

测试电路

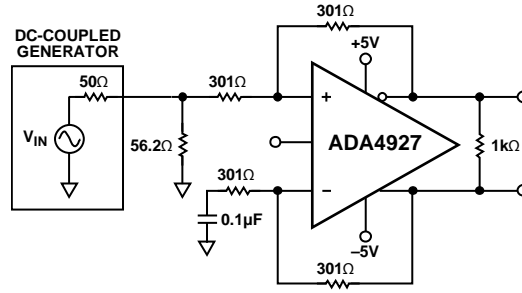


图43. 等效基本测试电路, $G = 1$

07574-043

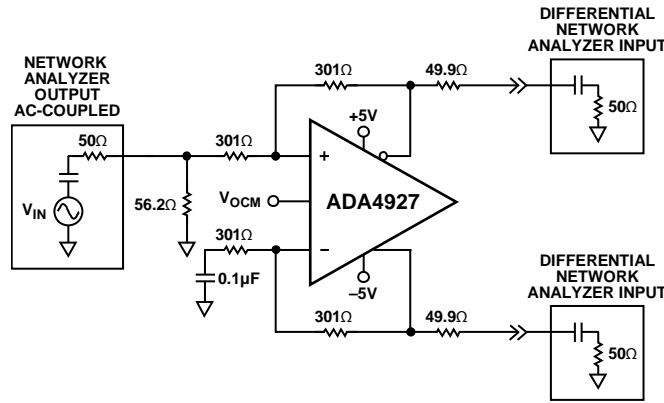


图44. 输出平衡的测试电路, CMRR

07574-044

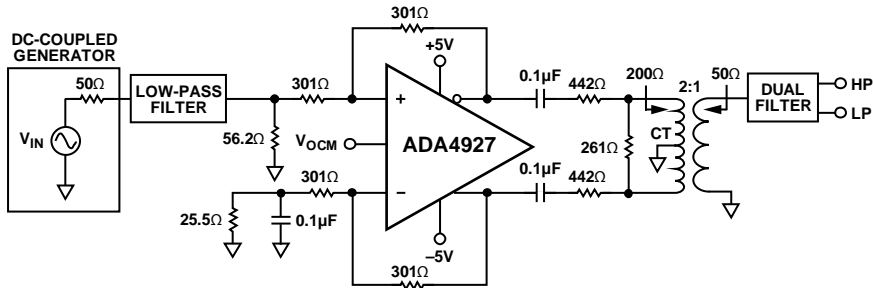


图45. 失真测量的测试电路

07574-045

工作原理

ADA4927与常规运算放大器不同，它有两个电压反向的输出和一个附加输入 V_{OCM} 。此外，ADA4927采用电流反馈架构。与传统电流反馈型运算放大器类似，它通过高开环跨导 $T(s)$ 和负电流反馈强制这些输出达到所期望的电压。ADA4927很像标准电流反馈型运算放大器，支持单端到差分转换、共模电平转换和差分信号放大。而且，与电流反馈运放一样，ADA4927也具有低输入阻抗和节点，这些节点实际上是发射极-跟随器输出。ADA4927具有低阻抗输出，闭环输出阻抗等于开环输出阻抗除以一个系数 $(1 + \text{环路增益})$ 。由于使用电流反馈，ADA4927表现为标称恒定反馈电阻带宽积。换言之，ADA4927的闭环带宽和稳定性主要取决于反馈电阻值。典型配置的闭环增益方程式与同等电压反馈型差分放大器相同。主要区别在于，ADA4927的动态性能取决于反馈电阻值，而不是噪声增益。因此，反馈环路所用的元件必须为阻性，其值应确保电路稳定并具有充足的带宽。

采用两个反馈环路来控制差分 and 共模输出电压。差分反馈环路使用电流反馈架构和外部电阻，仅控制差分输出电压。共模反馈环路为内置，使用电压反馈架构，仅控制共模输出电压。这种架构可以很容易地将输出共模电平设为规定范围内的任意值。输出共模电压由内部共模环路强制设定，等于 V_{OCM} 的输入电压。

