

摘要

本应用手册说明了放大器输入和输出限制的原因，主要侧重于 CMOS 输入和输出级拓扑。我们还讨论了与输入和输出范围限制相关的常见设计缺陷，提供了一些可以实施的简单的解决方案，可用于解决放大器超出其线性工作范围的情况。

内容

1 单 N-FET 或 P-FET 与互补 N-P-FET 输入级限制.....	2
2 示例 1：低侧电流检测运算放大器中来自 $V_{CM}$ 的输出摆幅限制.....	5
3 双极和 CMOS 输出级拓扑和输出摆幅限制.....	6
4 示例 2：仪表放大器的输出摆幅限制.....	7
5 总结.....	8
6 参考文献.....	9

插图清单

图 1-1. N 沟道 MOSFET 输入级的简图.....	2
图 1-2. 互补 N-P-FET 输入级的简化表示形式.....	3
图 3-1. 常见的输出级拓扑.....	6

表格清单

表 5-1. 新器件建议.....	8
-------------------	---

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 单 N-FET 或 P-FET 与互补 N-P-FET 输入级限制

放大器的共模电压范围是指能够实现线性运行的可用输入电压范围。根据不同的输入级拓扑，放大器的共模输入范围 ( $V_{CM}$ ) 可能会受到一个或两个电源轨的限制；当输入电压范围略微超出两个电源轨（轨至轨运行），就会达到最佳情况。用于偏置输入级晶体管所需的工作电压会限制  $V_{CM}$  范围，工作电压还用于确保在线性范围（MOSFET 的饱和范围或双极晶体管的运行范围）内运行。我们将说明 MOSFET 放大器输入级的这些限制。图 1-1 显示了 N 沟道 MOSFET 输入级的简图。该级由一个电流源（单个 NMOS，为简单起见显示为 Q3）、一个对各晶体管栅极施加输入电压的差分对，以及一个有源负载 PMOS 电流镜 Q4 和 Q5 组成。NMOS 差分对具有与负轨  $-V_S$  相关的输入共模电压限制。在  $-V_S$  到  $V_{in+}$  之间应用基尔霍夫电压公式，我们得出：

$$V_{in\pm}(\min) = -V_S + V_{sat}(Q_3) + V_{gs}(Q_1, Q_2) \quad (1)$$

$$V_{in\pm}(\min) = -V_S + 0.1V + 0.9V$$

$$V_{in\pm}(\min) = -V_S + 1V$$

因此，N 沟道 MOSFET  $V_{CM}$  范围限制为  $-V_S$  加一定的电压（如方程式 1 中所详述）。请注意，我们做了一些重要的假设，即 NMOS 和 PMOS 两个晶体管的  $V_{sat}$  完全匹配，并且等于 0.1V（典型值）。同样，我们假设 NMOS 和 PMOS 两个晶体管的  $V_{gs}$  相等，并且值为 0.9V，这是用于导通晶体管的典型值。根据这些假设，我们可以得到，该简化的 NMOS 输入级允许的输入共模电压范围约为  $V_S$  减 1V。从另一端  $+V_S$  到  $V_{in\pm}$  应用基尔霍夫电压公式后，我们得到：

$$V_{in\pm}(\max) = +V_S - V_{ds}(Q_5, Q_4) - V_{ds}(Q_1, Q_2) + V_{gs}(Q_1, Q_2) \quad (2)$$

$$V_{in\pm}(\max) = +V_S - V_{gs}(Q_4, Q_5) - V_{sat}(Q_1, Q_2) + V_{gs}(Q_1, Q_2)$$

