

Ronald Michallick

Including LM124, LM224, LM2902, LM158, LM258, LM2904, LM321, TS321

摘要

LM324 和 LM358 系列运算放大器因其灵活性、可用性和成本效益成为使用寿命长且备受青睐的通用放大器。在设计中采用这些运算放大器之前，了解它们与大多数其他运算放大器的区别非常重要，本应用手册中的信息有助于推动首次设计取得成功。

内容

1 应用手册中包含的器件.....	3
2 输入级注意事项.....	6
3 输出级注意事项.....	9
4 交流性能.....	14
5 低 V_{CC} 引导.....	20
6 比较器用法.....	24
7 未使用的放大器连接和将输入端直接接地.....	27
8 结论.....	29
9 修订历史记录.....	29

插图清单

图 1-1. 数据表中的器件原理图.....	3
图 2-1. 具有所有电流源连接的输入级原理图.....	6
图 2-2. 单位增益缓冲区测试配置.....	7
图 2-3. 输入电流与输入电压间的关系.....	7
图 2-4. 输出电压与输入电压间的关系.....	7
图 3-1. 突出显示电流阱驱动器的输出驱动器级原理图.....	9
图 3-2. 典型输出低电压与输出灌电流之间的关系.....	10
图 3-3. I_{OL} 与同相引脚电压, $V_{CC} = 5V$, $V_{OUT} = 2V$, $T_J = 125^\circ C$	10
图 3-4. 带有突出显示的电源驱动器和限流器的输出驱动器级的原理图.....	11
图 3-5. 显示 V_{OH} 相对 V_{CC} ($V_{OH} - V_{CC}$) 与负载电流 (I_{OH}) 关系的图.....	12
图 3-6. 显示短路电流与结温间的关系的图.....	13
图 4-1. 突出显示以下压摆率元件的原理图: 尾电流 (蓝色)、补偿电容 (蓝色)、集电极电流 (绿色)、集电极至基极电容 (红色).....	15
图 4-2. 显示 LM2902DR 的压摆率与温度间关系的图.....	15
图 4-3. LM2902QDRQ1 的压摆率与温度间的关系.....	15
图 4-4. 突出显示以下延时时间元件的原理图: 共享输入节点 (绿色)、补偿电容器 (红色) 和输出晶体管 (蓝色).....	16
图 4-5. 交叉测试原理图.....	17
图 4-6. LM324 交叉测试波形.....	18
图 4-7. 第二个交叉测试原理图.....	18
图 4-8. LM358 交叉测试波形.....	19
图 5-1. 使用上拉电阻器时输出电流与输出电压的关系.....	20
图 5-2. 3V 音频带通放大器原理图.....	21
图 5-3. 1kHz 正弦波瞬态仿真.....	22
图 5-4. 无削波波形的 1kHz 最大振幅基准测试.....	22
图 5-5. 放大器电压增益与频率间的关系.....	23
图 6-1. V_{OL} 的负载恢复时间与 V_{IN+} 、 $V_{ID} = 200mV$ 、 $V_{CC} = 30V$ 的关系.....	24
图 6-2. 过载从 V_{OL} 状态恢复.....	25

图 6-3. 过载恢复乘法器与输入差分电压 (V_{ID}) 之间的关系.....	25
图 6-4. 压摆率因数与输入差分电压 (V_{ID}) 之间的关系.....	26
图 7-1. 单电源和双电源的最佳连接做法.....	27
图 7-2. 可接受的单电源和双电源连接做法.....	27
图 7-3. 不太理想的单电源和双电源连接做法.....	28
图 7-4. 可能不良的单电源和双电源连接做法.....	28

表格清单

表 1-1. 基本器件型号、通道数和温度范围.....	3
表 1-2. 具有 V_{IO} 等级选项的每个基本器件型号在 25°C 下的最大输入失调电压误差.....	4
表 3-1. 数据表 V_{OL} 参数设置条件.....	9
表 3-2. 200mV 输出电压对应的输出电流数据表.....	9
表 4-1. 典型压摆率和增益带宽.....	14

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 应用手册中包含的器件

1.1 常用原理图

本应用手册涵盖了基于图 1-1 中的简化原理图的所有运算放大器，该原理图中包含的一个独特输出级在发布时具有革命性意义。与当时的其他运算放大器不同，它支持近地的输出电压，适用于单电源设计。约 50 μ A 的电流调节器可将输出下拉至近似接地，因为其他晶体管发射极没有强大的反向电流，这与同期的其他运算放大器不同。

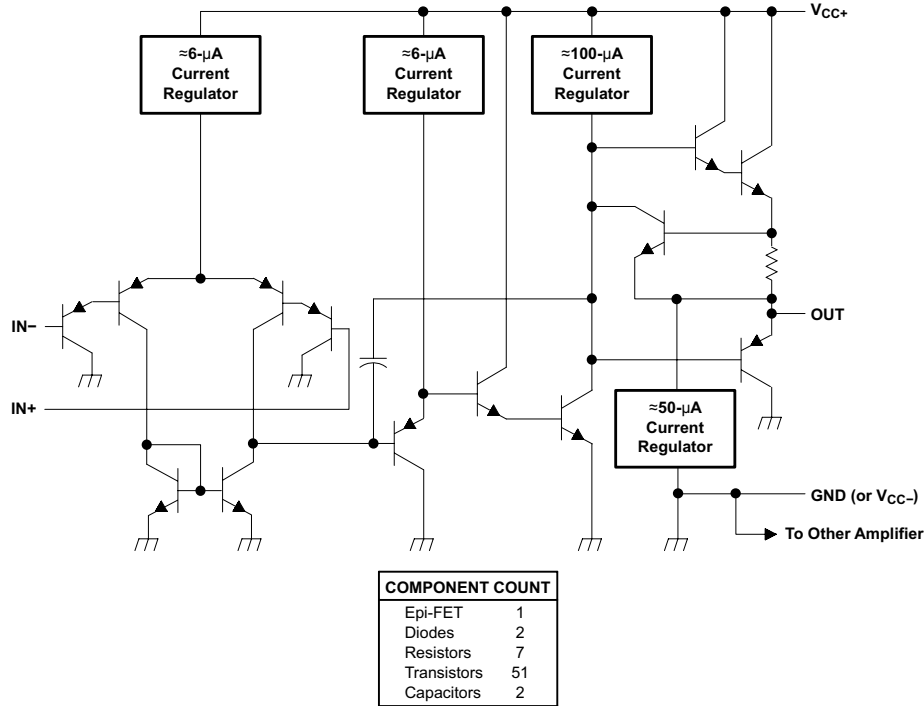


图 1-1. 数据表中的器件原理图

1.2 基本器件型号

温度范围和通道数用于创建基本器件型号。器件名称中的“-N”表示由 National Semiconductor 提供的器件，它们与德州仪器 (TI) 当前的基本器件型号一致。National Semiconductor 和 TI 使用不同的封装后缀，因此没有可订购的重复器件型号。某些基本型号可能会在末尾包含“A”，但这不会影响温度范围。

表 1-1. 基本器件型号、通道数和温度范围

温度范围	单通道		双通道			四通道		
-55°C 至 125°C	—	—	LM158	LM158-N	—	LM124	LM124-N	—
-40°C 至 125°C	TS 321	—	LM2904	LM2904B	LM158-N	LM2902	LM2902B	LM124-N
-40°C 至 85°C	TS 321	LM321	LM2904	LM358B	LM2904-N	LM2902	LM324B	LM2902-N
-25°C 至 85°C	TS 321	LM321	LM258	LM258-N	—	LM224	LM224-N	—
0°C 至 70°C	TS 321	LM321	LM358	LM358-N	—	LM324	LM324-N	—
汽车 Q1	TS321-Q1		LM2904-Q1	LM2904B-Q1	—	LM2902-Q1	LM2902B-Q1	—

粗体器件型号的工作温度范围与规定的温度范围完全一致。非粗体器件型号可在规定的温度范围内或超出规定的温度范围工作。但请注意，LM2904 是双通道运算放大器，而 LM2902 是四通道运算放大器。

1.3 输入失调电压等级

V_{IO} (也称为 V_{os}) 容差也有等级选项。与没有“A”的相同器件型号相比，器件型号后缀中的“A”表示具有更出色的 V_{IO} 规格。

表 1-2. 具有 V_{IO} 等级选项的每个基本器件型号在 25°C 下的最大输入失调电压误差

单通道		双通道		四通道	
器件型号	V_{IO} 25°C 时的最大值	器件型号	V_{IO} 25°C 时的最大值	器件型号	V_{IO} 在 25°C 时的最大值
TS321	4mV	LM158A	2mV	LM124A	2mV
TS321-Q1	4mV	LM158A-N	2mV	LM124A-N	2mV
LM321	7mV	LM2904AV	2mV	LM2902KAV	2mV
—	—	LM2904AV-Q1	2mV	LM2902KAV-Q1	2mV
		LM358BA	2mV	LM324B	3mV
		LM2904BA	2mV	LM2902B	3mV
		LM2904BA-Q1	2mV	LM2902B-Q1	3mV
		LM258A	3mV	LM224A	3mV
		LM358A	3mV	LM324A	3mV
		LM358A-N	3mV	LM324A-N	3mV
		LM358B	3mV	LM124	5mV
		LM2904B	3mV	LM124-N	5mV
		LM2904B-Q1	3mV	LM224	5mV
		LM158	5mV	LM224-N	5mV
		LM158-N	5mV	LM2902K	7mV
		LM258	5mV	LM2902	7mV
		LM258-N	5mV	LM2902-Q1	7mV
		LM2904	7mV	LM324	7mV
		LM2904-N	7mV	LM324-N	7mV
		LM2904-Q1	7mV	—	—
LM358	7mV				
LM358-N	7mV				

1.4 最大电源电压

默认最大电源电压为 30V；然而，LM290X 器件的最大额定电源电压为 26V。LM2902 和 LM2904 器件的后缀中带有“V”，这表示最大电压高达 32V。两个例子是 LM2902KAVQDR 和 LM2904AVQDR。后缀中带有“B”的所有器件的最大额定电源电压为 36V；例如 LM358BIDR、LM2904BAIDR、LM324BIPWR 和 LM2902BIPWR。

1.5 高可靠性选项

双通道和四通道运算放大器有很多高可靠性选项。要了解更多信息，请访问[双路高可靠性](#)和[四路高可靠性](#)运算放大器产品列表，以了解关于参数搜索的高可靠性选项。

本应用手册不包含这些器件的资质和等级。

1.6 HBM ESD 等级

出于 ESD 目的，器件名称中的“K”和“B”后缀具有相同的含义。运算放大器后缀中的“K”或“B”表示 HBM ESD 等级为 2kV。例如，LM324K、LM324KA、LM324B、LM2902K、LM2902KA、LM2902B、LM2902KAV、LM2904B 和 LM358B 的 HBM 等级均为 2kV。

当需要更好的 ESD 保护时，应在设计时采用系统级 ESD 解决方案。

1.7 LM358B、LM358BA、LM2904B、LM2904BA、LM324B、LM2902B

“B”后缀指基于改进器件的先进晶圆工艺的新器件变体版本。最大供电电压增加到 36V；输入端添加 EMI 滤波器；输入失调电压降低（后缀带有“A”的器件为 3mV 或 1.8mV）；测试低 V_{OL} 灌入驱动电流增加（从 12 μ A 增加至 50 μ A），以支持更低的电阻反馈网络和更大的负载电流； I_B 最大值降低（从 -250nA 降至 -35nA）；2kV HBM ESD 是标准配置。大多数数据表规格使用端接至 1/2 V_s 的负载设置来匹配现代数据表测试条件。

2 输入级注意事项

2.1 输入级原理图

图 2-1 中的输入级包含额外的电流源线（以红色框显示），数据表的简化原理图中未绘制这些线。达林顿输入级中的所有 PNP 发射器都有电流源连接。这些连接可确保恒定的输入偏置电流不随差分输入电压变化，从而为输入电阻提供高效输入。如果没有红框电流源，随着差分输入电压的变化，输入偏置电流将从零变化到正常偏置电流的两倍。这在其他双极晶体管输入运算放大器上很常见。TS321 是此规则的一个例外情况，因为它没有额外的电流源。