内部共模反馈环路产生的输出在较宽的频率范围内保持高度平衡，无需严密匹配的外部元件。这使差分输出非常接近理想状态，幅度相同，相位相差恰好 180° 。

术语定义

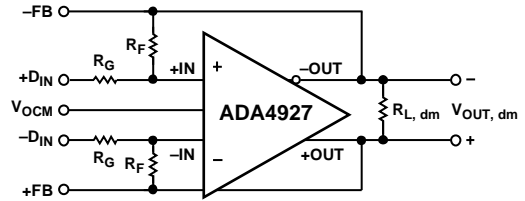


图46. 电路定义

差分电压

差分电压指两个节点电压之差。例如，输出差分电压(亦称输出差模电压)定义为：

$$V_{OUT, dm} = (V_{+OUT} - V_{-OUT})$$

其中， V_{+OUT} 和 V_{-OUT} 分别指+OUT引脚和-OUT引脚相对于同一地基准电压的电压。类似地，差分输入电压定义为：

$$V_{IN, dm} = (+D_{IN} - (-D_{IN}))$$

共模电压

共模电压指两个节点电压相对于局部地基准电压的平均值。输出共模电压定义为：

$$V_{OUT, cm} = (V_{+OUT} + V_{-OUT})/2$$

平衡

输出平衡衡量差分信号的幅度相等的程度和相位相反的程度。确定输出平衡的最简单方法是在差分电压节点之间放置一个匹配良好的电阻分压器，并将分压器中点的信号幅度与差分信号的幅度进行比较(见图44)。根据这种定义，输出平衡等于输出共模电压的幅度除以输出差模电压的幅度：

$$\text{输出平衡误差} = \left| \frac{\Delta V_{OUT, cm}}{\Delta V_{OUT, dm}} \right|$$

应用信息

应用电路分析

ADA4927使用高开环跨导和负电流反馈来控制其差分输出电压，这样可以使差分误差电流降到最低。差分误差电流定义为流入和流出差分输入+IN和-IN的电流(见图46)。在多数应用中，可以假设这些电流为零。+IN和-IN输入之间的电压内部调校至0V；因此，放大器输入端的电压相等，外部分析可以按照与电压反馈型放大器类似的方式进行。同样，实际输出共模电压与V_{OCM}上的电压之差也可以假设为零。从这些原则出发，可以任意分析任何应用电路。

设置闭环增益

使用上述方法，可以确定图46所示电路的差分增益：

$$\left| \frac{V_{OUT, dm}}{V_{IN, dm}} \right| = \frac{R_F}{R_G}$$

假定各端的输入电阻(R_G)和反馈电阻(R_F)相等。

估算输出噪声电压

ADA4927的差分输出噪声可以用图47中的噪声模型估算。折合到输入端的噪声电压密度v_{nIN}以差分输入建模，噪声电流i_{nIN-}和i_{nIN+}出现在每个输入与地之间。v_{nIN}对应的输出电压为v_{nIN}乘以噪声增益G_N(由G_N公式确定)。噪声电流与相同的均方值无关，其产生的输出电压等于噪声电流乘以相应的反馈电阻。V_{OCM}引脚的噪声电压密度为v_{nCM}。当反馈网络的反馈因子相同时(正如大多数情况)，由vnCM产生的输出噪声是共模的。四个电阻每个产生(4kTR_{xx})/2的噪声。来自反馈电阻的噪声直接出现在输出端，来自各增益电阻的噪声出现在输出端(乘以R_F/R_G)。表11总结了输入噪声源、倍增系数和折合到输出端噪声密度项。

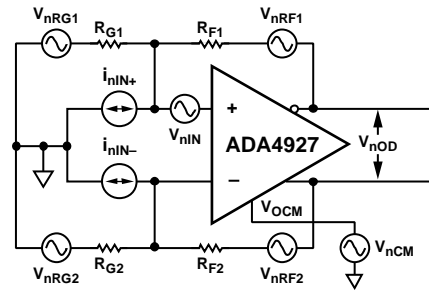


图47. 噪声模型

表11. 匹配反馈网络输出噪声电压密度的计算

输入噪声源	输入噪声项	输入噪声电压密度	输入噪声电压密度	差分输出噪声电压密度项
差分输入	v _{nIN}	v _{nIN}	G _N	v _{nO1} = G _N (v _{nIN})
反相输入	i _{nIN-}	i _{nIN-} × (R _{F2})	1	v _{nO2} = (i _{nIN-})(R _{F2})
同相输入	i _{nIN+}	i _{nIN+} × (R _{F1})	1	v _{nO3} = (i _{nIN+})(R _{F1})
V _{OCM} 输入	v _{nCM}	v _{nCM}	0	v _{nO4} = 0
增益电阻R _{G1}	v _{nRG1}	(4kTR _{G1}) ^{1/2}	R _{F1} /R _{G1}	v _{nO5} = (R _{F1} /R _{G1})(4kTR _{G1}) ^{1/2}
增益电阻R _{G2}	v _{nRG2}	(4kTR _{G2}) ^{1/2}	R _{F2} /R _{G2}	v _{nO6} = (R _{F2} /R _{G2})(4kTR _{G2}) ^{1/2}
反馈电阻R _{F1}	v _{nRF1}	(4kTR _{F1}) ^{1/2}	1	v _{nO7} = (4kTR _{F1}) ^{1/2}
反馈电阻R _{F2}	v _{nRF2}	(4kTR _{F2}) ^{1/2}	1	v _{nO8} = (4kTR _{F2}) ^{1/2}

