



Victor Salomon

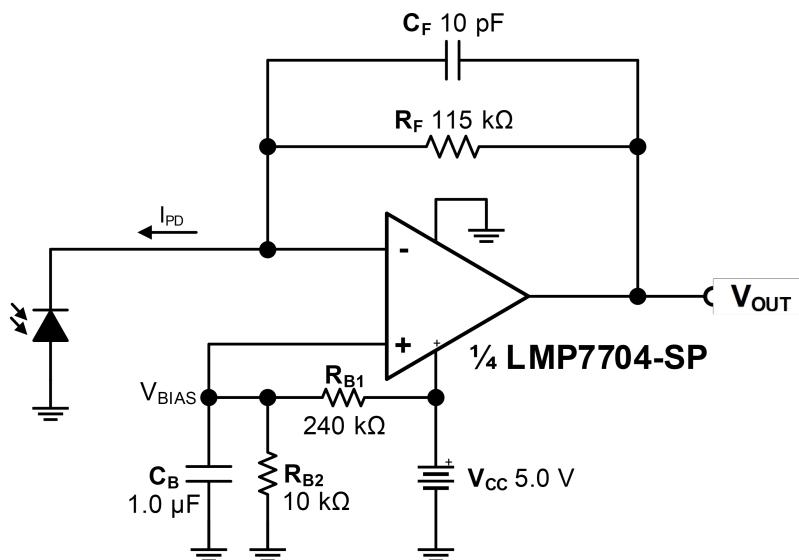
设计目标

参数	设计目标
模拟带宽 (BW)	125 kHz
光电二极管输入电流范围	0 - 20 μ A
跨阻增益	115kV/A
输出范围	0.2-2.5 V
电源电流 (每通道)	<2.0 mA
运算放大器电源	5.0V (单电源)
电离总剂量 (TID)	100krad(Si)
单粒子闩锁 (SEL) 抗扰度	LET = 85MeV·cm ² /mg

设计说明

跨阻放大器 (TIA) 通常用于放大如光电二极管之类的电流传感器的输出。其在航天器中的应用包括从精密 UV 光谱仪等科学仪器到电机驱动器反馈的精密光编码器。TIA 电路看似简单；而要恰当设计单电源光电二极管放大器，则需要考虑很多因素，包括稳定性以及输入输出电压范围限制。此外，输入偏置电流和输出偏移电压等直流误差源的影响经常会被忽略，这会降低电路精度。

本应用简介研究了使用 QMLV、耐辐射 (RHA) LMP7704-SP 精密运算放大器作为 TIA 的防辐射光电二极管跨阻放大器 (TIA) 的正确设计过程。假设该系统仅提供 5.0V 单电源，TIA 最大输出电压由 ADC 最大输入电压决定，假设为 2.5V。



设计说明

- 仅期望微电路组件具有耐辐射性能且符合航天品质。
- 本应用简介中假定使用容差为 1% 的电阻器。如果需要更高的精度，可以使用容差更高的电阻器。
- 补偿电容器 C_F 应为 NP0、C0G 型陶瓷电容器，以避免影响放大器的频率响应或输出失真。
- 电容器 C_B 可以是具有合适额定电压的高 k 电介质型电容器。PCB 上使用的去耦电容器也是高 k 陶瓷电容器。
- 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 1.0μF 的电容器放置在尽可能靠近运算放大器电源引脚的位置。
- 根据任务和系统降额要求，可能需要考虑 NASA 的 EEE-INST-002 或 ESCC 的 ECSS-Q-ST-30-11C Rev.1 等规范。例如，EEE-INST-002 建议将电源电压降额 80%，这意味着，对于 5.0V 电源要求，所选运算放大器的绝对最大电源电压应当至少为 6.3V。

设计步骤

光电二极管传感器参数

该电路考虑了 Hamamatsu 的 S1336-5BK 硅光电二极管，该二极管专用于 UV 至 NIR 精密测光应用。部分关键规格是：

- 二极管电容 (C_{PD}) = 65pF
- 分流电阻 (R_{PD}) = 1G Ω
- 最大反向电流 ($I_{PD(max)}$) = 20 μA

跨阻增益计算

首先，若要确定最大跨阻增益，需考虑两个因素：最大反向电流 $I_{PD(max)}$ 以及所需输出电压范围 $V_{OUT(max)}$ 和 $V_{OUT(min)}$ 。最小电压范围确定为 0.2V，以便放大器在这种情况下不会饱和到 V- 或 GND。设定了跨阻放大器 (TIA) 增益的反馈电阻器 (R_F) 值可以通过将最大输出电压除以最大反向电流来计算得出。

$$R_F = \frac{V_{OUT(max)} - V_{OUT(min)}}{I_{PD(max)}} = \frac{2.5V - 0.2V}{20\mu A} = 115 k\Omega$$