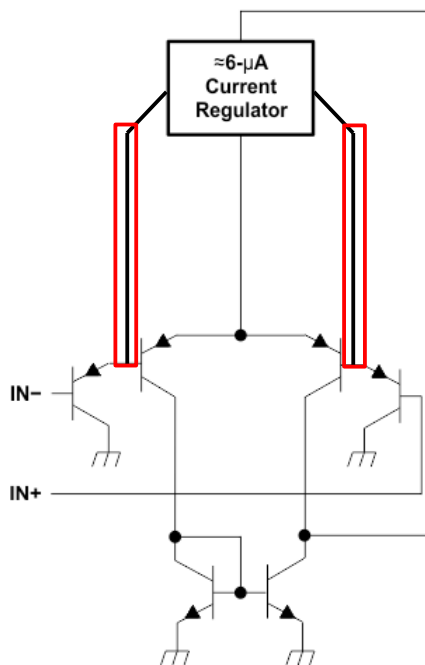


图 2-1. 具有所有电流源连接的输入级原理图

2.2 输入共模范围

在整个温度范围内，推荐的共模范围为 $0V$ （相对于负电源）至 $V_{CC} - 2V$ 。但是，实际共模范围上限变化约为 $4mV/^\circ C$ ，低温会降低共模电压范围的上限。如果片上温度高于 $125^\circ C$ ， $V_{CM} = 0V$ 时的失调电压可能会降级。

请注意，当用作比较器时，只有一个输入端需要在共模范围内。另一个输入端可高于共模范围或高于 V_{CC} ，输出将为预期的 V_{OH} 电平（对于 $V_{in+} > V_{in-}$ ）或 V_{OL} 电平（对于 $V_{in-} > V_{in+}$ ）。如果两个输入端都超出共模范围上限，则输出未定义；它可能是 V_{OL} 或 V_{OH} 电平，结果可能会因器件、批次、流程、温度等而异。如果任一输入端或两个输入端相对于负电源都低于 $-0.3V$ ，则可能会流过过大的输入电流，并且输出可能会显示反相，也称为反转。

输入端不存在到达 V_{CC} 的内部二极管，因此输入电压会超过 V_{CC} 电压。如果发生这种情况，由于在输入 PNP 晶体管中形成反向偏置二极管，输入端将阻止电流流动。即使 V_{CC} 等于 $0V$ ，电流流动也会受阻。如果任一输入端或两个输入端都超过最高 V_{CC} 等级，则会发生结击穿。根据相应器件数据表绝对最大额定值表中的表注，这可能会导致永久性器件损坏。

2.3 输入阻抗

输入级采用达林顿 PNP 配置，所有晶体管发射极上都有专用的内部电流源。因此，输入显示为应用的电流源。该电流是输入 PNP 晶体管的基极电流，其值在数据表中指定为 I_{IB} 。这种有效的输入电流源具有大约 $1\text{G}\Omega$ 的高阻抗和宽电压顺从范围（从 0V 到低于 V_{CC} 的二极管压降），包括存在大差分输入电压的情况（参见图 2-3 区域 B）。当输入电压高于 V_{CC} 以下的二极管压降或大于 V_{CC} 时，输入变为高阻抗，除了反向二极管泄漏电流外没有电流流过（参见图 2-3 区域 C）。匹配输入电阻可减少 I_{IB} 的输入失调电压。这可通过在输入端上放置匹配电阻器来实现。请注意，造成的电阻器热噪声的增加可能是无法接受的。

由 5V 电源供电的单位增益缓冲器（如图 2-2 所示）的输入电流曲线如图 2-3 所示。施加负输入电压将使从输入 PNP 晶体管的基极形成的二极管正向偏置到输入引脚上的管芯接地基板。结果将是产生大电流，如 -0.5V （区域 A）附近的垂直斜率所示。 0V 和 3.5V 之间的输入（区域 B）具有固定电流 (I_{IB})，阻抗约为 $1\text{G}\Omega$ 。区域 C 的范围从 4.5V 到 7V 甚至更高，一直持续到最大 V_{CC} （这时没有输入电流）。

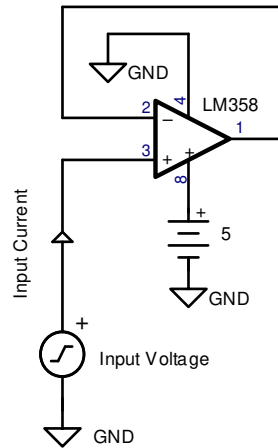


图 2-2. 单位增益缓冲器测试配置

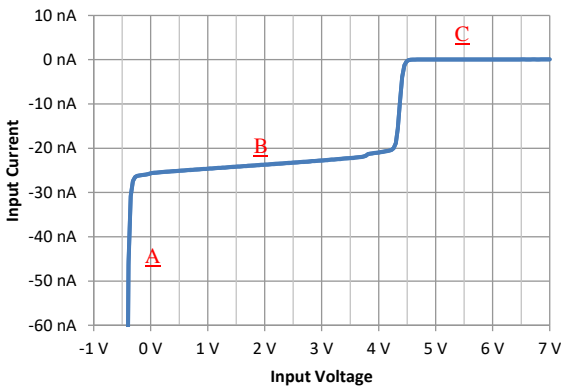


图 2-3. 输入电流与输入电压间的关系

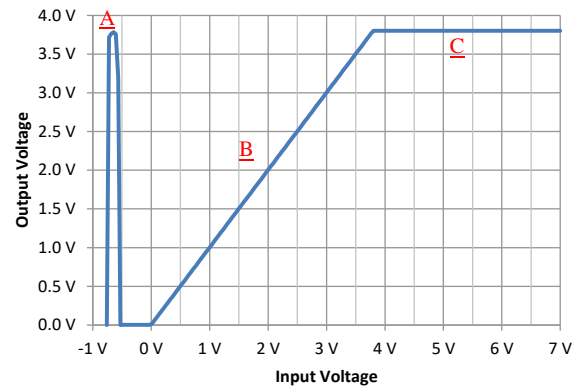


图 2-4. 输出电压与输入电压间的关系

2.4 相位反转

在某些条件下，输出电压的极性会反转。当放大器的输入端偏离了共模电压范围时，就会发生这种情况，称为“相位反转”。图 2-4 中，区域“A”显示无效输入电压的输出相位反转。相对于接地 V^- 引脚的负输入电压可能来自意外来源，例如直流/直流转换器中的开关噪声或接地反弹。当快速下降时间和大电容相结合以在输入端临时设置负电压时，也会出现负输入电压。小于 $-0.3V$ 的输入电压会导致寄生二极管导通，从而使输出端采用最低 V_{OL} 或最高 V_{OH} 电平。数据表中未定义在该区域中进行的操作，因为它偏离了输入电压的绝对最大规格。输入电流打开内部寄生 NPN 晶体管，从其他内部节点窃取电流，导致输出相位反转。

不要试图凭经验确定相位反转性能，因为不同的单元可能具有不同的性能。必须避免负输入，并采用单电源配置，除非应用在负输入期间可接受 V_{OL} 或 V_{OH} 电平。在无法避免负输入电压的情况下，使用与输入端串联的电阻器以将电流限制在 $-1mA$ 或更低。这个输入电流量不太可能造成任何损坏。如果两个输入都高于共模范围上限，则输出未定义；它可以是 V_{OL} 或 V_{OH} 。这会影响比较器应用，但正常的负反馈应用通常不受影响，因为输入电压范围的上限与输出高范围 (V_{OH}) 相同。

3 输出级注意事项

3.1 输出级原理图, V_{OL} 和 I_{OL}

运算放大器可提供接近负轨的低输出电压,前提是负载和负载端接电压对图 3-1 中所示的“恒流阱”驱动器有利。表 3-1 表明,假设负电源轨接地 (GND),负载为 $10k\Omega$ 或更少时,输出低电压小于 $20mV$ 。因此,如果负载电阻为 $10k\Omega$ 或更小并端接到负轨,则负载电阻有助于“恒流阱”提供非常低的输出电压。

表 3-1. 数据表 V_{OL} 参数设置条件

参数	测试条件	典型值	最大值
V_{OL} 低电平输出电压	$R_L \leq 10k\Omega$	5mV	20mV

如果运算放大器负载 (包括反馈网络) 端接正电压,则运算放大器在将输出驱动为低电平时必须灌入电流。图 3-1 中所示的输出级有一个微弱的恒流阱 (由一个电流调节器组成),为低电平灌电流提供低输出电压。PNP 发射极跟随器可在更高的输出电压下提供更高的灌电流。

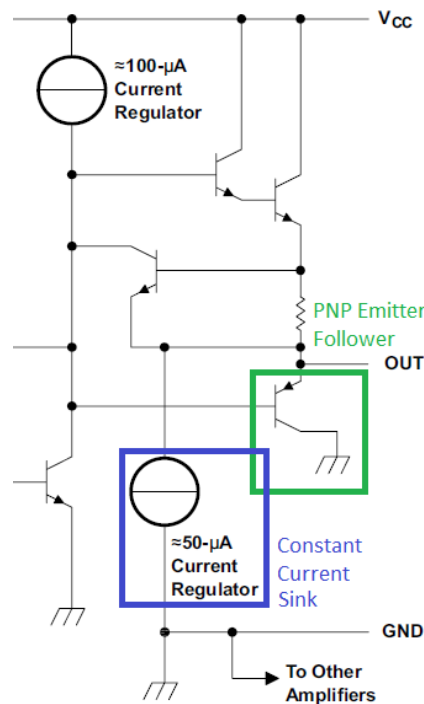


图 3-1. 突出显示电流阱驱动器的输出驱动器级原理图

输出引脚可灌入超过 $12\mu A$ 的电流,并且仍具有低于 $200mV$ 的输出低电平,如表 3-2 所示。在数据表的电气特性表中,典型的输出电流为 $30\mu A$ 或 $40\mu A$ 。器件原理图中的“ $\sim 50\mu A$ 电流调节器”在本应用手册中被称为“恒流阱”驱动器,因为根据电气特性表,电流值不一定为 $50\mu A$ 。请注意,数据表规格没有最大限制。

表 3-2. $200mV$ 输出电压对应的输出电流数据表

参数	测试条件	最小值	典型值
I_O 输出电流	$V_{ID} = 1V < V_O = 200mV$	$12\mu A$	$40\mu A$

当灌入能力高达 $12\mu A$ 时,输出低电压低于 $200mV$ 。在更高的电流电平下,恒流阱不再够用。因此,PNP 发射极跟随器提供此电流。但假设在室温下,在输出电压大约达到 $600mV$ 之前,PNP 发射极跟随器不提供电流。请注意,当 PNP 发射极跟随器处于活动状态时, V_{OL} 电平的温度系数约为 $-2mV/^\circ C$ 。PNP 发射极跟随器提供低输出阻抗,基极电流流向输出负载以提高效率。

图 3-2 所示为低输出电压电平与灌电流之间的关系。可以看出,从恒流阱驱动器 (区域“ A ”) 到 PNP 发射极跟随器 (区域“ B ”) 有明显的过渡。请注意,顾名思义,恒流阱驱动器始终处于开启状态。