ADA4927-1/ADA4927-2

表12. 差分输入、直流耦合

标称增益(dB)	R _F (Ω)	R _G (Ω)	R _{IN, dm} (Ω)	差分输出噪声密度(nV/√Hz)
0	301	301	602	8.0
20	442	44.2	88.4	21.8
26	604	30.1	60.2	37.9

表13. 以地为参考的单端输入、直流耦合, RS = 50 Ω

标称增益(dB)	R _F (Ω)	R _{G1} (Ω)	R _T (Ω)	R _{IN, cm} (Ω)	R _{G2} (Ω) ¹	差分输出噪声密度 (nV/√Hz)
0	309	301	56.2	401	328	8.1
20	511	39.2	158	73.2	77.2	18.6
26	806	28	649	54.2	74.4	29.1

¹ R_{G2} = R_{G1} + (R_S||R_T).

与常规运算放大器类似，可通过用折合到输入端(+IN和-IN)的误差项乘以合适的输出因子来估算输出噪声电压密度。

其中：

$$G_N = \frac{2}{(\beta_1 + \beta_2)} \text{ 是电路噪声增益。}$$

$$\beta_1 = \frac{R_{G1}}{R_{F1} + R_{G1}} \text{ 和 } \beta_2 = \frac{R_{G2}}{R_{F2} + R_{G2}} \text{ 是反馈因子。}$$

当反馈因子匹配时，R_{F1}/R_{G1} = R_{F2}/R_{G2}，β₁ = β₂ = β，噪声增益为

$$G_N = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

注意，此时V_{OCM}的输出噪声为零。总差分输出噪声密度v_{nOD}是各输出噪声项的方和根。

$$v_{nOD} = \sqrt{\sum_{i=1}^8 v_{nOi}^2}$$

表12和表13列出了几个常用增益设置、相关电阻值、输入阻抗和输出噪声密度，适合平衡及非平衡输入配置。

反馈网络失配的影响

前面提到，即使外部反馈网络(R_F/R_G)不匹配，内部共模反馈环路仍然会强制输出保持平衡。每个输出端的信号幅度保持相等，相位相差180°。输入到输出的差模增益变化与反馈的不匹配成比例，但输出平衡不受影响。

从V_{OCM}引脚到V_{O, dm}的增益等于

$$2(\beta_1 - \beta_2)/(\beta_1 + \beta_2)$$

当β₁ = β₂时，该项变为零，V_{OCM}输入端的电压(包括噪声)不产生差分输出电压。当一个环路断开而另一个有100%反馈时会出现极端情况；此时，从V_{OCM}输入端到V_{O, dm}的增益是+2或-2，这取决于哪个环路是闭合的。

在大多数应用中，反馈环路标称匹配到1%范围内，V_{OCM}输入产生的输出噪声和失调可忽略不计。如果故意让环路出现很大程度的不匹配，就有必要包含从V_{OCM}到V_{O, dm}的增益项，并考虑额外的噪声。例如，如果β₁ = 0.5，β₂ = 0.25，则从V_{OCM}到V_{O, dm}的增益为0.67。如果V_{OCM}引脚设为2.5 V，输出就会出现(2.5 V)(0.67) = 1.67 V的差分失调电压。差分输出噪声贡献为(15 nV/√Hz)(0.67) = 10 nV/√Hz。在大多数应用中都不希望看到这两种结果；因此，最好使用标称匹配的反馈因子。

不匹配的反馈网络还会导致电路抑制输入共模信号的能力降低，非常类似于使用常规运算放大器制成的四电阻差动放大器。

这里对以上问题做一个实用的总结，1%容差的电阻会产生约40 dB的输入CMRR(最差情况)，2.5 V V_{OCM}输入会产生25mV的差模输出失调(最差情况)，这几乎不会影响V_{OCM}噪声，也不会对输出平衡误差造成明显恶化。