$$V_{in\pm}(\max) = +V_S - 0.9V - 0.1V + 0.9V$$

$$V_{in\pm}(\max) = +V_S - 0.1V$$

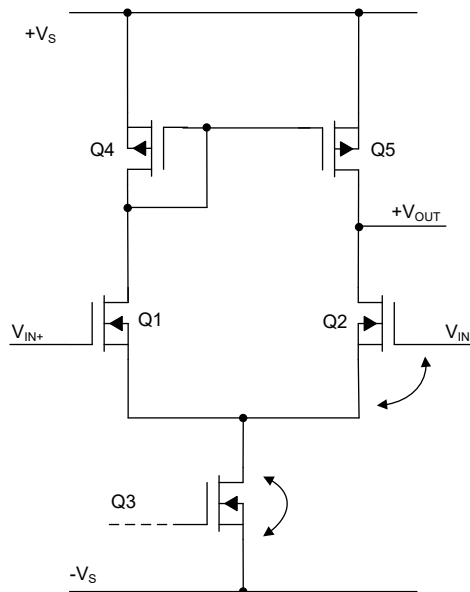


图 1-1. N 沟道 MOSFET 输入级的简图

考虑到在饱和边界（ $V_{sat}$  为最小值， $V_{gs}$  为最大值），MOSFET 的  $V_{gs}$  通常超过  $V_{ds}$ ，最大  $V_{CM}$  处于  $V_{sat}$  范围内，或者正轨  $+V_S$  加 100mV。

相反，P 沟道 MOSFET 输入级限制在正极侧，通常为正轨  $+V_S$  减 1V。在负极侧，P-MOSFET 的共模电压范围可能处于  $V_{sata}$  范围内，或者负轨  $-V_S$  减 100mV。

为了避免单差分对输入级的限制，可以使用互补的 N 沟道和 P 沟道 MOSFET (CMOS) 输入级设计。此设计使用两个输入差分对 (一个 N 沟道 MOSFET 对和一个 P 沟道 MOSFET 对)、一个电流舵方案，以及一个将两个输入信号叠加的双折共源共栅 (图 1-2)。V<sub>set</sub> 是用于控制分流晶体管 Q<sub>8</sub> 功能的电压源。对于低于 +V<sub>s</sub> - V<sub>set</sub> 的共模电压，Q<sub>8</sub> 关闭，漏极电流 (I<sub>d</sub>) 从 Q<sub>5</sub> (电流源) 直接流过 P 沟道差分对 (Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub>)。双折共源共栅允许 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 的漏极向下偏置到 -V<sub>s</sub> 以上 V<sub>sat</sub>，最终导致 V<sub>CM</sub> 摆幅低于负轨。这允许 V<sub>CM</sub> 在负轨以下扩展一定的电压 ΔV<sub>P</sub>。同样，若共模电压高于 +V<sub>s</sub> - V<sub>set</sub>，则 Q<sub>8</sub> 开启，并且 I<sub>d</sub> 会从 P 沟道对导向 N 沟道对 (通过电流镜 Q<sub>6</sub> 和 Q<sub>7</sub>)。因此，V<sub>CM</sub> 范围可能超过正轨 +V<sub>s</sub> 一定的电压，即 ΔV<sub>N</sub>。总之，这使具有此输入级拓扑的运算放大器具有轨至轨 V<sub>CM</sub> 范围 (如方程式 3 中所详述)。