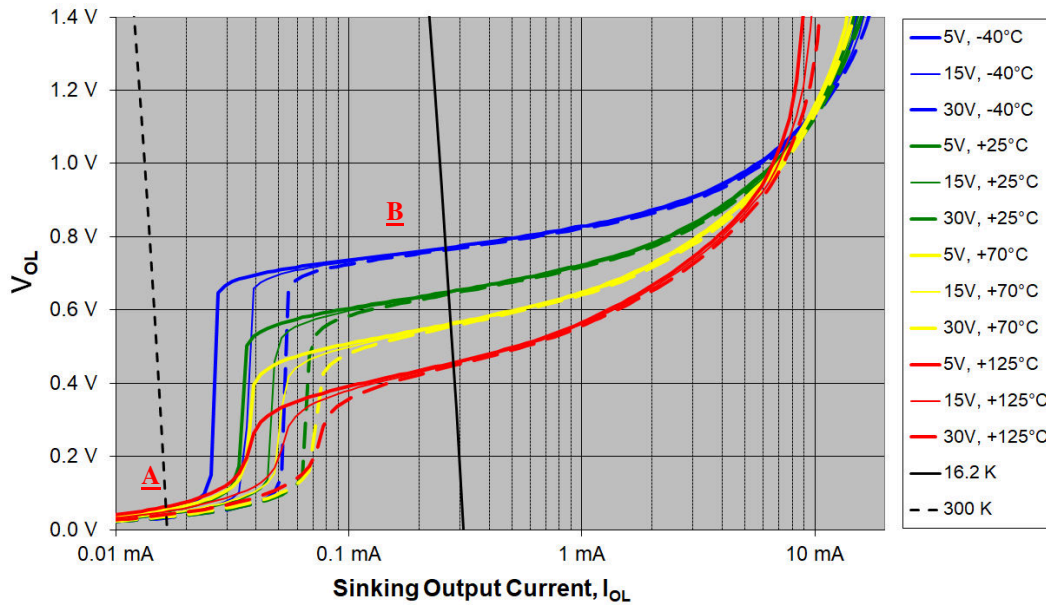


图 3-2. 典型输出低电压与输出灌电流之间的关系

图 3-2 显示了两条端接至 5V 的 16kΩ (黑色实线) 和 300kΩ (黑色虚线) 电阻示例负载线。在整个电源电压和温度范围内, 300kΩ 负载线与器件性能曲线在低 V_{OL} 电平处相交。因此, 此负载的预期 V_{OL} 很低。16kΩ 负载线与器件性能曲线在更高的 V_{OL} 下相交, 后者随温度 (而非 V_{CC}) 变化。在此负载下, 无法实现与负电源接近的 V_{OL} 。如需具有低 V_{OL} , 则使用高电阻负载或端接至负电源的负载 (包括反馈)。

3.2 I_{OL} 和共模电压

使用运算放大器灌入大电流时, 考虑使输入共模大于 0.8V。另外, 当同相输入为 0V 且结温较高时, 可降低 PNP 发射极跟随器的最大灌电流。图 3-3 显示了在 2V 输出和 125°C 结温下同相输入电压与灌电流之间的关系。名称后缀中带有“B”的运算放大器的 I_{OL} 对低同相引脚电压不太敏感。

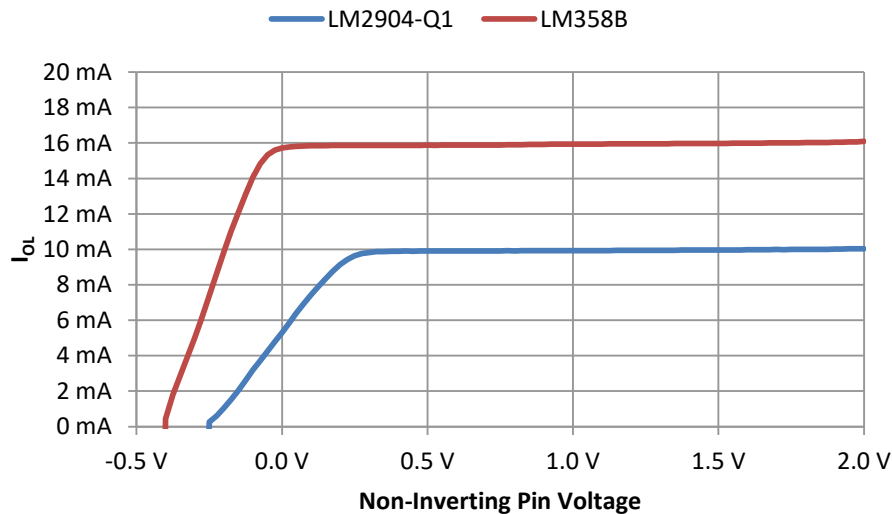


图 3-3. I_{OL} 与同相引脚电压, $V_{CC} = 5V$, $V_{OUT} = 2V$, $T_J = 125^\circ C$

如数据表中的绝对最大额定值表中所述, 正电压短路可能会损坏器件。如果相对于 GND 或 V^- 引脚的短路电压大于 10V, 则更有可能损坏。

3.3 输出级原理图、 V_{OH} 和 I_{OH}

与大多数具有轨至轨输出的新型运算放大器不同，该系列运算放大器具有明显低于 V_{CC} 电源轨的高电平输出电压，无论负载拉电流如何。图 3-4 显示了可提供拉电流的 Darlington NPN 晶体管。有源限流器有助于保护运算放大器和负载免受过流情况的影响。

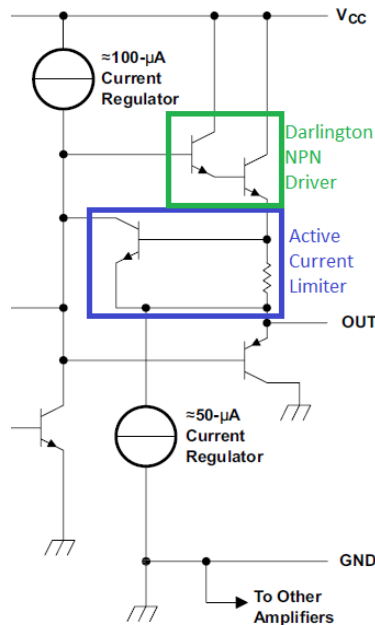


图 3-4. 带有突出显示的电源驱动器和限流器的输出驱动器级的原理图

达林顿 NPN 可提供低输出阻抗，基极电流流向输出负载以提高效率。此设置具有较高的余量要求，可显著降低 V_{OH} 电平。Darlington NPN 中的两个基极发射极结的组合温度系数约为 $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。因此， V_{OH} 具有相等且相反的温度系数 $4\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。根据数据表 *电气特征表*， V_{OH} 电平为 $V_{CC} - 1.5\text{V}$ ，在 25°C 时，当 V_{CC} 为 5V ，且 $2\text{k}\Omega$ 负载接时更佳；此时电流为 1.75mA 。典型的 V_{OH} 电平随负载电流的变化而变化，也随温度而变化，如图 3-5 所示。 V_{OH} 相对于 V_{CC} 的性能与 V_{CC} 无关，这意味着图 3-5 中的曲线组适用于 V_{CC} 的整个工作范围。

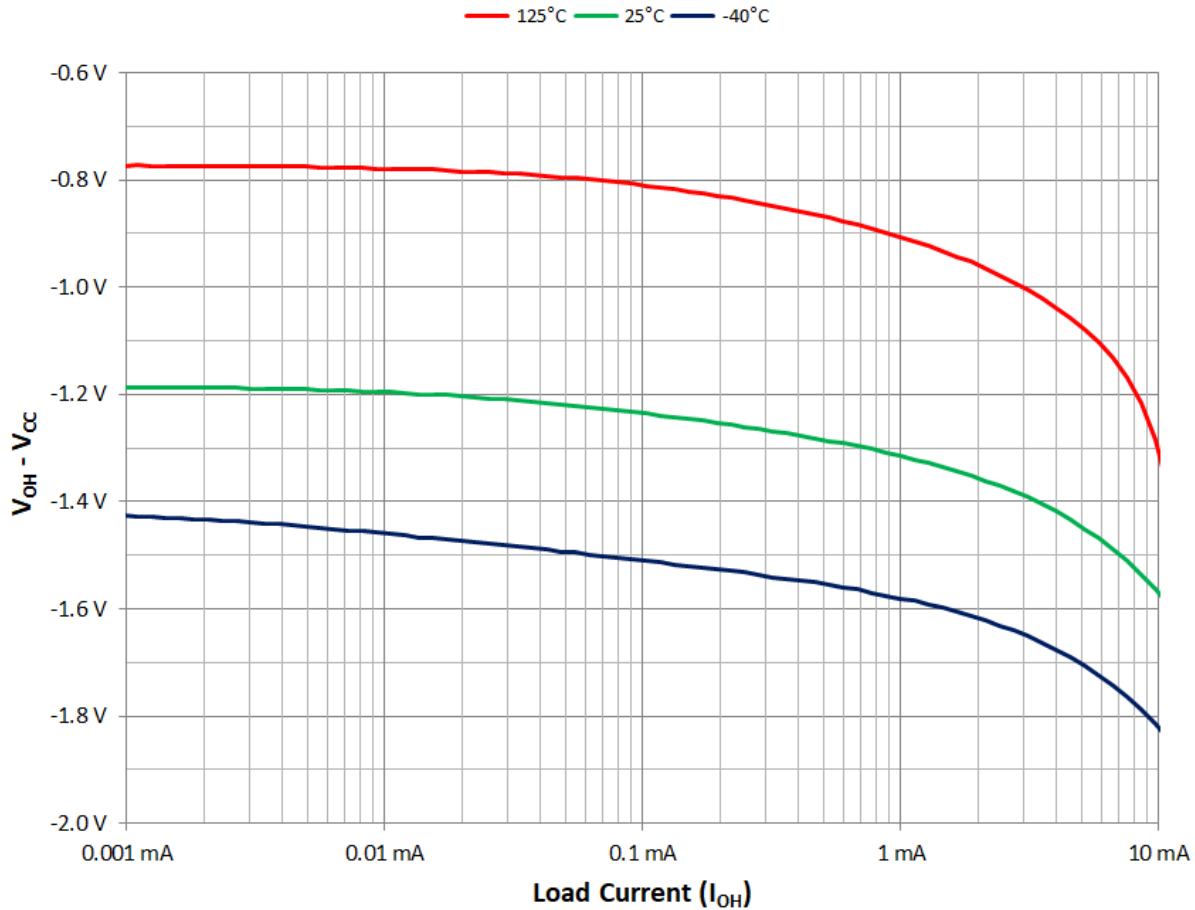


图 3-5. 显示 V_{OH} 相对 V_{CC} ($V_{OH} - V_{CC}$) 与负载电流 (I_{OH}) 关系的图

3.4 短路拉电流

达林顿 NPN 驱动器有一个限流电路，可防止对地短路。限流特性可保护器件免受直接损坏。但是，长时间短路会造成器件过热，尤其是当 $V_{CC} - V_{OUT}$ 电压较高时。请注意，运算放大器中的功率损耗为 $(V_{CC} - V_{OUT}) \times I_{OUT}$ 。运算放大器会设置 I_{OUT} ，应用会确定 V_{CC} 值和短路电压 V_{OUT} ，并影响所消耗的功率。运算放大器没有过热关断电路。因此，过度的功率耗散会导致非常高的内核温度。数据表绝对最大额定值表仅允许 $V_{CC} \leq 15V$ 时对地短路。图 3-6 中的电流限制幅度随着内核温度的升高而降低。

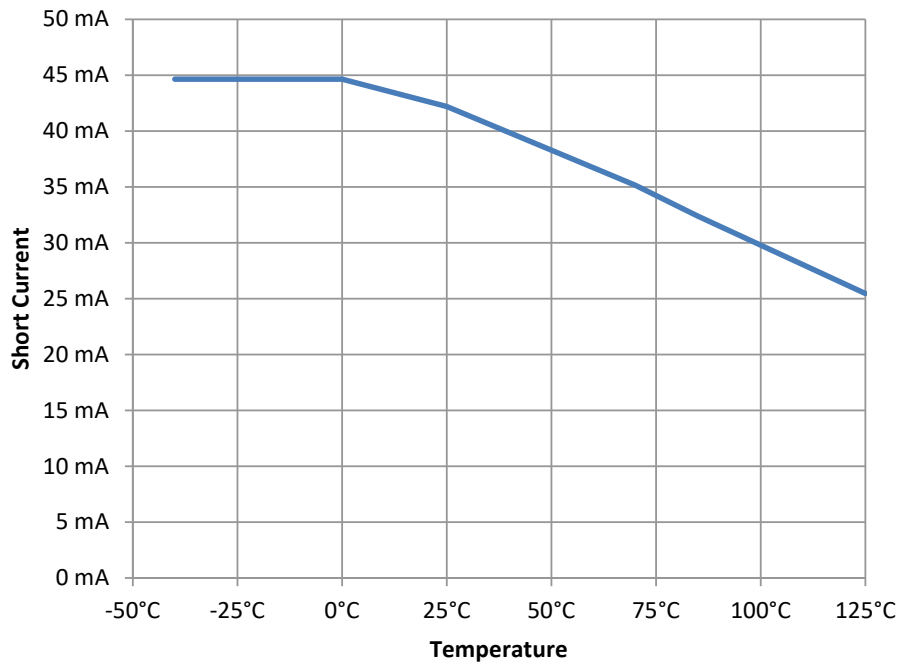


图 3-6. 显示短路电流与结温间的关系的图

3.5 输出电压限制

请勿将输出拉至 GND (V_{CC-}) 引脚以下，或将输出拉至 V_{CC} (V_{CC+}) 引脚以上。高输出引脚电流会损坏运算放大器。

4 交流性能

4.1 压摆率和带宽

所有压摆率和带宽规格都是典型值，在生产中未经过测试。通道计数变体之间的典型值略有不同。名称后缀带有“B”的运算放大器的典型压摆率为 $0.5\text{V}/\mu\text{s}$ ，带宽为 1.2MHz 。表 4-1 中列出了名称后缀中没有“B”的运算放大器。