计算应用电路的输入阻抗

电路的有效输入阻抗取决于放大器是由单端信号源驱动，还是由差分信号源驱动。对于平衡差分输入信号(如图48所示)，两个输入端(+D_{IN}和-D_{IN})之间的输入阻抗(R_{IN, dm})为：

$$R_{IN, dm} = R_G + R_G = 2 \times R_G$$

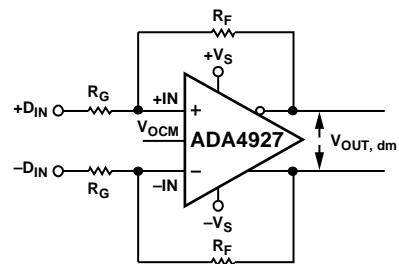


图48. 针对平衡(差分)输入的ADA4927配置

对于非平衡单端输入信号(见图49), 输入阻抗为

$$R_{IN, SE} = \left(\frac{R_G}{1 - \frac{R_G}{2 \times (R_G + R_F)}} \right)$$

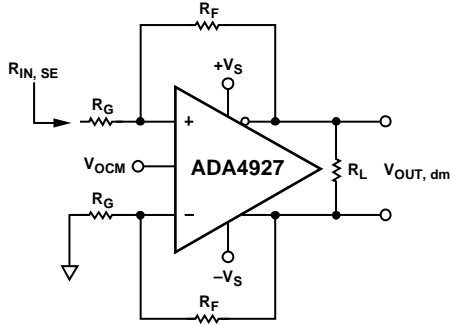


图49. 非平衡(单端)输入的ADA4927

该电路的有效输入阻抗高于作为反相放大器连接的常规运算放大器, 因为一小部分差分输出电压在输入端表现为共模信号, 从而部分增高了输入电阻 R_G 两端的电压。放大器输入端的共模电压可以很容易确定, 只要注意反相输入端电压等于由电阻分压器分压的同相输出电压, 该电阻分压器由下环路中的 R_F 和 R_G 组成。由于负压反馈, 这个电压出现在两个输入端, 并与输入信号同相, 因此会降低上环路中 R_G 上的有效电压, 部分增高 R_G 电阻。

单端输入的端接

本部分说明如何将单端输入适当地端接至ADA4927, 其增益为1, $R_F = 348 \Omega$, $R_G = 348 \Omega$ 。通过端接输出电压为1 Vp-p、源电阻为 50Ω 的输入源为例来说明必须遵守的四个简单步骤。注意, 由于端接后信号源输出电压为1 Vp-p, 所以信号源的开路输出电压为2 Vp-p。图50所示的信号源显示了这个开路电压。

1. 输入阻抗根据以下公式计算:

$$R_{IN} = \left(\frac{R_G}{1 - \frac{R_G}{2 \times (R_G + R_F)}} \right) = \left(\frac{348}{1 - \frac{348}{2 \times (348 + 348)}} \right) = 464 \Omega$$

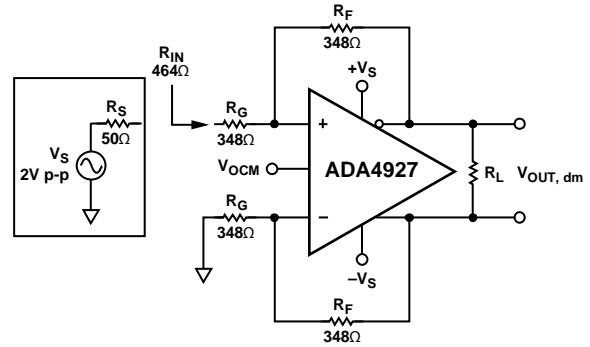


图50. 计算单端输入阻抗 R_{IN}

2. 为了与 50Ω 源阻抗匹配, 计算端接电阻 R_T 时使用 $R_T || 464 \Omega = 50 \Omega$ 。最接近的 R_T 的1%标准电阻值为 56.2Ω 。

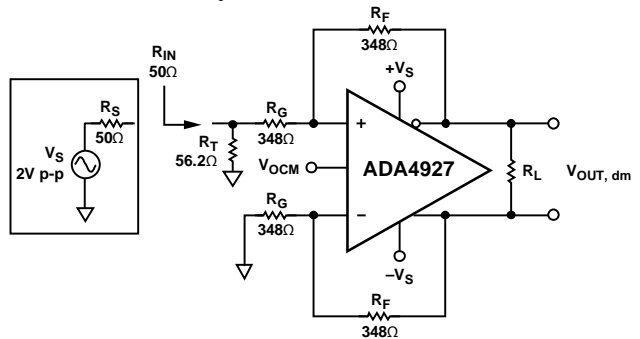


图51. 添加端接电阻 R_T

3. 图51表明, 由于添加了端接电阻, 现在上反馈环路中的有效 R_G 大于下环路中的 R_G 。为了补偿增益电阻的不平衡性, 需要添加一个校正电阻(R_{TS}), 并使其与下环路中的 R_G 串联。 R_{TS} 是源电阻 R_S 和端接电阻 R_T 的戴维宁等效值, 等于 $R_S || R_T$ 。