$$+V_s + \Delta V_N > V_{CM} > -V_s - \Delta V_P \quad (3)$$

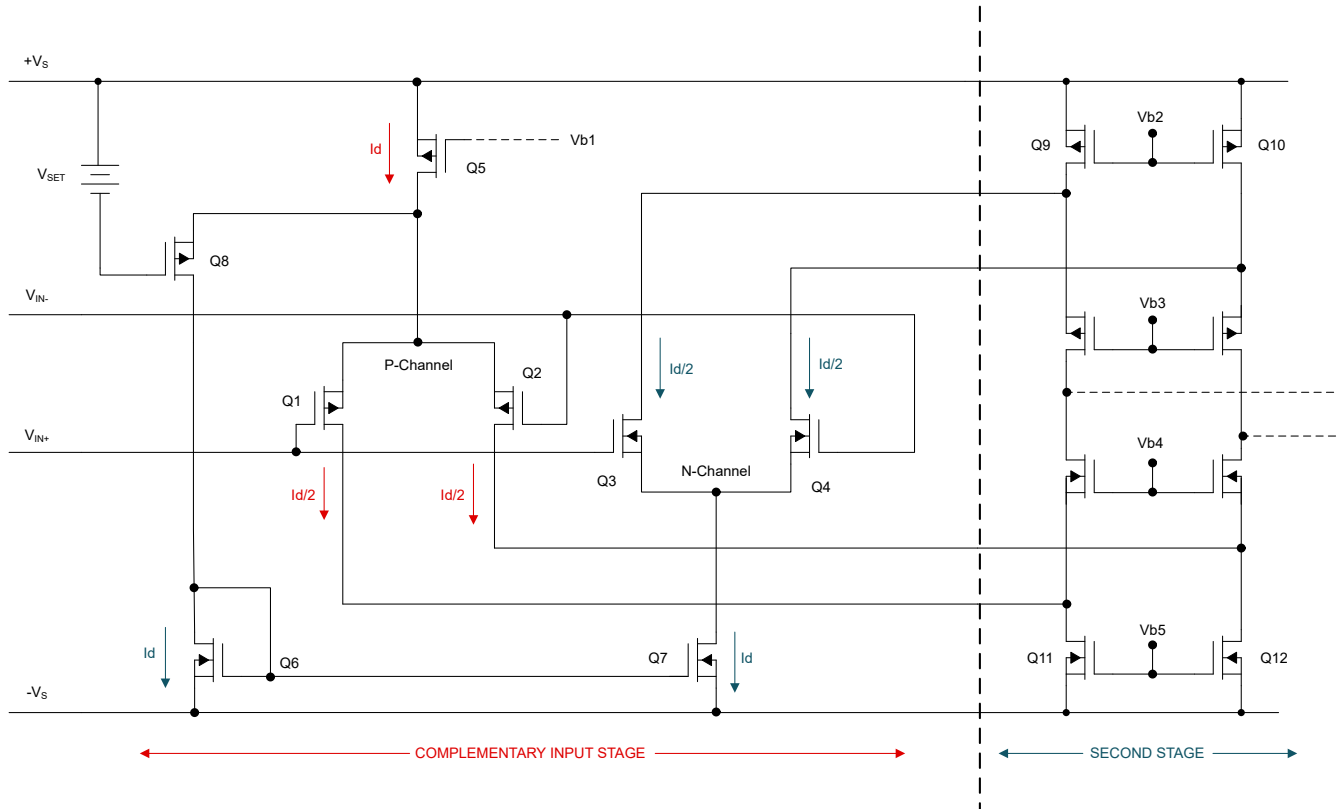


图 1-2. 互补 N-P-FET 输入级的简化表示形式

我们已经了解互补输入级的轨至轨运行，接下来我们更加详尽地说明 ΔV<sub>N</sub> 和 ΔV<sub>P</sub>。更加深入地探究图 1-2 中的互补输入级放大器之后，我们可以看到轨至轨输入性能依赖于第二级。从正轨向下到输入，使用基尔霍夫电压定律，与前面在图 1-1 中应用的定律类似。

$$V_{in\pm}(\max) = +V_s - V_{sat}(Q_9, Q_{10}) - V_{ds}(Q_3, Q_4) + V_{gs}(Q_3, Q_4) \quad (4)$$

$$V_{in\pm}(\max) = +V_s - 0.1V - 0.1V + 0.9V$$

$$V_{in\pm}(\max) = +V_s + 0.7V$$

从上面的方程式 4 可以看到，互补输入级放大器的输入共模范围为正轨以上 0.7V。通过执行相同的过程，我们可以得出负轨的共模输入电压范围。

$$V_{in\pm}(\min) = -V_s + V_{sat}(Q_{11}, Q_{12}) + V_{sat}(Q_1, Q_2) - V_{gs}(Q_1, Q_2) \quad (5)$$

$$V_{in\pm}(\min) = -V_s + 0.1V + 0.1V - 0.9V$$

$$V_{in\pm}(\min) = -V_s - 0.7V$$

从方程 4 和方程 5 中可以得出，共模输入电压范围通常超出正轨和负轨大约 0.7V，这由上面提到的术语  $\Delta V_N$  和  $\Delta V_P$  来表示。在数据表中，您会发现大多数轨至轨放大器超出电源电压最多 0.1V（而不是 0.7V）。这是输入和每个轨之间的保护二极管造成的。

