动的最大电阻负载。

- 最大电阻负载计算如下 (假定 Q1 上没有压降) :

$$R_{LoadMax} = \frac{V_{CC} - I_{Max} \times R_{Sense}}{I_{Max}}$$

$$R_{LoadMax} = 22.5\Omega = \frac{5V - 200mA \times 2.5\Omega}{200mA}$$

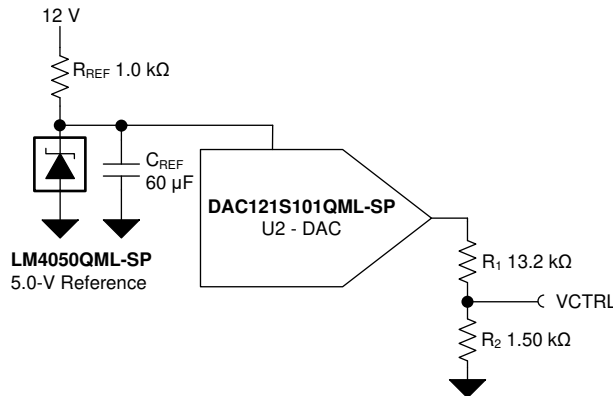
4. MOSFET 选择 :

- 确保 MOSFET $V_{GS(th)}$ 可以由运算放大器驱动 , 并且它可以处理预期负载电阻和最大电流的功率损耗 :

$$P_{Q1} = V_{CC} \times I_{Max} - I_{Max}^2 \times (R_{Load} + R_{Sense})$$

$$P_{Q1} = 0.3W = 5V \times 200mA - (200mA)^2 \times (15\Omega + 2.5\Omega)$$

5. 电流吸收器控制电路



- [DAC121S101QML-SP](#) 可以提供一种调节用于控制电流吸收器的电压的方法。
- [LM4050QML-SP](#) 为 DAC 提供了 5.0V 基准电压。当 $C_{REF} = 60\mu F$ 时, [LM4050QML-SP](#) 不受 SET 的影响。
- 由于 [DAC121S101QML-SP](#) 是一款 12 位 DAC, 因此它可能会出现十几毫伏范围内的误差, 这会是系统误差的主要来源。因此, 当最大 DAC 工作电压为 4.9V 时, 输出电压按比例缩小 5/49。

$$V_{DAC(max)} = 4.9V \rightarrow V_{CTRL(max)} = 500mV \rightarrow I_{LOAD(max)} = 200mA$$

- 降低电压也意味着由 [DAC121S101QML-SP](#) 或 [LM4050QML-SP](#) 电压基准引入的任何误差也会减少 5/49 倍。比率 5/49 的使用使得可以选择标准 0.1% 电阻器值。给定标称电阻并考虑潜在的电阻值偏差条件下, 电阻器会引入高达 0.179735% 的误差。
- 系统精度的一个关键考虑因素是 DAC 及其他器件引入的误差。该误差通常称为总不可调整误差 (TUE), 其与作为电路主要误差源的控制电压 (V_{CTRL}) 成比例。在该电路中, 必须考虑以下误差源 :
 - [LM4050QML-SP](#) 5.0V 电压基准 : 初始精度、温漂 ($\Delta VR/\Delta T$)
 - [DAC121S101QML-SP](#) DAC : 零代码误差 (ZEC)、增益误差 (GE)、ZEC 漂移和 GE 漂移
 - 电阻器分压器 (R1 和 R2) 容差误差
 - [LMP7704-SP](#) : V_{OS} 、 I_{OS} 和 I_{BIAS}

- 在此电路中，计算 V_{CTRL} TUE 时同时考虑了寿命起点 (BOL) 容差和温度容差。用平方根 (RSS) 表示所有源的附加误差。在 TUE 计算中电压基准和 DAC 的误差影响按比例 5/49 缩放。