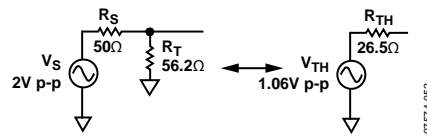


图52. 计算戴维宁等效值

ADA4927-1/ADA4927-2

$R_{TS} = R_{TH} = R_S || R_T = 26.5 \Omega$ 。注意，通过 $R_T = 50 \Omega$ 得到的 V_{TH} 大于 1 V_{p-p} 。经调整的电路如图53所示，它具有端接信号源的戴维宁等效值(用于 R_{TH} 的最接近1%值)和在下反馈回路中的 R_{IS} 。

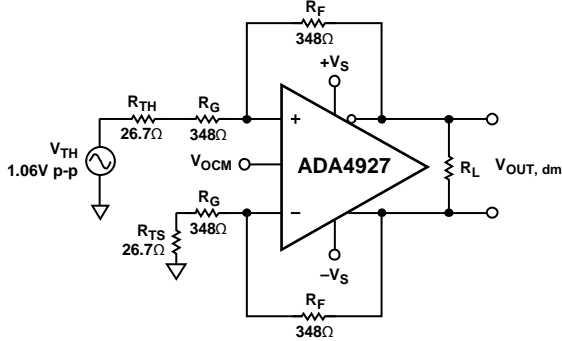


图53. 戴维宁等效值和匹配的增益电阻

图53展示了具有匹配反馈环路的易管理电路，可以轻松地对它进行评估。

需要指出端接输入的两点影响。第一，两个环路中的 R_G 值均提高，这会降低总闭环增益。第二，如果 $R_T = 50 \Omega$ ，则 V_{TH} 的值略大于 1 V_{p-p} 。这两点影响对输出电压的作用相反，对于反馈环路中的大电阻值(约 $1 \text{ k}\Omega$)，影响会相互抵消。对于小 R_F 和 R_G 或高增益，减小的闭环增益不能通过增加的 V_{TH} 完全消除。通过估算图53就可以明白这一点。

在本例中，期望的差分输出是 1 V_{p-p} ，因为端接的输入信号是 1 V_{p-p} ，闭环增益是1。然而，实际的差分输出电压等于 $(1.06 \text{ V}_{p-p})(348/374.7) = 0.984 \text{ V}_{p-p}$ 。为了获得期望的 1 V_{p-p} 输出电压，可以通过增加 R_F 来实现最终的增益调整，而不需要更改任何输入电路。这在第4步中讨论。

4.作为最终的增益调整，改变反馈电阻值可以获得期望的输出电压。

若要使输出电压 $V_{OUT} = 1 \text{ V}_{p-p}$ ，请用以下公式计算 R_F ：

$$R_F = \frac{(Desired V_{OUT, dm})(R_G + R_{TS})}{V_{TH}} = \frac{(1 \text{ V}_{p-p})(374.7 \Omega)}{1.06 \text{ V}_{p-p}} = 353$$

最接近 353Ω 的标准1%电阻值为 348Ω 和 357Ω 。 R_F 选择 357Ω 可提供 1.01 V_{p-p} 的差分输出电压。如果 $R_F = 348 \Omega$ ，闭环带宽减小约 $348/357$ ，因为 R_F 与闭环增益成反比，这是电流反馈型放大器的特性。

最终电路如图54所示。

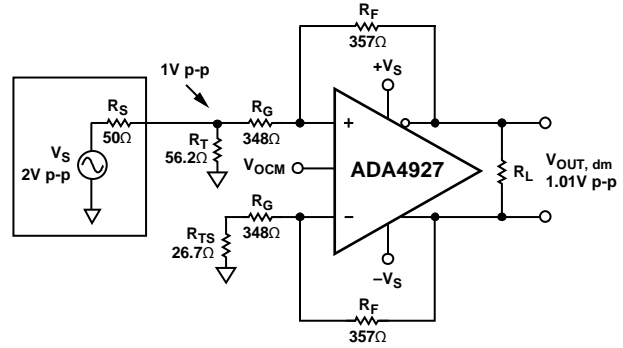


图54. 端接的单端转差分系统， $G = 1$

输入共模电压范围

相对于其它具有电平转换输入范围的ADC驱动器(例如 ADA4937)来说，ADA4927的输入共模范围位于两个供电轨中心。居中的输入共模范围最适于交流耦合、差分转差分以及双电源应用。

对于 $\pm 5 \text{ V}$ 工作电压，在放大器求和节点的输入共模范围是 -3.5 V 至 $+3.5 \text{ V}$ ；对于 $+5 \text{ V}$ 单电源，其范围是 $+1.3 \text{ V}$ 至 $+3.7 \text{ V}$ 。为了避免非线性，在 $+IN$ 和 $-IN$ 端的电压摆幅必须符合该范围。