反馈电容器计算

反馈电容器与反馈电阻器一同形成放大器频率响应中的一个极点 (f_P)：

$$f_P = \frac{1}{2\pi \times R_F \times C_F}$$

高于此极点频率时，电路的放大性能下降。最大反馈电容器值可以根据反馈电阻器值和所需带宽来确定：

$$C_F \leq \frac{1}{2\pi \times R_F \times f_P} = \frac{1}{2\pi \times 115 k\Omega \times 125 kHz} = 11.07 pF \rightarrow 10 pF$$

将反馈电容保持在计算值或低于计算值，确保电路满足规定的带宽要求。在这种情况下，选择 10pF 作为最接近 C_F 计算值的标准电容。

偏置网络计算

光电二极管在直流处充当反向偏置二极管，因此运算放大器同相终端的增益为 1。所以，当光电二极管电流为 0A 时， $V_{OUT} = V_{Bias}$ 。不妨设想一下， V_{Bias} 为 0V，并且放大器的最大输出电压幅摆 (V_{OUT}) 为 200mV。如果光电二极管电流为 0A，那么噪声增益为 1 的放大器会尝试生成 0V 输出，导致放大器饱和，且其带宽因饱和恢复时间而受到损害。最好通过添加偏置电压来满足放大器的 V_{OUT} 要求，该电压默认 TIA 输出高于负电源轨的最大值 V_{OUT} 。同相输入的偏置由以下公式得出：

$$V_{Bias} = \frac{V_{CC} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

对于很多轨到轨输入/输出 (RRIO) 运算放大器，根据运行条件，典型摆幅限制范围为 30 至 60mV，在一些情况下可以高达 200mV。200mV 的偏置电压 (V_{Bias}) 用来应对最坏的情况。

当选择 R_{B2} 的值为 $10k\Omega$ ，计算 R_{B1} 为：

$$R_{B1} = \frac{R_{B2} \times (V_{CC} - V_{Bias})}{V_{Bias}} = \frac{10 k\Omega \times (5.0 V - 0.2 V)}{0.2 V} = 240 k\Omega$$

电容器 C_B 与电阻器 R_{B2} 并联，以减少电阻分压器产生的噪声，并防止电源噪声影响放大器输出。为 C_B 选择 $1 \mu F$ 的值，得到转角频率 (f_c) 为：

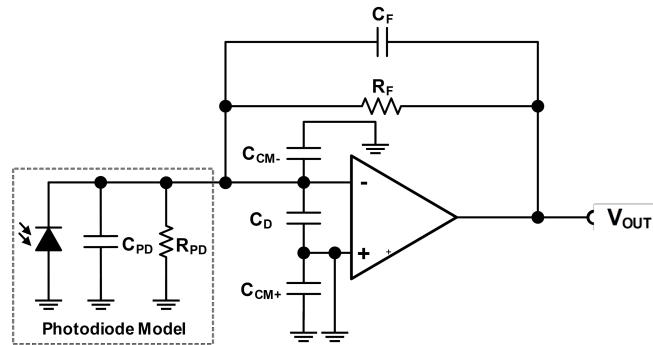
$$f_c = \frac{1}{2\pi \times (R_{B1} || R_{B2}) \times C_B} = \frac{1}{2\pi \times (10 k\Omega || 240 k\Omega) \times 1 \mu F} = 16.6 Hz$$

计算得出的转角频率应足够小，防止电源噪声传递到输出。

放大器增益带宽计算

计算出满足带宽设计要求所允许的最大反馈电容器值后，需要计算出电路保持稳定所需的运算放大器增益带宽。

下图显示了重新绘制的电路版本，其中包含放大器的光电二极管结电容 (C_{PD}) 和放大器的差分输入电容 (C_D) 与其共模输入电容 (C_{CM-} 、 C_{CM+})。施加到同相输入端的偏置电压被视为交流接地。