DAC	数据表规格	TUE T = 25°C	数据表规格	TUE $\Delta T = -55$ 至 125°C	TUE + 增益校准 $\Delta T = -55$ 至 125°C
INL (V)	2.75 LSB	3.357E-3	8.0 LSB	9.766E-3	9.766E-3
DNL (V)	0.21 LSB	256.348E-6	1.0 LSB	1.221E-3	1.221E-3
ZCE (V)	4mV	4.000E-3	10 mV	10.000E-3	10.000E-3
ZCE 漂移 (V)			-20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	-3.6E-3	-3.600E-3
GE (V)	-0.11%	5.500E-3	1.00%	50.000E-3	1.221E-3
GE 漂移 (V)			-1ppm/ $^\circ\text{C}$	-900.0E-6	-900.000E-6
电压基准					
初始精度 (V)	0.23% ($I_R < 1\text{mA}$ 时)	11.500E-3	0.23% ($I_R < 1\text{mA}$ 时)	11.500E-3	9.000E-6
$\Delta\text{VR}/\Delta T$ (V)			34ppm/ $^\circ\text{C}$	30.6E-3	30.600E-3
运算放大器					
V_{OS} (V)	$\pm 37\mu\text{V}$	37.000E-6	$\pm 500\mu\text{V}$	500.000E-6	500.000E-6
I_{BIAS} (A)	$\pm 200\text{fA}$	200.000E-12	$\pm 400\text{pA}$	400.000E-12	400.000E-12
$I_{BIAS} \times R_2$ (V)		300.000E-9		600.000E-9	600.000E-9
$V_{OS\text{Drift}}$ (V)			$\pm 5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	900.000E-6	900.000E-6
缩放电阻器					
电阻分压器		898.674E-6		898.674E-6	898.674E-6
V_{CTRL} RSS TUE (mV)		1.669E-3		6.420E-3	3.718E-3
V_{CTRL} RSS 误差 %		0.334%		1.284%	0.744%

- 第一次 TUE 计算不包括温漂，精度小于 1%。第二次 TUE 计算考虑了 $\Delta T = 180^\circ\text{C}$ (-55 至 125°C) 时的温度变化以及各数据表中提供的随温度变化的极大值和极小值。由于考虑了两个极限值以及温漂对某些规格的影响，第二次 TUE 计算的 TUE 小于 2%。
- 在上述计算中，误差主要为 DAC 的增益误差 (GE)，其随温度和辐射的变化可高达 1.0%。GE 在 DAC 输出端处的误差高达 50mV，如果按 5/49 比例缩小，误差则是 5.102mV。通过增益校准，可以减小此误差以及由电压基准初始精度引入的误差。通过增益校准，TUE 降至 3.718mV 或 V_{CTRL} 的 0.759%。校准允许设计达到 1.0% 的精度。

6. 补偿元件选择：

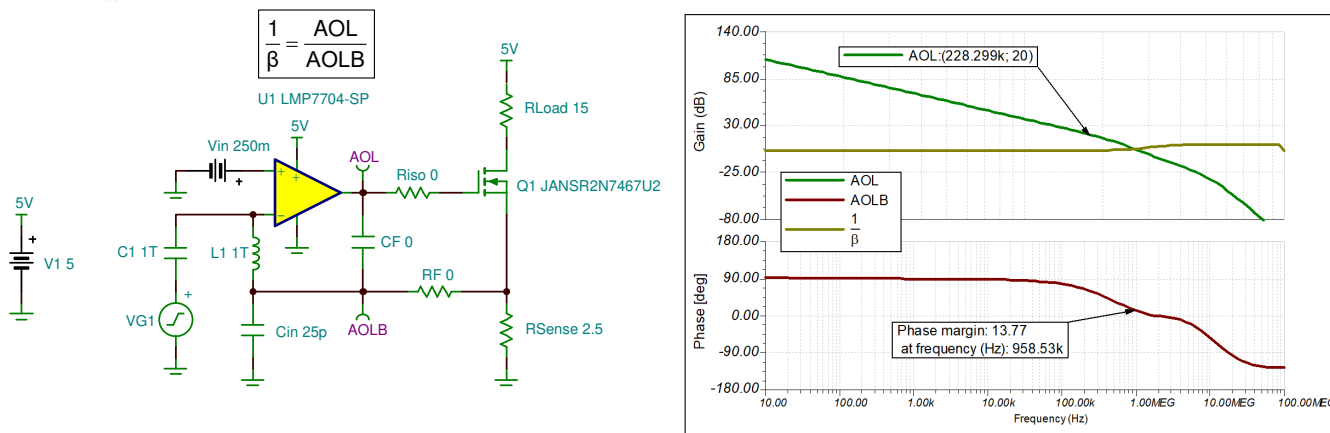
- 在频域中进行稳定性分析，并通过小信号瞬态阶跃响应验证电路稳定性。确保稳定性的标准是 A_{OL} 曲线与 1/β 相交的 f_{cl} (环路增益, AOLB = 0dB) 处, 最小相位裕度为 45 度, 或接近率 (ROC) 为 20dB/十倍频程。
- 以下开环交流仿真在输入处断环, 并使用以下公式来绘制相关曲线：