输入和输出容性交流耦合

在信号源和 R_G 之间可以插入输入交流耦合电容。该交流耦合会阻止直流共模反馈电流，使ADA4927直流输入共模电压等于直流输出共模电压。两个环路中均必须放置这些交流耦合电容，以保持反馈因子匹配。

输出交流耦合电容可以串联在各输出与其对应的负载之间。图58给出了一个使用输入和输出容性交流耦合的例子。

设置输出共模电压

ADA4927的 V_{OCM} 引脚通过分压器进行内部偏置，该分压器包含两个 $10 \text{ k}\Omega$ 电阻，接头电压约等于电源电压的中点值 $[(+V_S) + (-V_S)]/2$ 。由于有内部分压器， V_{OCM} 引脚根据外部施加的电压及其相关的源电阻产生源电流和吸电流。使用该内部偏置得到的输出共模电压与预期值的偏差在 100 mV 之内。

对于需要对输出共模电平进行精确控制的情况，建议使用外部源或电阻分压器，其中源电阻小于 100Ω 。技术规格部分列出的输出共模失调假定 V_{OCM} 输入由低阻抗电压源驱动。

也可以将 V_{OCM} 输入连接到ADC的共模电平(CML)输出；然而，必须注意确保输出有足够的驱动能力。 V_{OCM} 引脚的输入阻抗约为 $10 \text{ k}\Omega$ 。如果多个ADA4927器件共用一个ADC基准输出，可能需要一个缓冲器来驱动并行输入。

关断

当特定器件不在使用时，可以利用关断特性来降低功耗。关断置位时并不会将输出置于高阻态。ADA4927一般通过将掉电引脚拉至正电源电压使能。有关置位关断特性和解除置位所需的特定电压，参见技术规格表。

寒冷应用环境中的关断

在环境温度降至0°C以下的应用中，不应使用关断特性。有关需要在0°C以下的环境温度下使用关断特性的应用，

布局布线、接地和旁路

ADA4927作为高速器件，对其所工作的PCB环境非常敏感。要实现其优异的性能，必须注意高速PCB设计的细节。本部分给出了ADA4927-1的一个详细设计示例。

第一个要求是实心地层应尽可能覆盖ADA4927-1所在的电路板区域。然而，反馈电阻(RF)、增益电阻(RG)和输入求和节点(引脚2和引脚3)附近的区域都不能有接地层和电源层(见图55)。在这些节点处清除接地和电源层可以将杂散电容降到最低，防止高频时放大器响应发生峰化现象。虽然理想的电流反馈放大器对求和节点电容不敏感，但求和节点电容过大时，实际的放大器会表现出峰化现象。

热阻 θ_{JA} 的测量条件是将器件(包括裸露焊盘)焊接到高导热性4层电路板上，如EIA/JESD 51-7所述。

在尽可能靠近器件处将电源引脚直接旁路到附近的接地层。应使用高频陶瓷芯片电容。每个电源推荐使用两个并联旁路电容(1000 pF和0.1 μ F)。1000 pF电容应离器件更近。在较远的地方，用10 μ F钽电容在每个电源到地之间提供低频旁路。

信号路径应该短而直接，避免寄生效应。在互补信号存在的地方，对称布局可提高平衡性能。当差分信号经过较长路径时，要保持PCB走线相互靠近，将差分线路缠绕在一起，尽量降低环路面积。这样做可以降低辐射能量，并使电路不容易受干扰影响。

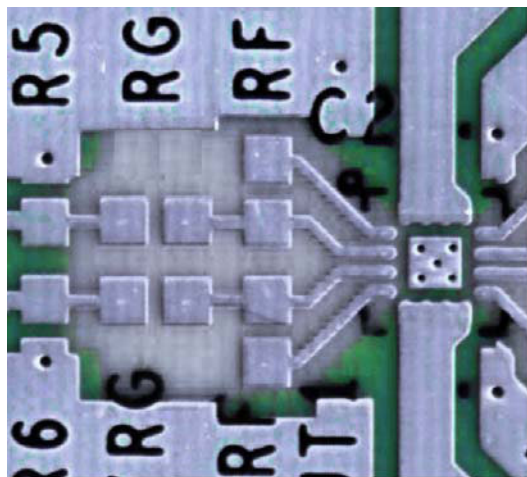


图55. R_F 和 R_G 附近的接地和电源层的露空

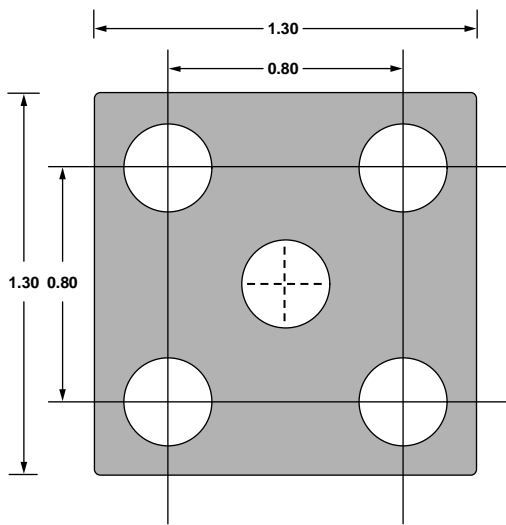


图56. 推荐的PCB热焊盘尺寸(mm)