表 4-1. 典型压摆率和增益带宽

典型值	单通道	双通道	四通道
压摆率	$0.4\text{V}/\mu\text{s}$	$0.3\text{V}/\mu\text{s}$	$0.5\text{V}/\mu\text{s}$
带宽	0.8MHz	0.7MHz	1.2MHz

4.2 压摆率可变性

最好在应用的压摆率要求和所用器件的典型压摆率之间留出一些裕度。正常工艺差异会影响内部偏置电流和电容器氧化层厚度，这是决定压摆率的两个因素。这些元件在图 4-1 中以蓝色突出显示。正压摆率和负压摆率之间也可能略有不同。产生这种差异的原因很简单：图 4-1 中红框内的晶体管没有关断驱动。驱动红框晶体管的 NPN 晶体管只能拉出电流实现导通，而无法灌入电流进行关断。该器件系列中红框内晶体管的基极到集电极电容因量产的裸片而异。NPN 晶体管 β 也是决定压摆率的一个因素。如果红框晶体管的自然关断压摆率

$$SR_{\text{Natural}} = \frac{100 \mu\text{A}}{\beta_{\text{NPN}} \times \text{Cap}_{\text{CB}}}$$

比偏置和补偿电容器设置的压摆率慢

$$SR_{\text{Comp}} = \frac{6 \mu\text{A}}{\text{Cap}_{\text{Comp}}}$$

那么正压摆率将降低，而负压摆率不受影响。因此，正压摆率会比负压摆率慢。LM358B、LM2904B、LM324B 和 LM2902B 具有用于红框晶体管基极的放电路径。因此，这个突出显示的晶体管不会影响压摆率。

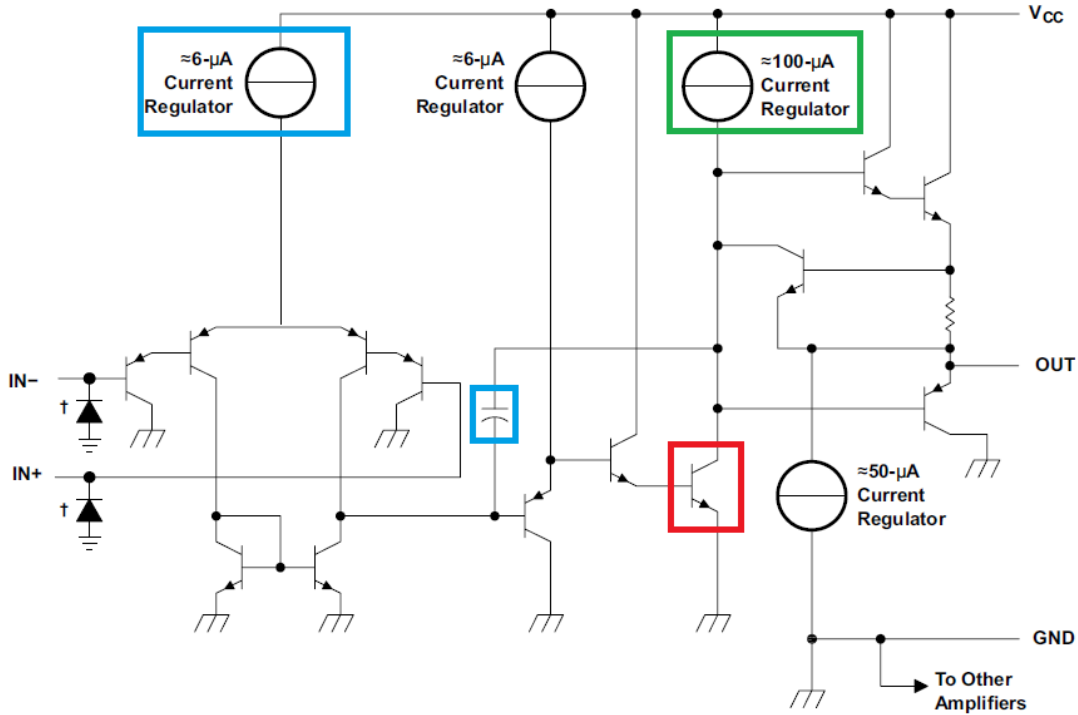


图 4-1. 突出显示以下压摆率元件的原理图：尾电流 (蓝色)、补偿电容 (蓝色)、集电极电流 (绿色)、集电极至基极电容 (红色)

只有遵循超宽输入失调电压规格的商业级四通道运算放大器的裸片具有足够的基极-集电极电容，可用于证明高温压摆率的变化。所有其他器件变体的压摆率很少发生变化。关键是不依赖于匹配的压摆率。幸运的是，实际上很少有电路需要匹配的压摆率。作为参考，下面显示了两种常见器件的压摆率曲线，图 4-2 中是商业级器件，图 4-3 中是汽车级器件。请注意，其他裸片设计通常具有匹配的正压摆率和负压摆率。一小部分样片在高温下可能会表现出一些差异。

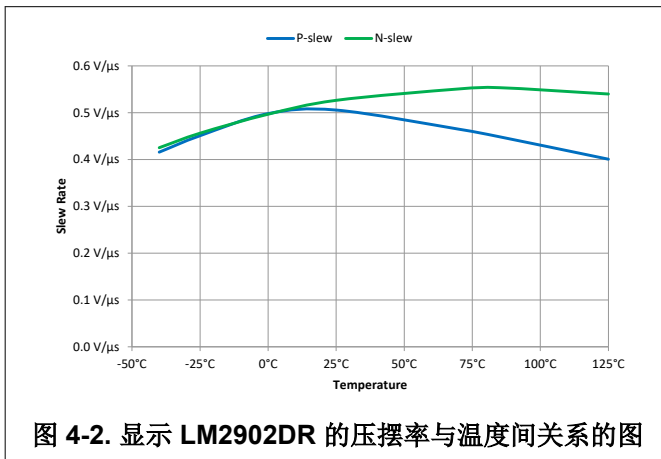


图 4-2. 显示 LM2902DR 的压摆率与温度间关系的图

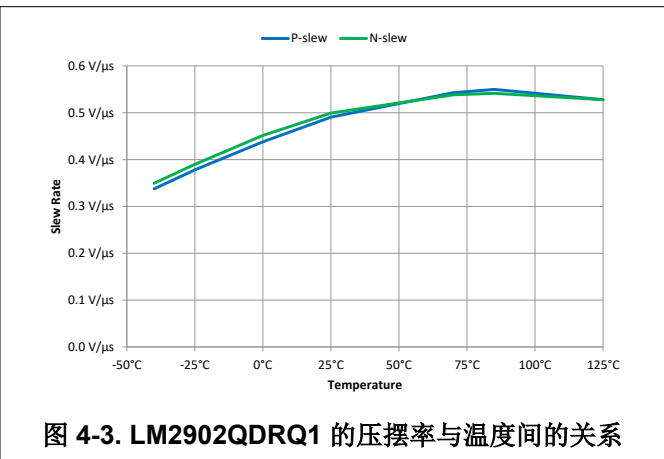


图 4-3. LM2902QDRQ1 的压摆率与温度间的关系

4.3 输出交叉延时时间

该运算放大器系列不为图 4-4 中蓝色框中突出显示的任何输出晶体管 (B 类类型) 提供任何静态偏置。大多数其他运算放大器设计方案为输出晶体管 (AB 类类型) 提供小的静态偏置，以使输出电流无缝转换。没有静态偏置的优点是允许“恒流阱”驱动器将输出拉近负电源电压。没有静态偏置的缺点是在输出源驱动器和灌流驱动器之间切换时会出现延时时间。

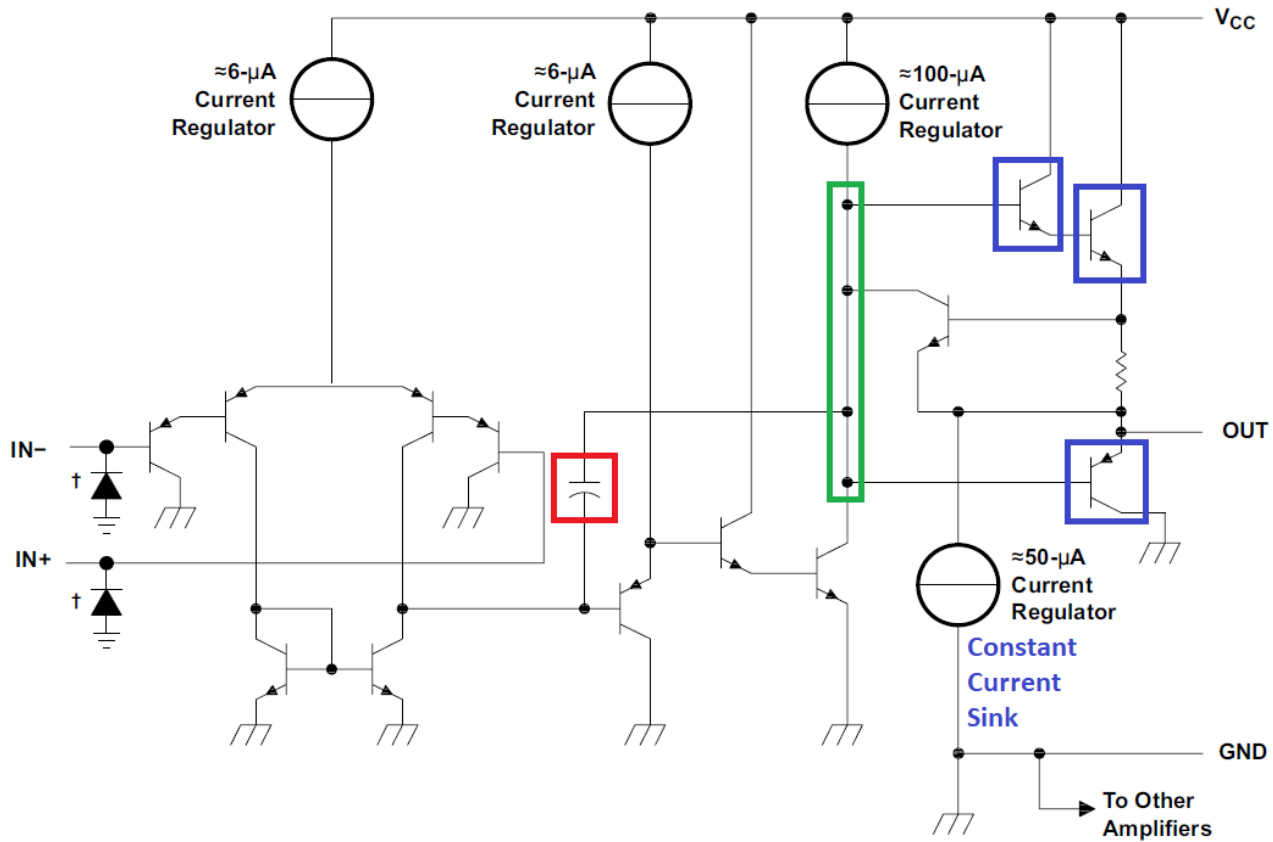


图 4-4. 突出显示以下延时时间元件的原理图：共享输入节点（绿色）、补偿电容器（红色）和输出晶体管（蓝色）

运算放大器的达林顿 NPN 驱动器和 PNP 发射极跟随器输出晶体管共享绿色框中突出显示的输入信号。补偿电容器也连接到这个公共节点。因此，绿色节点的压摆率与输出的压摆率相同，可在数据表中以典型值的形式找到。当运算放大器需要在达林顿 NPN 和 PNP 发射极跟随器驱动器之间切换时，近似延时时间按如下公式计算

$$T_{\text{Delay}} = \frac{3 \times V_{\text{BE}}}{\text{Slew Rate}}$$

根据应用的不同，此延时可能明显也可能不明显。最大应用频率和负载电流范围是确定延时时间是否显著的相关因素。

图 4-5 和图 4-7 中所示的两个测试电路专门用于最大化交叉延时时间的视觉效果。在许多应用中，交叉时间不会引起任何问题。但是，当存在高频信号、快速上升或下降时间或必须更大程度降低失真时，应格外小心。可以添加输出下拉或上拉电阻，以使输出源驱动器或灌流驱动器持续保持激活，从而防止时延。