$$A_{OL} = V_o$$

$$\frac{1}{\beta} = \frac{V_o}{V_{FB}}$$

$$A_{OL}\beta = V_{FB}$$

- 下图显示了当 R_{iso}、R_F 和 C_F 都为零 (未包含在电路中) 时该电路的开环交流响应。AOLB 相位裕度为 13.77°, 这表时该电路只是略微稳定。
- C_{in} 是 LMP7704-SP 的等效输入电容, 是由于电感器 L1 中断 AOLB 与放大器输入电容之间的相互作用而增加的。



- 该交流仿真可通过小信号瞬态阶跃响应来验证。小信号瞬态阶跃响应表明电路建立时间长, 振铃过多。因此, 该电路极易受到振荡影响。



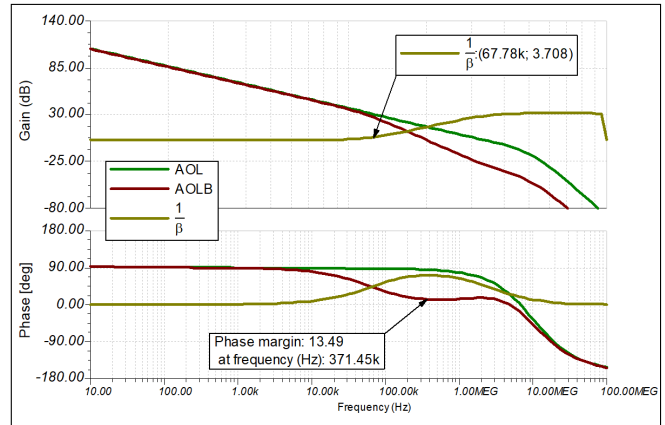
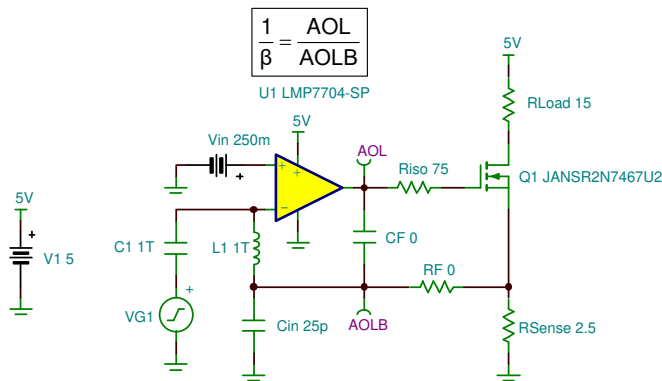
- 不稳定的原因是：运算放大器输出阻抗与 MOSFET 输入电容相互作用, 并在 AOL 曲线中生成一个极点, 导致 40dB/十倍频程的 ROC。要补偿电路, 首先要找出缓解该问题所需的隔离电阻器值 R_{iso}。要找出 R_{iso}, 需要知道两点：(1) AOL 为 20dB (f_{20dBAOL}) 时的频率, 上图中所示为 228.3kHz；(2) MOSFET 的输入电容, 可通过数据表找到, 数值为 9.11nF。然后, 运用以下公式进行计算：

$$R_{iso} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{20dBAOL} \times C_{load}}$$

$$R_{iso} = 75\Omega \approx \frac{1}{2 \times \pi \times 228.3kHz \times 9.11nF}$$