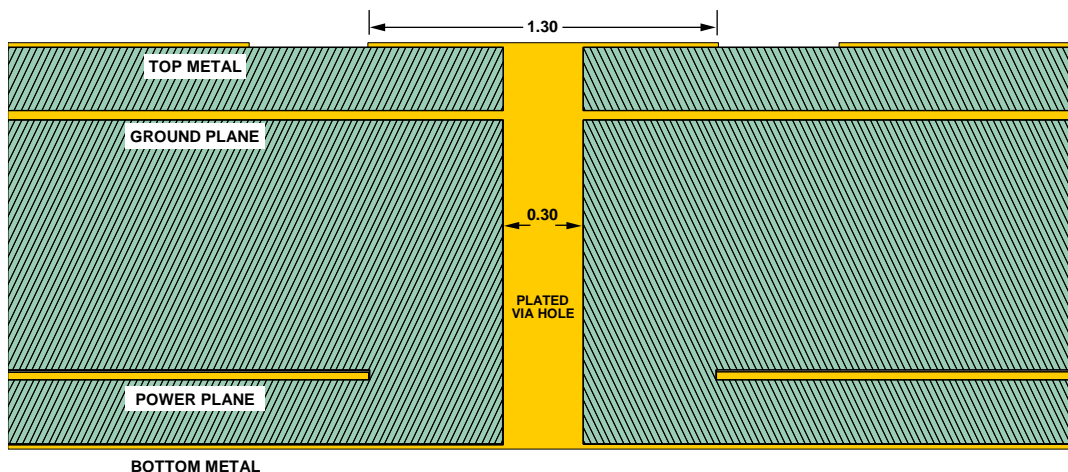


图57. 散热过孔连接到埋入式接地层的4层PCB横截面(尺寸单位: mm)

高性能ADC驱动

ADA4927非常适合于单电源供电的高增益、宽带交流耦合和差分转差分应用，同时适合其它应用。与电压反馈型放大器相比，电流反馈型放大器能够在高增益时提供优异的失真和带宽性能。这是因为理想电流反馈放大器的环路增益仅取决于反馈值和开环跨导T(s)。

图58中的电路显示了ADA4927驱动AD9445的前端连接，后者是一款14位、105 MSPS ADC，ADA4927的输入和输出端使用交流耦合。(采用差分驱动时，AD9445能够实现最佳性能。)ADA4927可以实现单端到差分转换和驱动信号缓存等功能，而不需要使用变压器来驱动ADC。

ADA4927采用5 V单电源供电，并针对单端输入转差分输出将增益配置为10。158 Ω端接电阻与约73.2 Ω的单端输入阻抗并联，为信号源提供50 Ω端接电阻。反相输入端的另外38.3 Ω严格匹配50 Ω信号源与驱动同相输入的端接电阻的并联阻抗。由于增益较高，需要多次使用“单端输入的端接”部分所述的端接技术。该设计要实现两个目标：一是使RF接近500 Ω，二是获得接近标准1%值的电阻值。

本例中，当端接50 Ω电阻时，信号发生器具有1V p-p、以地电压为参考的对称双极性输出。

为了降低噪声，ADA4927的V_{OCM}引脚被旁路并保持悬空，这样内部分压器可以将输出共模电压标称值设置为中间电源电压。由于输入为交流耦合，因此无直流共模电流流入反馈环路，中间电源电压的标称直流电平出现在放大器的输入端。交流耦合技术除了能将放大器输入端置于最佳电平以外，还能减轻放大器的负载，使功耗低于直流耦合输入的应用。