## 2 示例 1：低侧电流检测运算放大器中来自 $V_{CM}$ 的输出摆幅限制

举例来说，假设使用的是 [OPA391](#) 运算放大器，其增益为  $100V/V$ ，由  $5.0V$  单电源供电。假设我们要测量  $0A$  到  $50A$  的电流，我们选择了一个  $1m\Omega$  分流电阻器。这意味着我们将在  $0$  至  $50A \times 1m\Omega = 50mV$  的范围内看到差分输入。最小  $V_{CM}$  值 [OPA391](#) 的最小  $V_{CM}$  值低于地电平  $0.1V$ ，因此我们的输入条件与数据表要求一致。但是，[OPA391](#)  $A_{OL}$  输出条件规定在在  $-V_s + 0.1V < V_{out} < +V_s - 0.1V$  范围内。因此，在  $0V$  到  $0.1V$  与  $4.9V$  到  $5V$  输出之间，运算放大器可能会遇到一些不希望看到的非线性问题。我们可以非常轻松地解决此问题：

- 我们可以通过电平转换将输入共模电压上调  $1mV$ （通过闭环增益来放大），或者通过电平转换将  $-V_s$  下调  $100mV$ 。可以通过一个简单的分压器电路来实现输入电平转换，或者，可以通过提供一个较小的负轨来为输出提供余量。如果系统中不存在负轨，则诸如 [LM7705](#) 等负电荷泵可以在单一 IC 中解决该问题。无论在哪一种情况下，都会使  $V_{out}$  在  $0$  电流情况下至少比  $-V_s$  高  $100mV$ ，这样就解决了低侧的输出摆幅问题。请注意，这两种解决方案还会在高侧超出最大线性工作范围，而这违反了输出电压摆幅规格。我们可以略微降低电路的增益或分流电阻的值，使  $V_{out(max)}$  达到或低于  $+V_s - 100mV$  来解决这一问题。

虽然所描述的互补输入级为输入共模问题提供了优异的解决方案，但必须牢记，每对之间的切换会导致放大器的输入失调电压发生变化，也称为输入交越失真。可以通过使两对始终保持导通以避免切换，但由于需要消耗过高的功率，因此通常应该避免。通过使用零交越放大器，可以更加从容地规避输入交越失真（[零交越放大器：特性和优势](#)技术手册）。这些放大器使用单个晶体管对和集成电荷泵来推动内部电源超过标称值，以便足以保持线性运行。

### 3 双极和 CMOS 输出级拓扑和输出摆幅限制

放大器的输出摆幅范围是允许放大器线性工作的输出电压范围。与  $V_{CM}$  一样，输出摆幅 ( $V_{out}$ ) 的限制与输出级中的晶体管工作电压有关。根据具体的应用和拓扑， $V_{out}$  可能相对于轨多少受到限制，而无论它们是单轨、双轨还是非对称轨。尽管一些互补 MOSFET 设计非常接近完美，但完美的轨至轨性能在实践中并不存在。

许多应用要求  $V_{out}$  仅摆动到一个轨，通常是负轨。最早的运算放大器输出级采用电阻下拉式 NPN 发射极跟随器配置 (图 3-1 A) 来实现这一点。负轨的下拉电阻允许输出接近负轨，但这会极大地限制灌电流并导致输出响应缓慢。一种类似设计 (双极或 MOSFET) 利用 NPN/NMOS 电流源取代了下拉电阻，可以提供更高的增益，以及近负轨输出摆幅 (图 3-1 B)。

随着现代互补双极工艺的出现，匹配度更好的高速 PNP 和 NPN 晶体管成为了可能。最终，互补发射极跟随器输出级 (图 3-1 C) 开发成功，它最大的优势就是低输出阻抗。此拓扑的主要缺点是其输出摆幅有限，由于级中的晶体管工作电压的影响，通常约为到轨 1V 或更多。具体来说，PNP 电流源的最小正向偏置电压 ( $V_{FB-P}$ ) 和基极-发射极电压 ( $V_{BE-N}$ ) 会限制到正轨的摆幅，而 NPN 电流源的  $V_{FB-N}$  和  $V_{BE-P}$  会限制到负轨的摆幅。因此，互补双极输出级的全输出电压摆幅为：

$$+V_s - V_{sat}(\text{npn}) - V_{be}(\text{pnp}) > V_{out} > -V_s + V_{sat}(\text{pnp}) + V_{be}(\text{npn}) \quad (6)$$