- 有关 R_{iso} 和驱动容性负载的更多详细信息, 请参阅 [TI 精密实验室 - 运算放大器：稳定性 - 容性负载](#)。

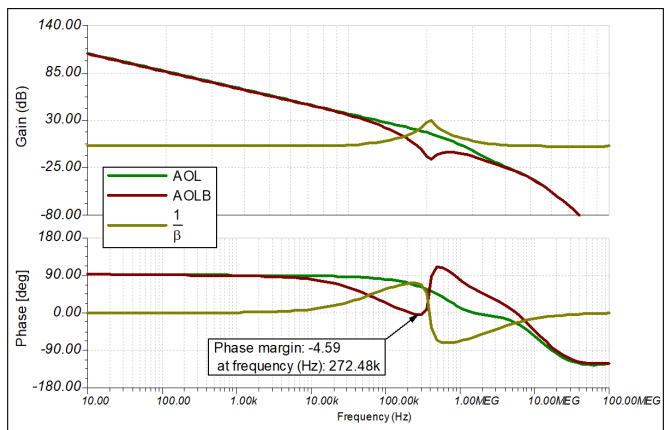
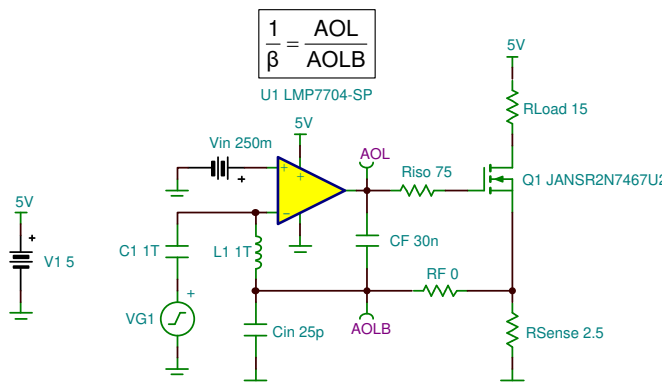
- 添加 R_{iso} 后，新开环交流响应如下所示。即使消除了 AOL 中的第二个极点，但是由于 R_{iso} 的延迟和 V-I 环路中 MOSFET 的输入电容导致 $1/\beta$ 为零，电流仍然只是略微稳定。



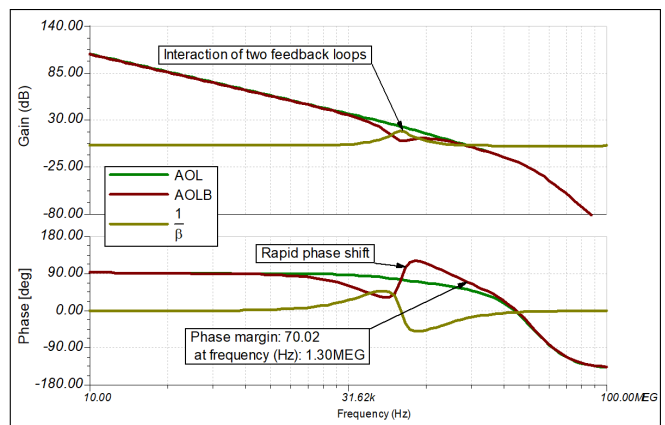
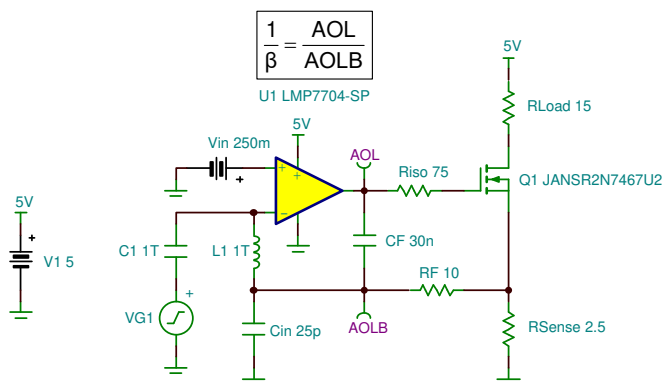
- 解决此问题的简单方法是在 $1/\beta$ 中创建一个高频极点，并在较高频率下将 MOSFET 旁路。通过添加电容器 CF ，放大器会在感兴趣的频率范围内返回到单位增益。通过查看 $1/\beta$ 零点的位置 ($f_{z1/\beta}$) (上图中所示为 67.78kHz)，计算出 CF 的值。然后，通过以下公式计算 CF 的值：

$$CF = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{iso} \times \left(f_{z1/\beta}\right)}$$