4.4 第一个交叉示例

图 4-5 中的第一个示例测试电路将 LM324 用作 10kHz 频率的正弦波缓冲器。输入信号为 ±1V 峰值、10kHz 正弦波。电源电压为 ±5V。无论开关位置如何，负载始终为 2.7kΩ。但是，电阻器的端接电压可在 -5V、0V 和 5V 之间切换。理想情况下，负载电流小且所需的输出压摆率远低于典型压摆率规格，因此运算放大器输出将遵循输入电压正弦波。

$$SR_{\text{Required}} = V_{\text{pp}} \times f \times \pi = 2\text{V} \times 10\text{kHz} \times \pi = 0.063 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

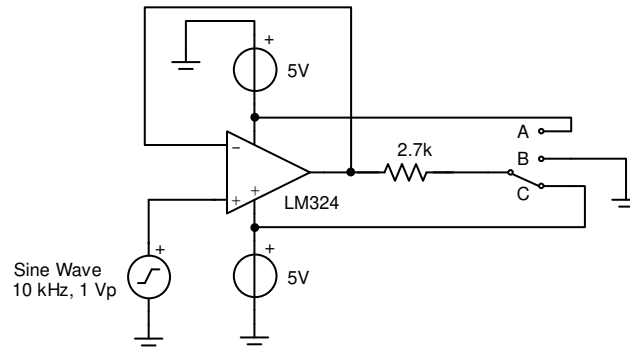


图 4-5. 交叉测试原理图

用例 A：开关处于“**A**”位置时，负载电阻端接至 -5V 。因此，运算放大器将始终拉出电流，该电流将在 1.48mA 至 2.22mA 之间变化。输出将跟随输入，因为达林顿 NPN 驱动器始终处于活动状态，如图 4-6 中的绿色波形所示。

用例 B：开关处于“**B**”位置时，负载电阻端接至 0V 或 $1/2\text{Vs}$ 。因此，运算放大器将拉出和灌入电流，要求输出改变驱动器。该电流将在 -0.37mA 至 0.37mA 之间变化。输出驱动器将在 PNP 和 NPN 之间切换，因此图 4-4 中的绿框节点电压必须转换到 V_{BE} 的三倍才能改变输出电压。在 25°C 时，切换电流极性所需的时间为

$$\frac{3 \times V_{\text{BE}}}{\text{Slew Rate}} = \frac{2 \text{ V}}{0.5 \text{ V}/\mu\text{s}} = 4 \mu\text{s} \quad (1)$$

输出波形在 $4\mu\text{s}$ 内趋于平坦，因为只有微弱的恒流阱处于活动状态，并且在此期间达林顿 NPN 驱动器和 PNP 发射极跟随器驱动器均未处于活动状态。请参见图 4-6 中的红色波形。此平坦期间的电压值为 $2.7\text{k}\Omega$ 或负载电阻乘以恒流阱的值。延迟后，输出电压会根据器件的压摆率限值发生变化，直到它采用正确的值。每次运算放大器在源电流和灌电流驱动器之间切换时，都会发生这种情况。恒流阱始终处于开启状态，但其电流不足以将 $2.7\text{k}\Omega$ 负载电阻器驱动至 -1V 。只有 2018 年或之后的新型器件仿真模型才包含此延时时间。

用例 C：开关处于“**C**”位置时，负载电阻端接至 5V 。因此，运算放大器将始终灌入电流，该电流将在 -1.48mA 至 -2.22mA 之间变化。输出将跟随输入，因为 PNP 发射器始终处于活动状态。请参见图 4-6 中的紫色波形。

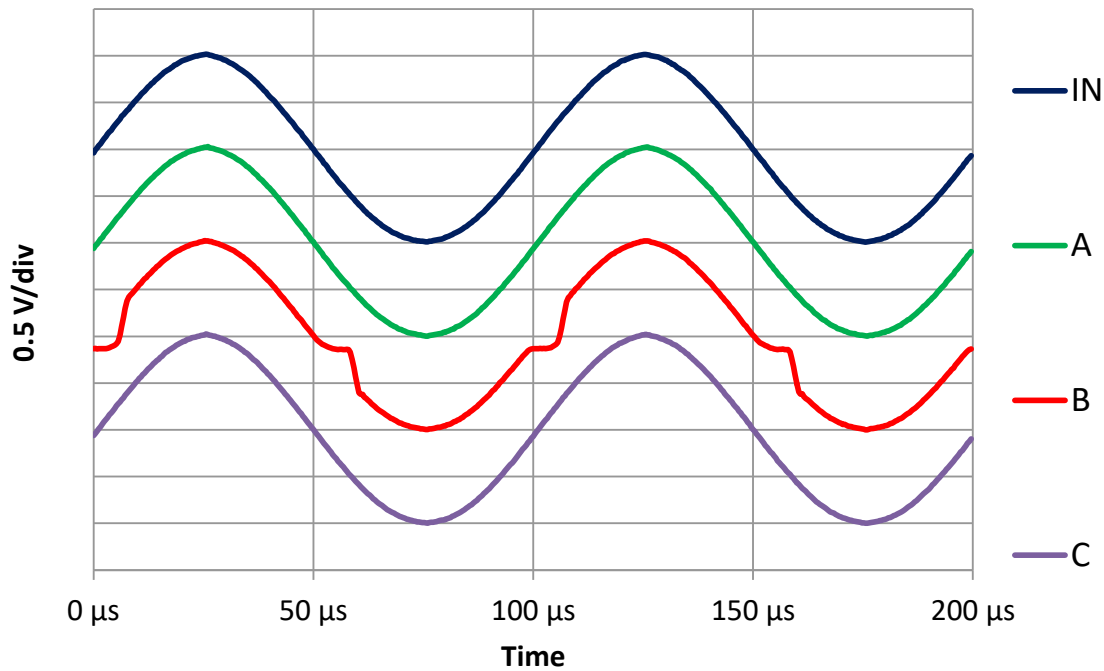


图 4-6. LM324 交叉测试波形

4.5 第二个交叉示例

当外部来源的负载电流发生改变时，也会出现交叉，如图 4-7 所示。LM358 设置为基准电压缓冲器，负载电流在 1mA 和 -1mA 之间交替。

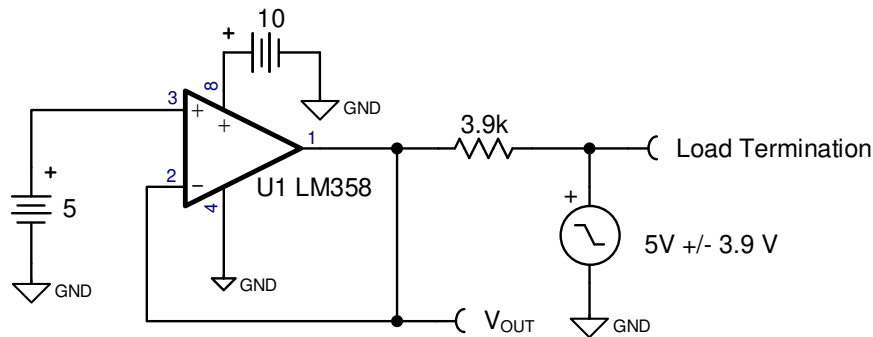


图 4-7. 第二个交叉测试原理图

LM358 负载电流使用脉冲发生器方波和串联电阻器跃进 $\pm 1\text{mA}$ 。理想情况下，输出电压应恒定为 5V。但在另一个输出驱动器可提供电流之前，输出电压会跳跃 2V，即大约 $3 \times V_{BE}$ 。在 25°C 时，将输出信号校正回 5V 所需的时间约为

$$\frac{2 \text{ V}}{0.3 \text{ V}/\mu\text{s}} = 6.7 \mu\text{s} \quad (2)$$

LM358 的典型压摆率比 LM324 慢。因此，LM358 中的延时时间更高。图 4-8 中的示波器截图以红色显示示例输出波形，以蓝色虚线显示脉冲发生器输出。从这些实际数据中我们可以看出，输出交叉能够创建输出阶跃和平坦波形，然后是一个校正周期。

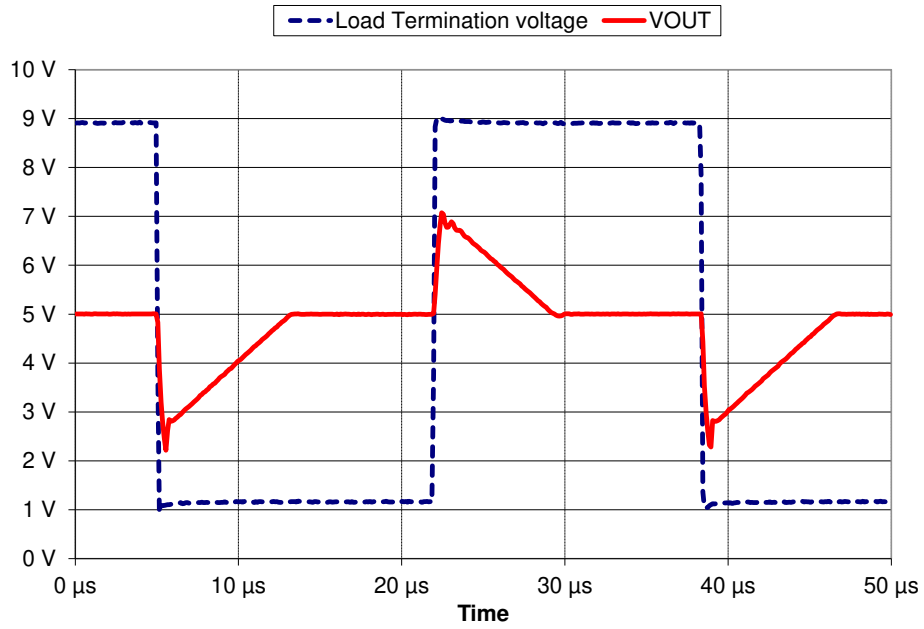


图 4-8. LM358 交叉测试波形

5 低 V_{CC} 引导

此器件系列的最低 V_{CC} 为 3V，很多应用使用 5V 电源并获得良好效果。对于较低电源电压，例如 3V 至 3.6V 范围内的电源电压，请特别注意输入和输出电压范围。请注意，这些在器件的最低工作温度下尤其受到限制。有关此主题和器件系列的更多信息，请参阅[低电压下的通用运算放大器](#)博客。

5.1 支持 -40°C 的低 V_{CC} 输入范围

根据数据表，在 -40°C 下采用 3V 电源的运算放大器的输入共模范围为 0V 至 1V。这种设计要求在输入信号较小时很容易得到满足。当使用反相增益配置时，这种要求也很容易满足，因为这种配置允许将固定共模电压设置在 0V 和 1V 之间。

5.2 支持 -40°C 的低 V_{CC} 输出范围

-40°C 下双向负载电流为 $100\mu\text{A}$ 时，输出范围通常为 0.75V 至 1.5V，这仅为电源电压范围的 25%。当双向负载电流为 $12\mu\text{A}$ 时，输出范围可增加至 0.1V 至 1.5V。如果所有负载均端接至地，则负载电流为 1mA 时，输出范围为 0V 至 1.4V。要获得最大输出范围，需要使用外部上拉电阻器。例如，使用 $5\text{k}\Omega$ 电阻器在 -40°C 下可实现 0.8V 至 2.7V 的典型输出范围。