较新的互补共发射极或共源级 (图 3-1 D 和图 3-1 E) 允许运算放大器摆幅更接近轨，但这两个级的输出阻抗都很高。对于此级的双极版本，到每个轨的输出摆幅限制来自  $V_{ce}(\text{sat})$ ，或者使每个晶体管保持在线性区域内工作所需的最小集电极-发射极电压。双极晶体管的典型  $V_{sat}$  在 25°C 时为 300mV，温度每升高 1°C，大约变化 -2mV。

$$-V_s + V_{sat} < V_{out} < +V_s - V_{sat} \quad (7)$$

如图 3-1 (E) 中所示，我们可以对此级的 MOSFET 版本进行类似的分析。输出摆幅限制源自 MOSFET 导通电阻 ( $R_{on}$ )，而在三极管区域中，这会导致相对于轨的输出电压范围限制等于  $I_d \times R_{on}$ 。实际上，在非线性工作区域内，MOSFET 充当一个小电阻并会产生压降。在空载条件下， $I_d = I_q$ ，由压降引起的限制在 5mV 到 50mV 之间，这被视为近乎真正的轨至轨性能。

$$-V_s + I_d \times R_{on} > V_{out} > +V_s + I_d \times R_{on} \quad (8)$$

请记住，在正常工作条件下， $I_d$  等于输出晶体管的静态电流  $I_q$  加上负载电流。换句话说，输出摆幅会随着负载电流的增加而减小。数据表中包含用于说明此效应的图表，请寻找输出电压摆幅与输出电流的关系图 (通常称为爪形曲线)。在曲线范围内运行以保持线性工作

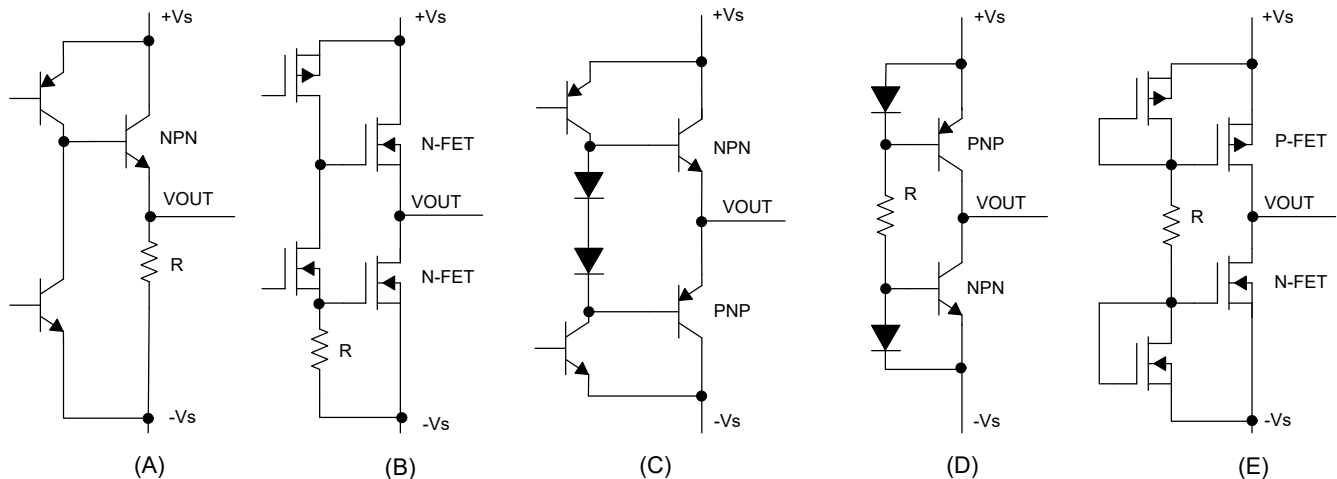


图 3-1. 常见的输出级拓扑

## 4 示例 2：仪表放大器的输出摆幅限制

下面我们回到电流分流示例，但这一次在 100V/V 增益下使用 **INA326** 器件，并且采用 5V 电源。假设我们要测量 1A 到 50A 之间的电流，我们选择一个 1mΩ 分流电阻器。这意味着我们将会看到最低  $1\text{A} \times 1\text{m}\Omega \times 100\text{V/V} = 100\text{mV}$  输出。**INA326** 的摆幅至 GND 为  $-V_S + 0.02\text{V}$ ，因此预期最小输出为 100mV 是可接受的。但是，在 50A 电流下，输出电压为  $50\text{A} \times 1\text{m}\Omega \times 100\text{V/V} = 5\text{V}$ 。至轨摆幅规格为  $+V_S - 75\text{mV}$ ，这是最坏情况，而 5V 超过了此规格。