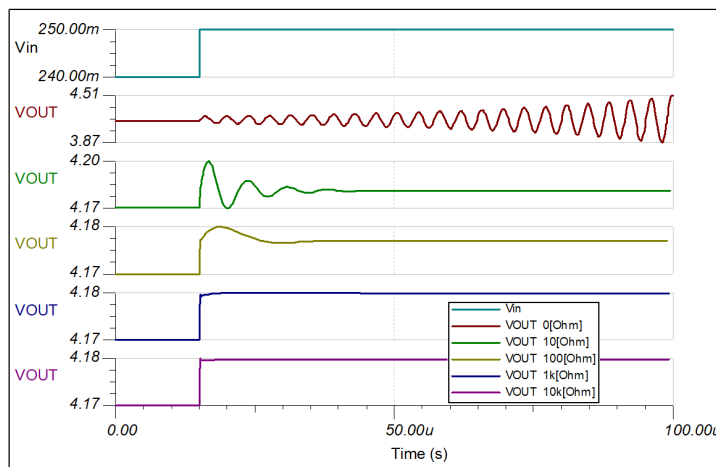
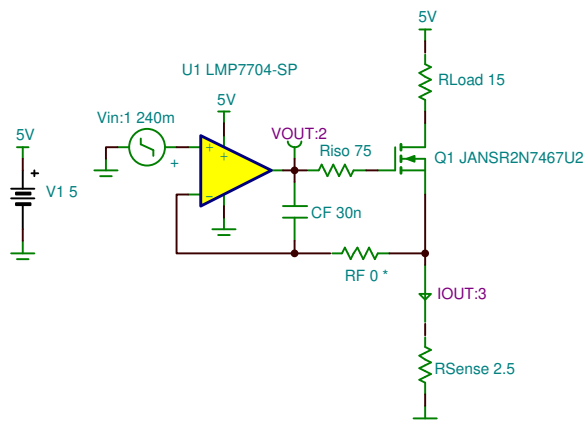
- 添加 CF 后，新开环交流响应如下所示：



- CF 成功地在 $1/\beta$ 中形成极点；然而， $1/\beta$ 中存在峰值，这导致不稳定。当 CF 与 MOSFET 的跨导发生相互作用时，也导致不稳定。该相互作用的影响就是放大器的两个反馈环路。本例中，两个反馈环路围绕谐振频率相互作用。添加较小值的 RF (10Ω) 可以隔离这两个反馈环路。当 RF 为 10Ω 时，电路在 fcl 处的相位裕度为 70°；但是实际上，它仍然不稳定。下图显示了 AOLB 中的快速相移和 $1/\beta$ 中的峰值导致的不稳定情况。