从该图可以明显看出， C_{PD} 、 C_D 和 C_{CM-} 是并联的，反相输入端的电容由以下公式得出：

$$C_{IN} = C_{PD} + C_D + C_{CM-}$$

若要计算此设计的单位增益带宽 (UGBW) 要求，必须先确定 C_{IN} 。由于尚未选择具体的运算放大器，因此 C_D 和 C_{CM-} 目前尚不清楚，但 $10pF$ 可以作为这些值之和的合理猜测。稍后可以替换为确切的值，以确认运算放大器是否合适。

$$C_{IN} = 65 pF + 10 pF$$

现在，可将 C_F 、 R_F 和 C_{IN} 的值代入以下公式来求出目标运算放大器增益带宽 (GBW)：

$$GBW > \frac{C_{IN} + C_F}{2\pi \times R_F \times (C_F)^2} = \frac{75 \text{ pF} + 10 \text{ pF}}{2\pi \times 115 \text{ k}\Omega \times (10 \text{ pF})^2} = 1.176 \text{ MHz}$$

运算放大器选择

下表概述了该应用中所用运算放大器的基本要求：

技术规格	设计目标
电离总剂量 (TID) (krad(Si))	100
SEL 抗扰度 (MeV·cm ² /mg)	85
V _{CC} 范围 (V)	2.7-5.5
V _{CC} 绝对最大值 (V)	> 6.3
输入偏置电流 (pA)	< 1000
每个通道的 I _q 典型值 (mA)	< 2.0
输入电压范围 (典型值)	(V ₋) + 200mV
输出电压范围 (典型值)	(V ₋) + 200mV, (V ₊) - 200mV
GBW	> 1.176MHz

[设计要求](#)中给出了电源电压和电流的要求。选择输入和输出电压范围要求以确保在所需信号幅度内进行线性运行。最后，[放大器增益带宽计算](#)一节计算了增益带宽要求。

除了这些基本要求外，运算放大器对偏移电压、输入偏置电流和电压或电流噪声产生的误差可忽略不计。具有 JFET 或 CMOS 输入的运算放大器是最常用的类型，因为这些运算放大器的偏置电流通常比具有 BJT 输入器件的运算放大器低很多。输入电流噪声的减少，导致直流误差电压减少，噪声降低。此放大器的完整噪声分析超出本文的讨论范围内。有关光电二极管放大器中噪声的更多信息，请参阅[参考资料6](#)。由于斩波输入级的性质（即输入偏置电流并不恒定），应避免使用[零漂移放大器](#)或[LMP2012QML-SP](#)等具有斩波输入的放大器。由于电荷注入，输入 MOSFET 斩波级会在输入端产生动态瞬态电流，这与实际的静态偏置电流不同，如果开关频率小于截止频率，可能导致电路输出出现瞬态。

之所以选择 **LMP7704-SP** 用于该设计，是因为其将低偏置电流（作为具有 CMOS 输入的运算放大器）、低偏移电压、低功耗、出色辐射性能和更宽的电源电压范围完美结合，可以在系统的其他应用中重复使用，以及在没有偏置电压的情况下用于具有双极性电压轨的系统中。相关 **LMP7704-SP** 规格见下表：

规格	目标	LMP7704-SP
TID (krad(Si))	100	100
SEL 抗扰度 (MeV·cm²/mg)	85	85
V_{CC} 范围 (V)	2.7-5.5	2.7 - 12
V_{CC} 绝对最大值 (V)	> 6.3	13.2
V_{OS} (25°C 时的最大值) (μV)	-	200
输入偏置电流 (pA)	< 1000	0.2
每个通道的 I _q 典型值 (mA)	< 2.00	0.73
输入电压范围 (典型值)	(V _{EE}) + 200mV	(V _{EE}) - 200mV
输出电压范围 (典型值)	(V _{EE}) + 200mV , (V _{CC}) - 200mV	(V _{EE}) + 50mV , (V _{CC}) - 60mV
GBW (MHz)	> 1.176	2.500
转换率 (V/μs)	-	1

LMP7704-SP 符合或超过该设计的所有规格要求。然而，差分与共模输入电容的并联电容 ($C_D + C_{CM}$) 为 25pF，大于用于计算所需增益带宽积的估计值，因此之前计算得出的增益带宽要求应重新计算，以验证 **LMP7704-SP** 的 GBW 是否足够大。

$$GBW > \frac{C_{PD} + C_{IN_LMP7704-SP} + C_F}{2\pi \times R_F \times (C_F)^2} = \frac{65 \text{ pF} + 25 \text{ pF} + 10 \text{ pF}}{2\pi \times 115 \text{ k}\Omega \times (10 \text{ pF})^2} = 1.384 \text{ MHz}$$