那么，我们如何才能改进电路呢？

1. 增加电源电压，在 5V 之上至少增加 75mV（因而，增加放大器的输出摆幅）。这在设计中通常是不可能的选择，原因是电源通常固定为一些常见的值，如 1.8V、2.5V、3.3V、5V 等。此外，还需要考虑电源的变化（最小值），必须始终超过 5.075V 才能确保线性运行。
2. 降低增益。设置较低的增益值将导致较低的最大预期输出电压，从而使放大器保持在线性工作模式内，但会降低测量分辨率。
3. 选择更小的分流电阻器。减小分流电阻的值会降低输入信号，随后降低输出信号。从 1mΩ 切换到 0.5mΩ 会使输出稳定保持在允许范围内，但会降低测量分辨率。
4. 另选一个电源电压规格更合适的放大器。例如，**INA823** 的到正电源摆幅规格为  $+V_S - 150\text{mV}$ ，因此，从 **INA326** 切换到 **INA823** 后，本身不会解决输出摆幅问题。但是，**INA823** 可以支持高达 36V 的电源电压，因此，如果将电源电压增加到下一个更高的可用轨，将会确保输出保持在放大器的线性范围内（该解决方案也适用于运算放大器）。

## 5 总结

在板级设计中，识别放大器输入和输出级的限制非常重要。不同的放大器输入和输出级拓扑分别提供不同的工作共模电压和输出摆幅电压范围。单电源运行模式有时会给保持  $V_{CM}$  在低侧线性运行范围内带来挑战。选择  $V_{CM}$  范围扩展到地电平以下的器件或者使用负电荷泵将负电源将至地电平以下有助于解决这类问题。相反，若预期的输出电压值超出数据表中规定的输出摆幅限值，将会降低输出精度，应予避免。如果无法选择输出摆幅更接近轨的放大器，则可以调整电路增益和电源电压范围等参数，以便克服输出摆幅限制。

**表 5-1. 新器件建议**

器件	说明
<a href="#">OPA391</a>	低功耗 (24 $\mu$ A)，超低偏置 (0.8pA)， <a href="#">e-Trim™</a> 轨至轨运算放大器
<a href="#">OPA392</a>	宽频带 (13MHz)，超低偏置 (0.8pA)，精密 (10 $\mu$ V)， <a href="#">e-Trim™</a> 轨至轨运算放大器
<a href="#">OPA3S328</a>	宽频带 (40MHz)，低偏置 (10pA)， <a href="#">零交越</a> 双运算放大器，采用微型封装的集成式开关
<a href="#">INA819</a>	低功耗 (350 $\mu$ A)，低噪声 (8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )，精密 (35 $\mu$ V)，36V <a href="#">超级 <math>\beta</math> 输入</a> 微型封装的仪表放大器 低功耗 (350 $\mu$ A)，精密仪表放大器，支持 $\pm 60\text{V}$ 过压保护 (增益引脚 2、3)
<a href="#">INA849</a>	低功耗 (350 $\mu$ A)，低噪声 (8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )，精密 (35 $\mu$ V)，36V <a href="#">超级 <math>\beta</math> 输入</a> 微型封装仪表放大器，提供 $\pm 60\text{V}$ 过压保护
<a href="#">INA823</a>	低功耗 (180 $\mu$ A)，精密 (100 $\mu$ V)，宽电源电压范围 (2.7-36V) 仪表放大器，支持低于地电平输入范围 (150mV) 和 $\pm 60\text{V}$ 过压保护



## 6 参考文献

- 德州仪器 (TI), [采用互补对输入级的运算放大器：在设计中权衡哪些方面？](#) 模拟设计期刊
- 德州仪器 (TI), [具有增益级的双运放仪表放大器线性工作区](#) 模拟设计期刊
- 德州仪器 (TI), [测量仪表放大器的线性工作区](#) 模拟设计期刊
- 仪表放大器  $V_{CM}$  与  $V_{OUT}$  图：第 1 部分
- 仪表放大器  $V_{CM}$  与  $V_{OUT}$  图：第 2 部分
- 仪表放大器  $V_{CM}$  与  $V_{OUT}$  图：第 3 部分

## 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