- 这可以通过观察小信号瞬态阶跃响应得到证实，该小信号瞬态阶跃响应显示了小 RF 值 RF 在约 170kHz 谐振频率处的振荡。

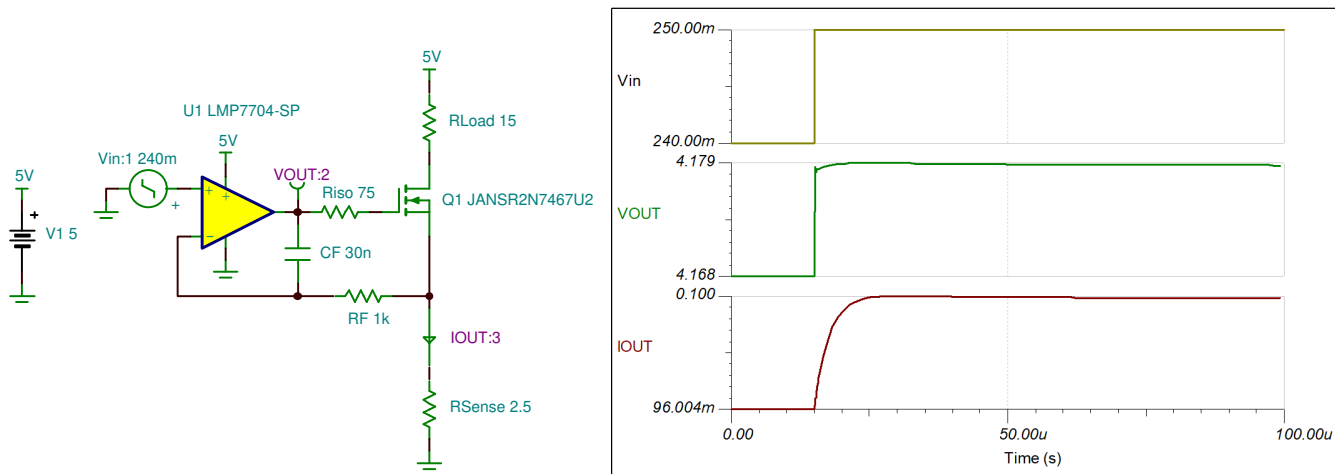


- 稳定电路的最后一步是添加足够大的电阻 (RF) 来使 $1/\beta$ 曲线变平，并将 CF 与 MOSFET 完全隔离。通过反复试验得到 RF 最终值，直到实现所需的小信号阶跃响应。通常，RF 在 1kΩ 到 10kΩ 范围内。最终的开环交流响应见 [交流仿真结果](#) 部分。从之前的仿真可以看到，不同的 RF 值会产生不同的小信号阶跃响应。当 RF 值为零或很小时，会观察到振荡和过冲。RF 值为 1kΩ 时便足以提供所需的小信号阶跃响应。

设计仿真

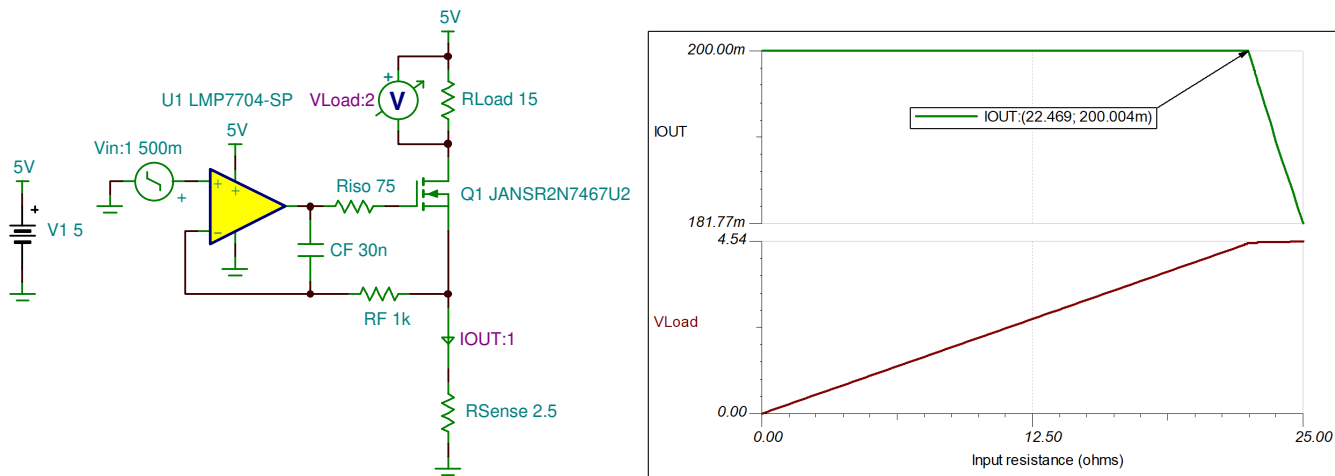
瞬态仿真 – 小信号阶跃响应

下图显示了小信号瞬态阶跃响应应具有极小的过冲，表明电路稳定且具有足够的相位裕度。



顺从电压

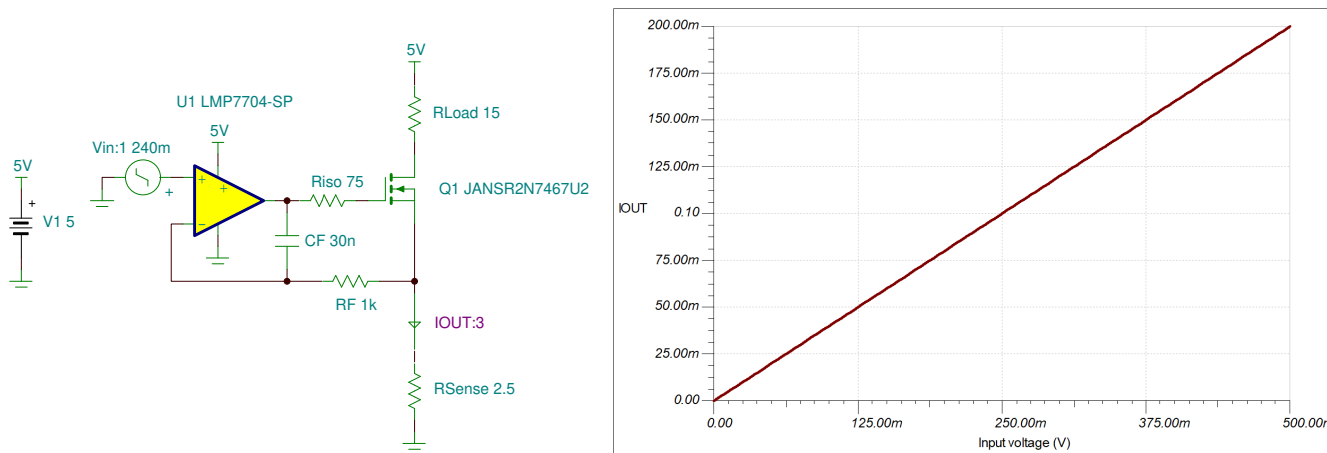
下图显示了负载电阻变化时电路发生饱和的位置。最大支撑负载为 22.47Ω，与之前最大负载计算所预期的一样。