电阻越低，设计裕度和典型范围越高（其中，典型范围会略微增大）。 V_{OH} 随着电阻的降低而提高，但 V_{OL} 会降低，功耗会增加。不同于始终开启的恒流阱驱动器，运算放大器与上拉电阻器变化趋势相同。高输出电平受上拉电阻器、反馈和其他负载的限制。当该电流流经上拉电阻器时，恒定灌电流驱动器将降低 V_{OH} 。本部分的所有输出范围均基于本应用手册中的典型 V_{OH} 和 V_{OL} 曲线。使用典型数据时，请务必增加设计裕度。

图 5-1 展示了典型的 I_{OH} 与 V_{OH} 曲线（ $T_a = 25^{\circ}\text{C}$ 且 $V_{CC} = 3\text{V}$ 时）。图 3-1 中的恒流阱驱动器负责提供此电流。该电流值会因器件和温度而异。请勿将输出上拉至高于 V_{CC} 的电压，除非使用 V_{CC} 的外部二极管来限制输出电压。

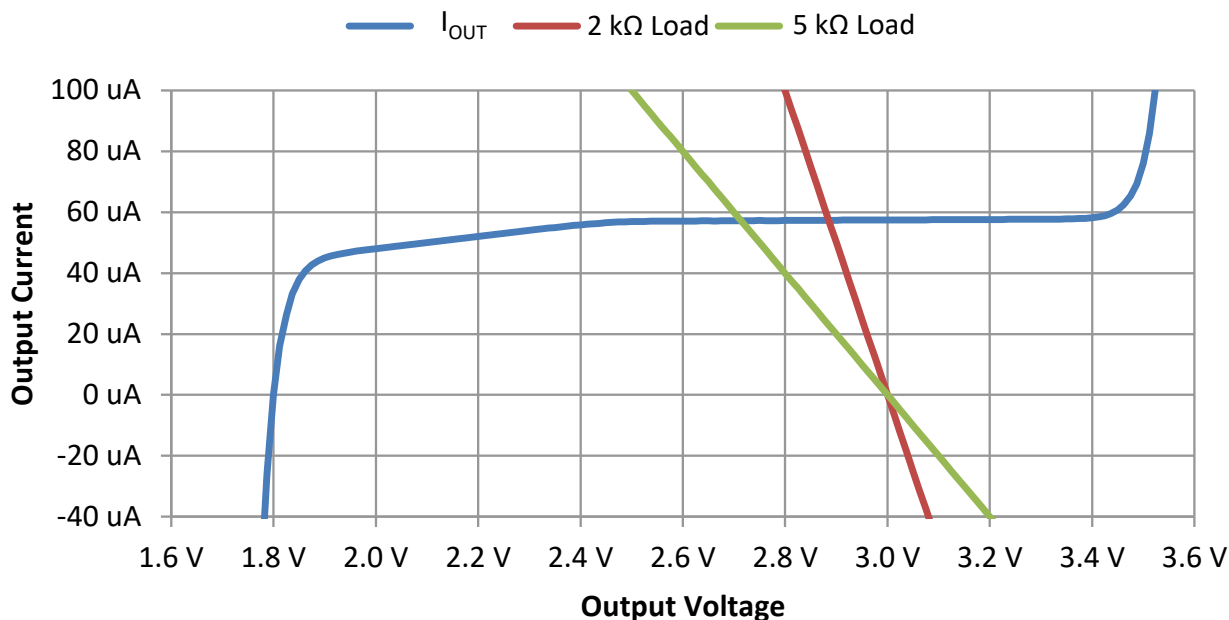


图 5-1. 使用上拉电阻器时输出电流与输出电压的关系

使用提供至少 $100\mu\text{A}$ 的上拉电阻器将会大幅增加输出 V_{OH} 的电平。在图 5-1 中，测量了输出电流与输出电压。图表中包含 $2\text{k}\Omega$ 和 $5\text{k}\Omega$ 两条上拉电阻器负载线。没有上拉电阻器或任何其他负载时，电流将为零， V_{OH} 将为 1.8V。 $5\text{k}\Omega$ 电阻器负载线在 $V_{OH} = 2.73\text{V}$ 处与输出电流曲线相交， $2\text{k}\Omega$ 负载线在 $V_{OH} = 2.88\text{V}$ 处与输出电流曲线相交。如果输出电流为 $100\mu\text{A}$ ，那么在 $[2\text{k}, 5\text{k}]$ 负载下， V_{OH} 将降低至 $[2.8\text{V}, 2.5\text{V}]$ 。请注意，单向电流或非常低的双向电流的另一个优点是无延时时间，在 NPN 达林顿和 PNP 发射极跟随器驱动器之间切换时会出现延时时间。

在此系列器件中，TS321、LM358B、LM2904B、LM324B 和 LM2902B 通常具有更高的恒流阱。因此，对于这些器件，建议使用下拉电阻器而不是上拉电阻器。

5.3 低 V_{CC} 音频放大器示例

为了证明 3V 是一个可用但具有挑战性的电源电压，我们考虑采用一个 LM2904DR 3V 音频前置放大器示例（参见图 5-2）。该放大器在 30Hz 和 10kHz 下具有 40dB 带通增益和 -3dB 频率拐点。添加了上拉电阻器（RP1、RP2）以在 -40°C 的最坏情况下将输出范围增加至 0.9V 至 2.7V。为实现无削波的最大输出摆幅，使用了 1.76V 的输出偏置点，该点位于预期的 V_{OL} 和 V_{OH} 值中间，输入偏置点是输出的一半，即 0.88V，因为它很简单并且满足 0V 到 1V 的输入范围。温度越高， V_{OL} 范围越大；而 V_{CC} 越高， V_{OH} 范围越大。这意味着，温度越高时有更多设计裕度防止低峰值输出削波；而在更大的 V_{CC} 下，有更多设计裕度来防止高峰值输出削波。

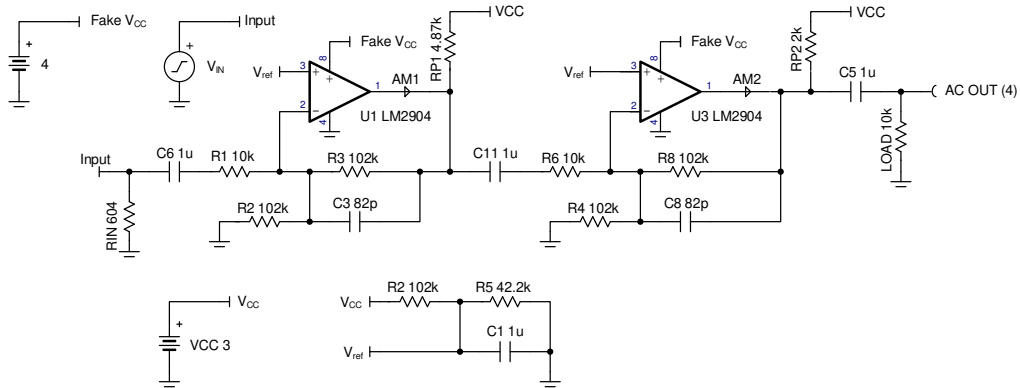


图 5-2. 3V 音频带通放大器原理图

为使最终的仿真系统正常工作，使用了一个设为 4V 的“假” V_{CC} ，因为 LM2904 模型不支持可提高 V_{OH} 的上拉电阻器。该模型与上拉电阻器不兼容，但实际器件不会这样。AM1 和 AM2 仿真仪表用于检查输出电流的幅度和极性。确保电流表的负电流值高于 -100 μ A。电流需要大于恒流阱电流，这样 PNP 发射极跟随器会始终传导一些电流来防止交叉延时时间。图 5-3 是输出电压和输出电流的仿真结果。对于 8mV 峰值输入信号，最小负输出电流大于 -100 μ A。

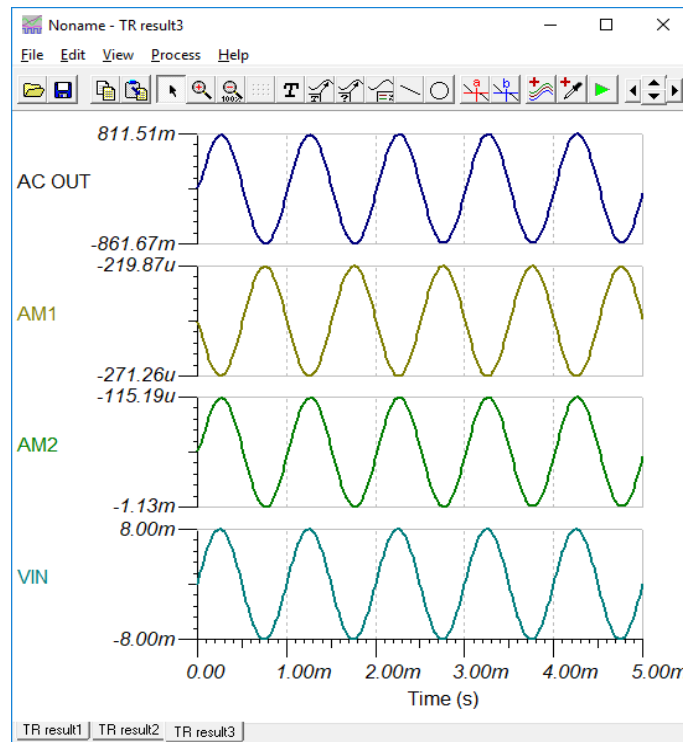


图 5-3. 1kHz 正弦波瞬态仿真

图 5-4 显示了 $V_{CC} = 3V$ ($T_a = -40^\circ C$ 下) 的基准测试结果。从生成的图中看，无削波的最高输出为 $1.82V_{pp}$ 。顶部波形是 U3 输出，底部波形是输入信号。图 5-5 显示了 $V_{CC} = 3V$ 、 $T_a = 25^\circ C$ 时的增益与频率间的关系图。