LMP7704-SP 具有 2.5MHz 的增益带宽 (GBW)，为实现稳定的设计提供了足够的裕量。另外，需要注意的是，运算放大器的转换率 (SR) 可能会限制电路的全功率带宽。全功率带宽是指可在放大器的全输出摆幅处再现的最高频率正弦波。全功率带宽 (f_{FP}) 可使用以下公式计算得出：

$$f_{FP} = \frac{SR}{2\pi \times A}$$

“SR”是运算放大器的转换率，单位为 V/s，而“A”是正弦波的幅度。此放大器的全输出摆幅为 0.2V 至 2.5V，或者摆幅为 2.3V。因此，正弦波的幅度为 2.3V / 2 = 1.15V。得到的全功率带宽为：

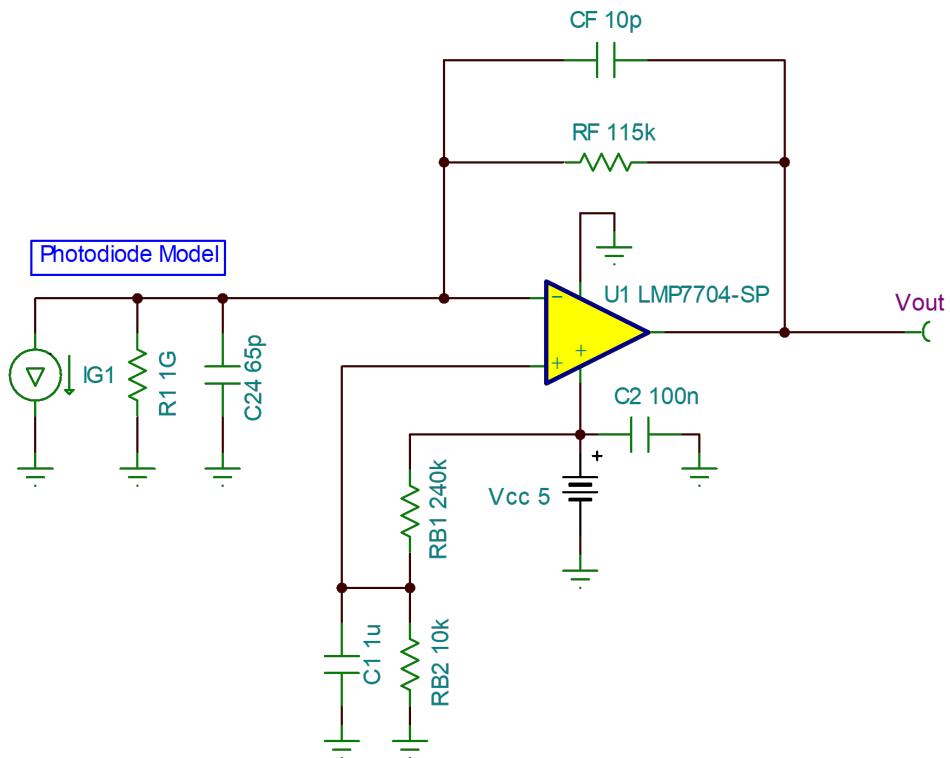
$$f_{FP} = \frac{SR}{2\pi \times A} = \frac{1 \times 10^6}{2\pi \times 1.15 \text{ V}} = 138.396 \text{ kHz}$$