直流仿真结果

负载电流

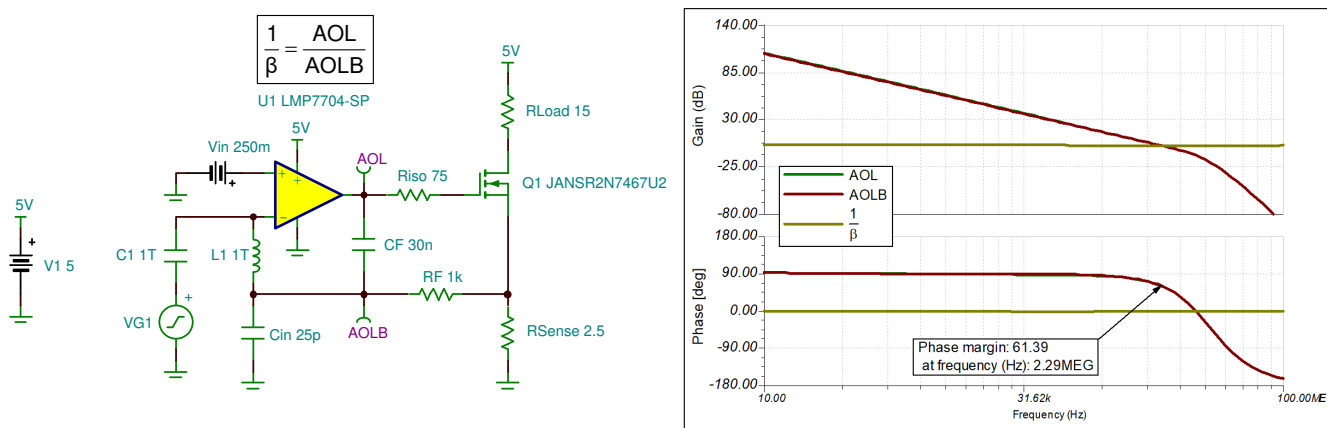
下图展示了负载电流作为输入电压 (DAC 输出电压) 的函数。当输入电压从 0mV 变为 500mV 时, 电流从 0mA 这为 200mA。这符合设计规格。



交流仿真结果

稳定性

下图显示了该电路的开环、交流、增益和相位图。可以发现, 相位裕度约为 62°。fcl (AOLB = 0dB) 时 AOL 与 $1/\beta$ 间的接近率为 20dB/十倍频程。如前所述, 组件 R_{iso} 、 R_F 和 C_F 补偿电路并确保稳定性。有关更多详细信息, 请参阅 [TI 精密实验室 - 运算放大器: 稳定性 - 简介](#)。



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
电离总剂量 (TID)	100krad(Si)
单粒子闩锁 (SEL) 抗扰度	85MeV·cm ² /mg
https://www.ti.com.cn/product/cn/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
电离总剂量 (TID)	100krad(Si)
SEL 抗扰度	SEL 抗扰度 (双极工艺)
https://www.ti.com.cn/product/cn/LM124AQL-SP	

重要声明和免责声明

TI 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安全、安保或其他要求。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 (<https://www.ti.com/legal/termsofsale.html>) 或 [ti.com](https://www.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。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2021，德州仪器 (TI) 公司

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