由此得出，3V 电源设计可成功使用。但是，使用 5V 或更高电源的应用将更容易设计。

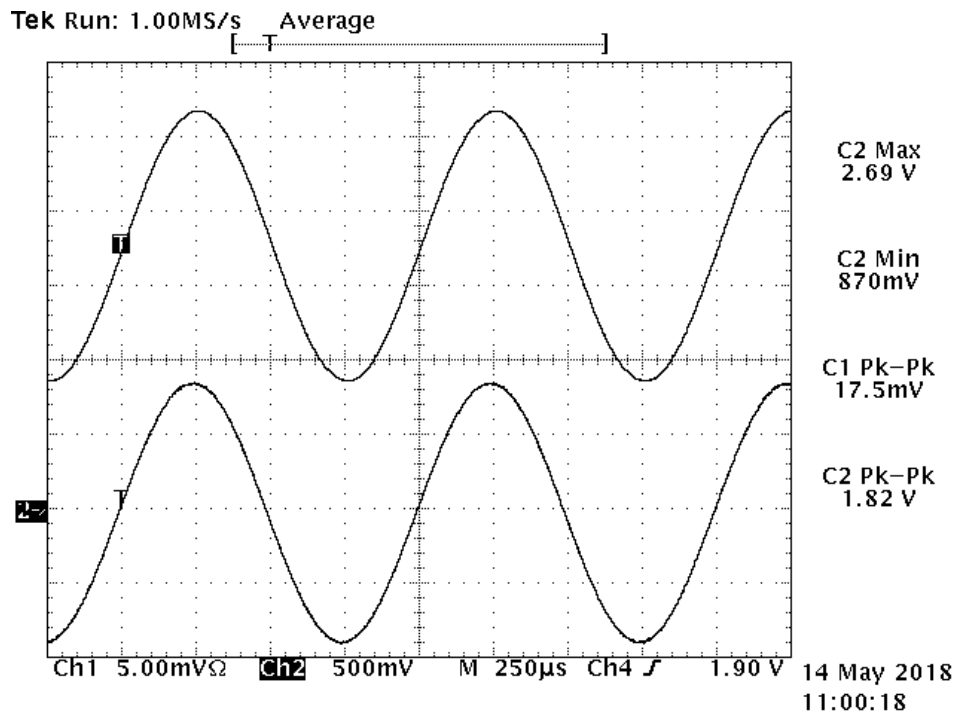


图 5-4. 无削波波形的 1kHz 最大振幅基准测试

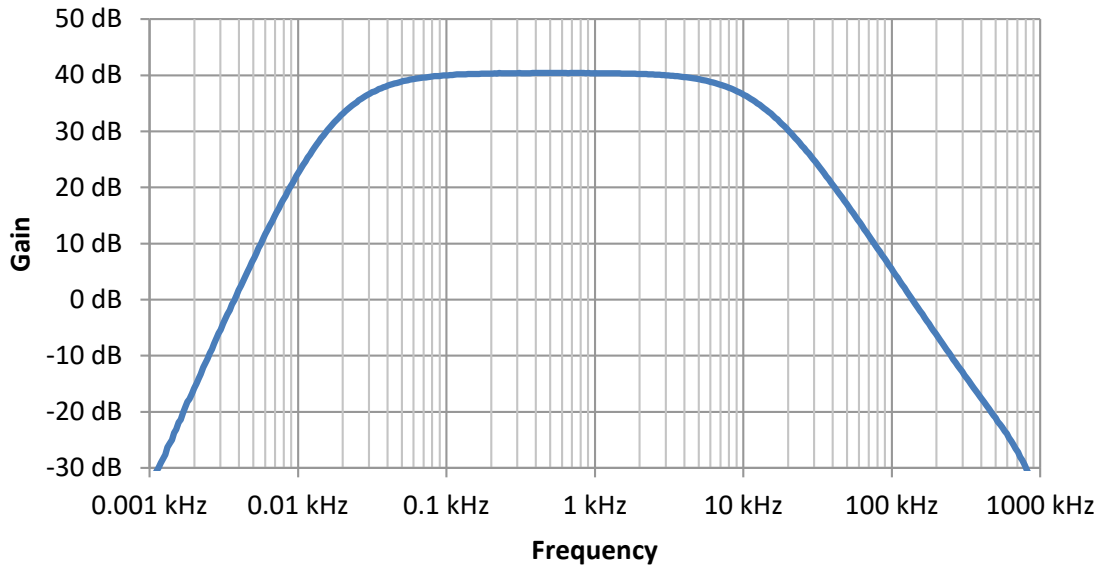


图 5-5. 放大器电压增益与频率间的关系

6 比较器用法

6.1 运算放大器限制

运算放大器通常不适合用作比较器。但是，偶尔也会出于某些原因将运算放大器作为比较器使用。这些包括有一个未使用的放大器，没有时序要求，以及输入超过 V_{CC} 。

6.2 输入和输出电压范围

使用运算放大器作为比较器时，需要考虑的关键直流参数是输入失调电压、输入共模范围、低输出电压 (V_{OL}) 和高输出电压 (V_{OH})。保持有效的输入共模很重要，否则可能会发生本文档前面讨论的相位反转。用在比较器应用中时，运算放大器的输入共模电压将与最小正输入电压相同。例如，如果一个输入为 2V，另一个输入为 3V，共模电压将为 2V。另一个电压，即较高的电压输入，不会影响此器件系列及很多其他 PNP 和 PMOS 运算放大器系列中的输入共模电压。

6.3 过载恢复

过载恢复时间类似于比较器传播延迟。当运算放大器的输入电压差足够大以至于输出达到 V_{OL} 或 V_{OH} 电平并且输出不再随输入而变化时，就会发生过载。即使运算放大器输出没有变化，一些内部节点电压也会继续变化。当输入电压差降低到运算放大器返回到线性工作区域或输入电压极性反转的点时，过载条件结束。过载条件消除后，在输出相比 V_{OL} 或 V_{OH} 电平发生变化之前，存在有限延时时间。此延时是过载恢复时间。数据表中未指定过载恢复时间参数。输出处于 V_{OH} 电平时的恢复时间约为 $2\mu\text{s}$ ，与共模电压无关。输出处于 V_{OL} 时的恢复时间随同相输入端的共模电压而变化，如图 6-1 所示。

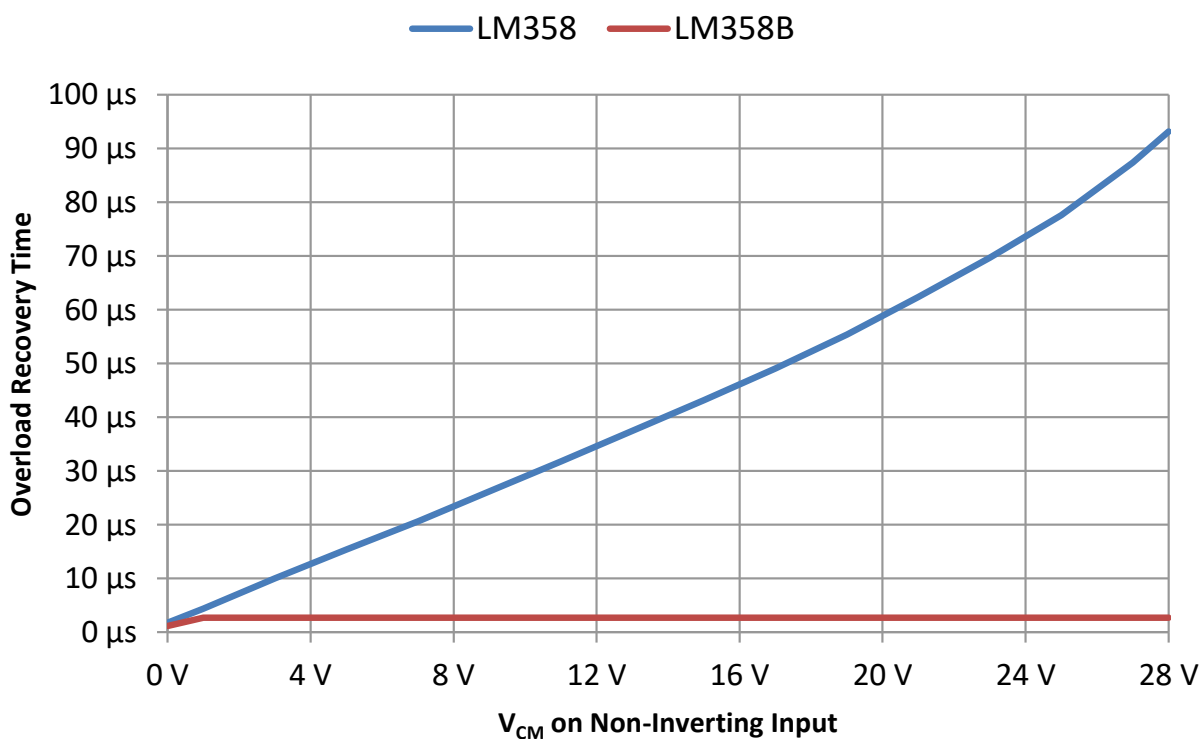


图 6-1. V_{OL} 的负载恢复时间与 V_{IN+} 、 $V_{ID} = 200\text{mV}$ 、 $V_{CC} = 30\text{V}$ 的关系

V_{OL} 的可变过载恢复时间的原因如图 6-2 所示。当运算放大器处于线性 (正常) 操作模式时，差分放大器级输出 (红框节点) 的电压通常接近 0.6V。在负 ($V_{ID} < 0$) 输入过载事件期间，输出处于 V_{OL} 电平，此节点升至 $V_{CM} + 1.3\text{V}$ ，而电容器的另一侧为 0V。这会将电容器充电到由 $IN+$ 引脚上的电压设置的电压。

LM358B、LM2904B、LM324B 和 LM2902B 将红框节点的电压限制在 1.2V。因此，过载恢复时间不会随着 $IN+$ 电压的增加而增加。当输入过载消除后，差分放大器输出节点电压恢复到 0.6V。发生这种情况的时间取决于输入

电压差和内部因素，例如最左侧 $6\mu\text{A}$ 电流调节器的电流和图 6-2 中蓝色方框内突出显示的内部补偿电容器的电容。

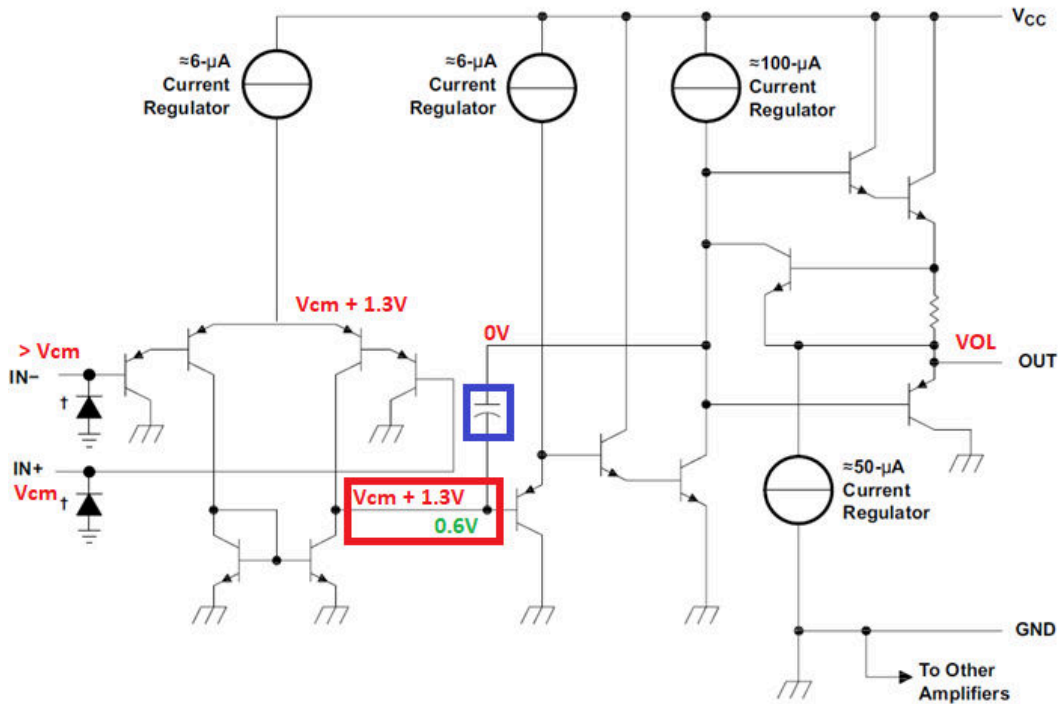


图 6-2. 过载从 V_{OL} 状态恢复

除了从 V_{OH} 状态的过载恢复时间 $2\mu\text{s}$ 或图 6-1 中从 V_{OL} 状态的过载恢复时间外，在输入恢复时间应用的输入电压差也是影响实际恢复时间的一个因素。用户可以将内部因子时间 ($2\mu\text{s}$ 或图 6-1 中的时间) 乘以图 6-3 中的标量值，以获得最终的预期恢复时间。 V_{ID} 是在等待恢复时间的同时应用的电压。

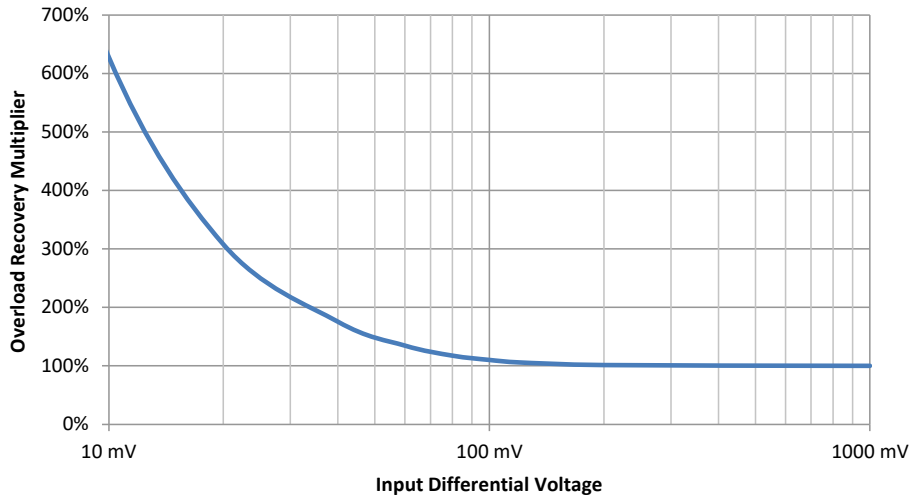


图 6-3. 过载恢复乘法器与输入差分电压 (V_{ID}) 之间的关系

例如，假设 LM358 输出处于 V_{OL} 状态，同相输入为 10V ，反相输入为 10.05V 。如果反相输入突然下降到 9.98V ，则输出将在大约 $90\mu\text{s}$ 后开始增加。输入共模为 10V ，这使得过载恢复时间为 $30\mu\text{s}$ ，如图 6-1 所示。输入差分为 $10\text{V} - 9.98\text{V} = 20\text{mV}$ ，这使乘法器为 300% ，如图 6-3 所示。将两个值相乘； $30\mu\text{s} \times 300\% = 90\mu\text{s}$ 。稍后，当反相输入突然回升至 10.05V 时，输出将在大约 $3\mu\text{s}$ 后开始下降。输出为 V_{OH} ，因此恢复时间为 $2\mu\text{s}$ 。输入差分为 $10.05\text{V} - 10\text{V} = 50\text{mV}$ ，这使乘法器为 150% ，如图 6-3 所示。将两个值相乘； $2\mu\text{s} \times 150\% = 3\mu\text{s}$ 。