得到的全功率带宽大于 TIA 带宽，因此 SR 限制不应是导致满量程信号失真的主要因素。

设计仿真

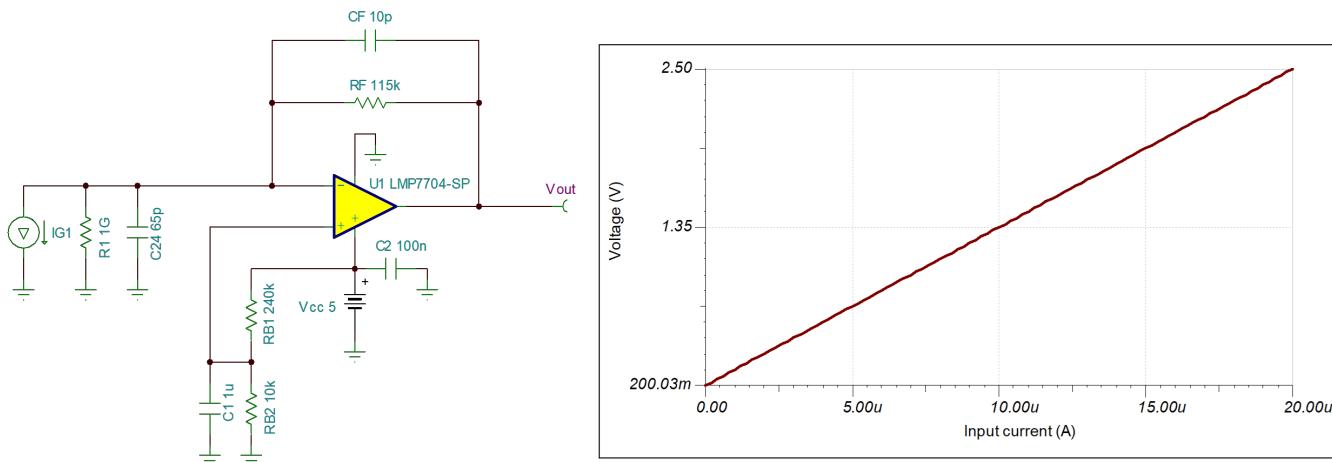
仿真

下图显示了光电二极管放大器的 TINA-TI™ 仿真示意图。电流源 IG1 和电容器 C24 用于构建一个简单的模型来分别表示光电二极管的反向电流 I_{PD} 和结电容 C_{PD} 。



直流传递函数

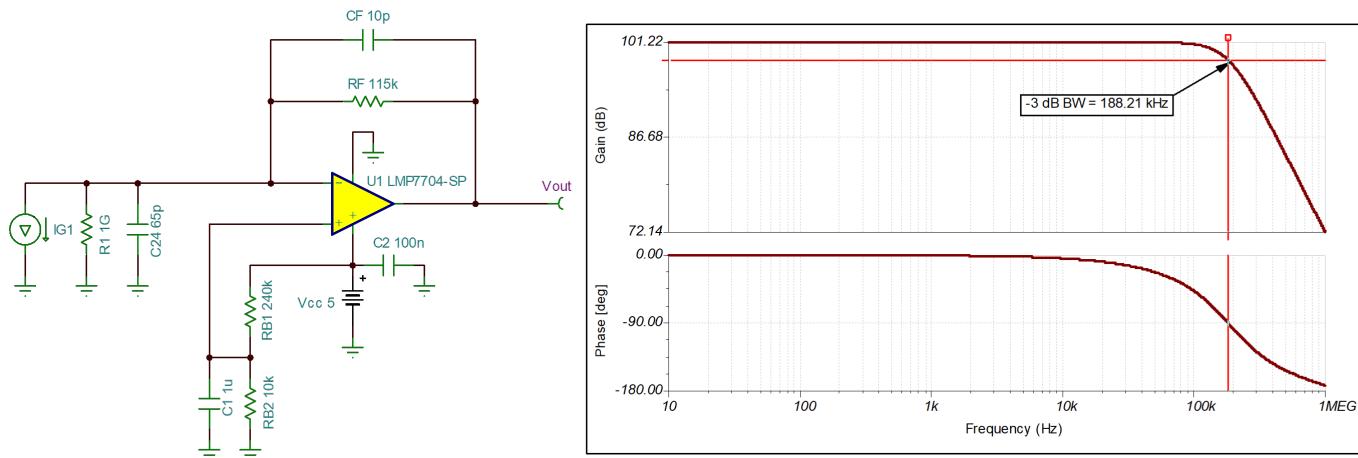
直流传递特性分析用于验证电路的增益和输出电压。将 IG1 的输出电流从 $0 \mu A$ 扫到 $20 \mu A$ ，并绘制输出电压。



当输入电流为零时，仿真输出电压为 200.032mV 当输入电流为 $20 \mu \text{A}$ 时，仿真输出电压为 2.500V 并且增益为 115kV/A 。