放大器的输出端通过一个截止频率为100 MHz的二阶低通滤波器交流耦合至ADC，这可降低放大器的噪声带宽，并将驱动器输出产物与ADC输入隔离。

将SENSE引脚连接到AGND，可以将AD9445配置为2 V_{p-p}的满量程输入，如图58所示。

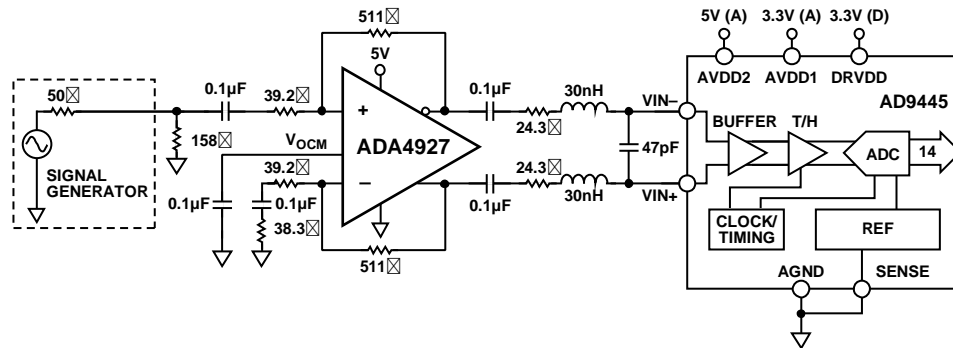
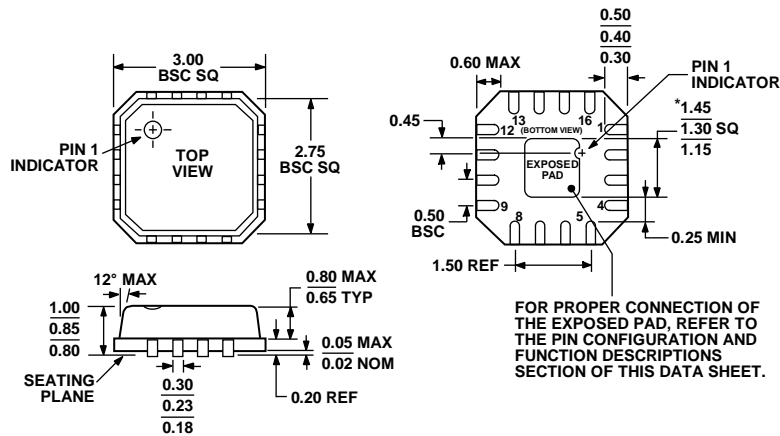


图58. ADA4927驱动AD9445 ADC，交流耦合输入和输出

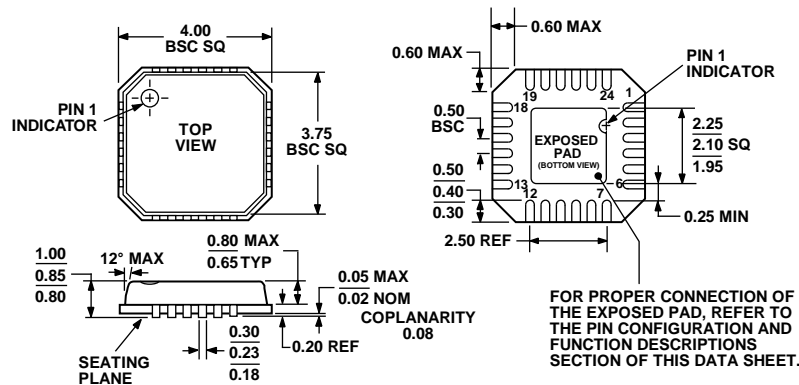
ADA4927-1/ADA4927-2

外形尺寸



*COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-VEED-2 EXCEPT FOR EXPOSED PAD DIMENSION.

图59. 16引脚LFCSP_VQ[引脚架构芯片级]封装
3 mm x 3 mm超薄体(CP-16-2)
图示尺寸单位: mm



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-VGGD-2

图60. 24引脚LFCSP_VQ[引脚架构芯片级]封装
4 mm x 4 mm超薄体(CP-24-1)
图示尺寸单位: mm

订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量	标识
ADA4927-1YCPZ-R2 ¹	-40°C至+105°C	16引脚LFCSP_VQ	CP-16-2	250	H1N
ADA4927-1YCPZ-RL ¹	-40°C至+105°C	16引脚LFCSP_VQ	CP-16-2	5,000	H1N
ADA4927-1YCPZ-R7 ¹	-40°C至+105°C	16引脚LFCSP_VQ	CP-16-2	1,500	H1N
ADA4927-2YCPZ-R2 ¹	-40°C至+105°C	24引脚LFCSP_VQ	CP-24-1	250	
ADA4927-2YCPZ-RL ¹	-40°C至+105°C	24引脚LFCSP_VQ	CP-24-1	5,000	
ADA4927-2YCPZ-R7 ¹	-40°C至+105°C	24引脚LFCSP_VQ	CP-24-1	1,500	

¹ Z = 符合RoHS标准的器件