6.4 压摆率

压摆率 (SR) 会限制输出上升和下降时间，定义为 $(V_{OH} - V_{OL})/SR$ 。运算放大器数据表中指定的压摆率适用于大差分输入电压。另一方面，专用比较器器件可能具有小得多的差分输入电压。请注意，当输入差分电压较小时，压摆率会降低。图 6-3 显示 100mV 的输入差分提供了与数据表设置结果一样快的达 90% 的压摆率，而 10mV 输入差分电压的压摆率仅为数据表压摆率的 16%。

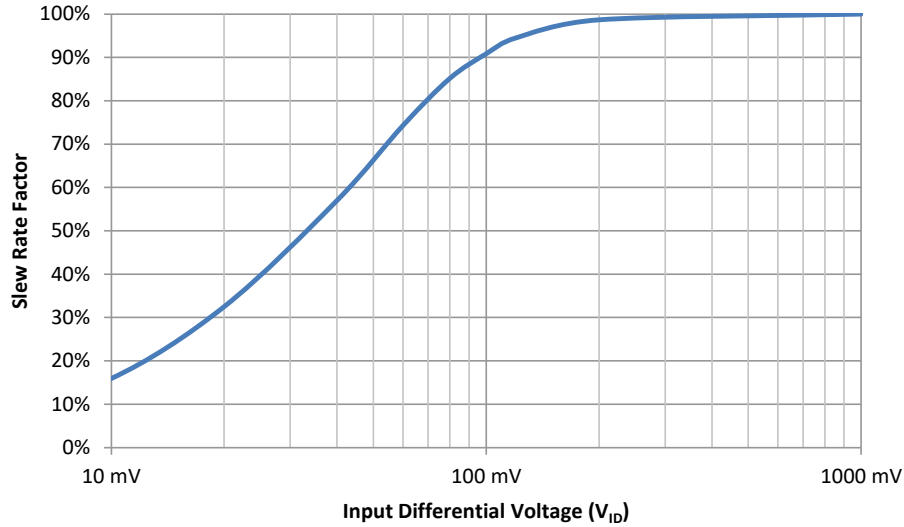


图 6-4. 压摆率因数与输入差分电压 (V_{ID}) 之间的关系

7 未使用的放大器连接和将输入端直接接地

7.1 禁止将输入端直接接地

对于已使用和未使用的放大器而言，输入端不得直接接地或连接至任何其他低阻抗节点。无论可能出现何种故障，务必要增加一些电阻以将电流限制在 10mA 以下。所有输入引脚都有一个二极管，从输入端连接至器件的 GND 或 V₋ 引脚。在双电源应用中，GND 引脚将为负。但在上电、断电或电源故障期间，GND 引脚可能变为正。如果发生这种情况，接地输入引脚将可能因输入二极管而产生破坏性电流。即使 GND 引脚也接地，例如在单电源应用中，输入接地也可能相对于运算放大器的内部接地节点为负。当布局不良或电流瞬变 $\Delta i/\Delta t$ 较高时，会出现接地电位差。在大多数应用中，向输入引脚添加 1k Ω 至 10k Ω 串联电阻是可接受的。

7.2 未使用的放大器连接

有时，应用并不需要所有放大器都采用双通道或四通道封装。未使用的运算放大器的连接方式对未使用的放大器而言应是安全的，而且不影响已使用的放大器。理想连接方法是将运算放大器置于正常线性工作范围内，并且输入端都未直接连接到低阻抗节点。运算放大器的输出端不是低阻抗节点。输出端本身不能向输入端提供不良的电压和/或电流。因此，输入和输出引脚之间不需要串联电阻。图 7-1 所示为未使用放大器的优选连接方式。

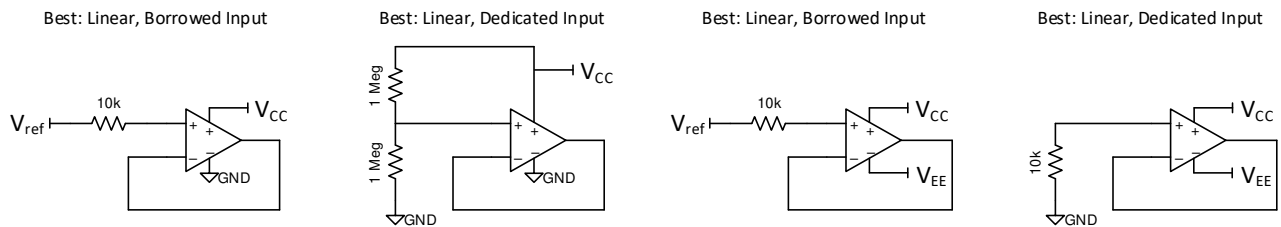


图 7-1. 单电源和双电源的最佳连接做法

或者，器件可能按某些非线性 V_{OH} 或 V_{OL} 配置进行连接，如图 7-2 所示。V_{OL} 优于 V_{OH}，因为它可使电源电流 I_{CC} 少量减小。LM358B 和 LM2904B 具有略低的 I_{CC}（在 V_{OH} 配置中）。V_{OL} 软配置有时是线性的（若 V_{IO} 比 1mV 更加正向），但它通常会创建非线性 V_{OL} 状态。将输入电阻增加到 10M Ω 将确保线性运行，因为输入偏置电流会使同相输入电压升高到超出输入失调电压范围。“V_{OL} 满 V_{ID}”更适合低电压应用，因为即使运算放大器允许，也没有理由施加较大的输入电压差。“V_{OL} (I_{IB} 偏置)”方法使用输入偏置电流来提高反相输入端的电压。如果使用，请将 10M Ω 电阻器靠近反相输入引脚放置以减少噪声拾取。任何输入端都不能直接连接到低阻抗节点，例如接地面、V_{CC} 或 V_{EE}。V_{OH} 替代方法也是可接受的；只需交换输入引脚即可。不能对“软 V_{OL}”连接进行输入交换。

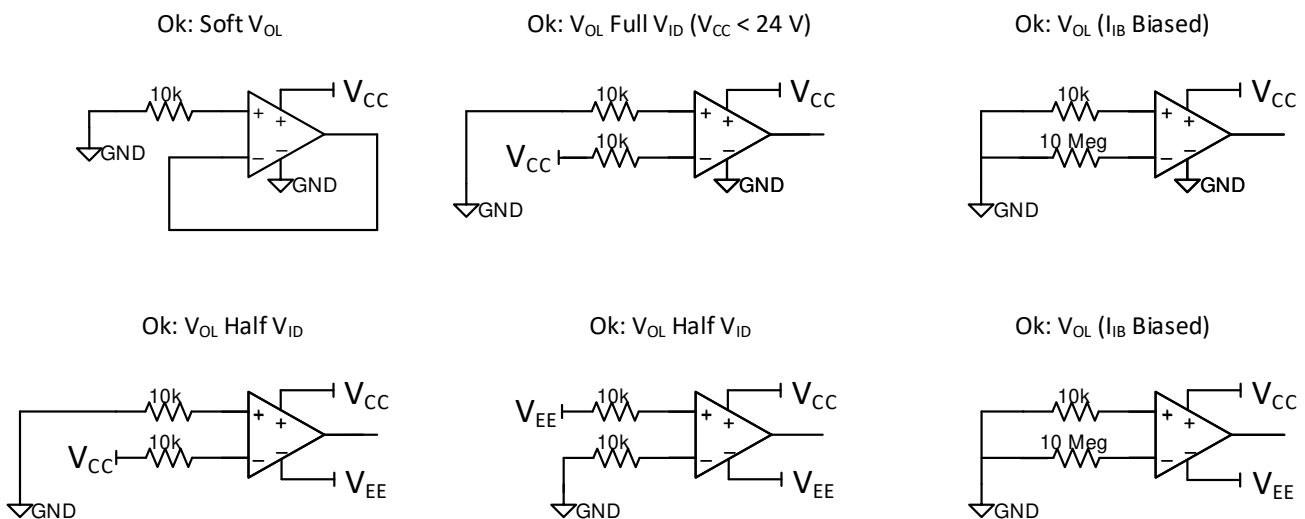


图 7-2. 可接受的单电源和双电源连接做法

不建议使用图 7-3 中的下一组连接方式，但这些配置并不视作终止未使用通道的不良方法。交换输入的 V_{OH} 替代方法也并非终止未使用通道的建议方法。

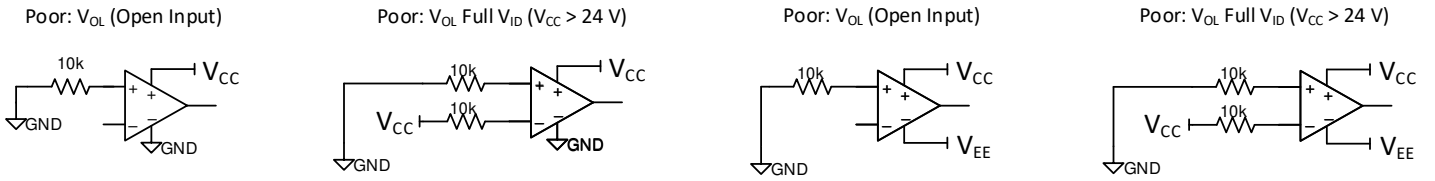


图 7-3. 不太理想的单电源和双电源连接做法

图 7-4 中所示的最后一组连接方式展示了不正确的设置，如果 GND 引脚相对于输入引脚变为正，则会导致输出噪声颤动或器件损坏。

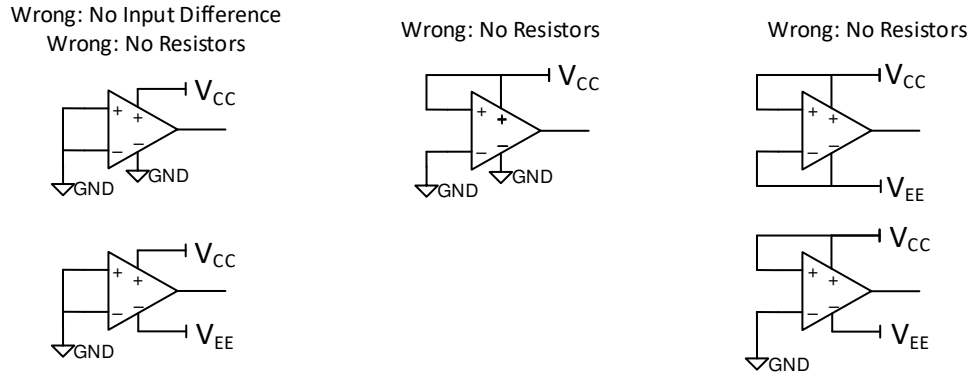


图 7-4. 可能不良的单电源和双电源连接做法

8 结论

LM324、LM358 及其变体是备受青睐、具有成本效益且使用寿命长的通用放大器。阅读本应用手册可了解这些器件的优缺点及其与现代运算放大器之间的区别，从而提高设计的成功率。尽管大多数模拟设计人员将继续使用这些器件，但随着过去 40 年来运算放大器设计和工艺技术方面的不断改进，以及我们对运算放大器应用的深入了解，已经有更好、更易于使用的运算放大器问世。

9 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision A (August 2021) to Revision B (July 2023)	Page
--	-------------

- 对应用手册进行了全面修订，以反映 LM324B 和 LM2902B。..... 1

Changes from Revision * (January 2019) to Revision A (August 2021)	Page
---	-------------

- 更新了整个文档中的表、图和交叉参考的编号格式。..... 1
-

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