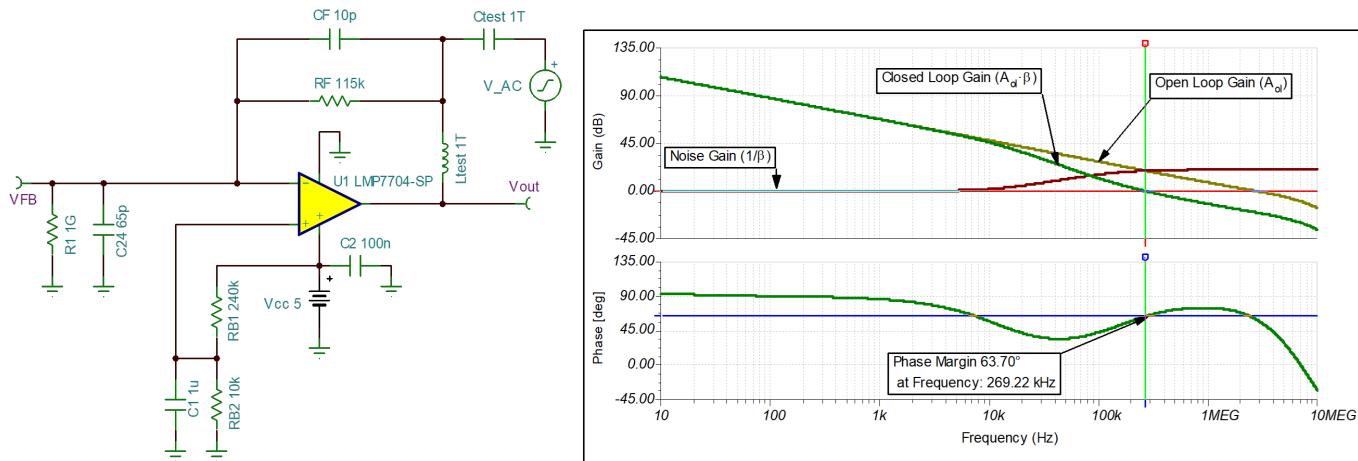
交流传递函数

采用 TINA-TI™ 中的交流传递特性分析来测量交流传递函数。仿真 -3dB 点为 188.21kHz。



稳定性分析

为了模拟环路稳定性，在输出端使用大电感器 (Ltest) 断开放大器的反馈路径。该电感器允许电路收敛到恰当的直流偏置点，但在交流传递特性仿真中充当开路电路。电压源 V_{AC} 通过电容器 (C_{test}) 交流耦合到反馈环路，而环路增益由电压探针 V_{out} 测量。



环路增益图显示了 269.2kHz 处的环路闭合点（环路增益为 0dB），其中相位裕度为 63.70 度。

设计参考资料

1. 德州仪器 (TI) , [《1MHz 单电源光电二极管放大器参考设计》](#)
2. 德州仪器 (TI) , [《FET 跨阻放大器噪声分析》](#)
3. 德州仪器 (TI) , [需要多大的运算放大器带宽？\(跨阻放大器 \)](#)
4. 德州仪器 (TI) , [《零漂移放大器：特性和优势》](#)
5. 德州仪器 (TI) E2E™ 设计支持论坛 , [LMP2012QML-SP : \(或商用 LMP2012 \) - 最大/最小输入偏置电流是多少？](#)
6. A. Kay, *Operational Amplifier Noise: Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise*. Elsevier , 2012 年
7. Hamamatsu, [S1336 Si Photodiode Series Datasheet](#)
8. Sahu, K., and Leidecker, H. (April 2008). *EEE-INST-002: Instructions for EEE Parts Selection, Screening, Qualification, and Derating*. 资料来源：https://nepg.nasa.gov/docuploads/FFB52B88-36AE-4378-A05B2C084B5EE2CC/EEE-INST-002_add1.pdf
9. 欧洲空间标准化合作组织(October 2011). *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>

设计特色运放

LMP7704-SP	
电源电压范围	2.7 V 至 12 V
每通道电源电流 (典型值)	0.73 mA
输入共模电压范围	$V_{EE} - 200mV$ 至 $V_{CC} + 200mV$
输出电压范围	$V_{EE} + 50mV$ 至 $V_{CC} - 60mV$
输入偏移电压 (典型值)	$\pm 37 \mu V$
输入偏置电流 (典型值)	$\pm 0.2pA$
单位增益带宽 (典型值)	2.5MHz
转换率	1.0 V/ μs
通道数	4
电离总剂量 (TID)	100krad(Si)
单粒子闩锁 (SEL) 抗扰度	LET = 85MeV·cm²/mg
www.ti.com.cn/product/cn/LMP7704-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出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