



GYZ3100 精密高速全差分放大器

概述

GYZ3100 是一款宽带全差分放大器。放大器的增益由两对匹配的电容器设置，与用于驱动各种差分输入 ADC 或用于驱动长线信号的简单运算放大器相比，GYZ3100 是个重大进步。

GYZ3100 提供 145MHz 的-3dB 带宽，同时仅消耗 4.6mA 的电源电流。它消除了对高性能高速 ADC 通常所需的 BALUN 的需求，在输入电压和电流偏移方面实现了出色的低频和直流精度。差分输出的共模电平可通过 V_{OCM} 引脚编程，在 1V 至任一供电轨的范围内，可以轻松实现对输入信号进行电平转换，以驱动单电源差分输入 ADC。这些功能的结合也使 GYZ3100 成为高性能 SAR ADC 和 $\Sigma-\Delta$ ADC 的理想驱动器，这些 ADC 需要直流精度和快速稳定时间，以支持 ADC 的大采样电容。GYZ3100 可以用作低成本双绞线或同轴电缆上高速信号的差分线路驱动器。宽的电源范围非常适合广泛的通用应用，如模拟或数字视频信号。可以优化外部反馈网络以增强信号的高频分量，从而适应信号信道的低通滤波。与分离线路驱动器解决方案相比，GYZ3100 显著节省了成本，提高了性能并减少了面积。

GYZ3100 提供 MSOP8、SOP8、QFN16 封装，工作温度范围：-55°C 至+125°C。

应用领域

- 低功耗差分 ADC 驱动器
- 单端到差分转换器
- 差分缓冲器
- 医学成像
- 过程控制
- 便携式电子设备

产品特性

- 宽电源范围：3V ~ 15V
- 低功耗：4.6mA
- 高带宽：145MHz
- 高压摆率：447V/ μ s
- 低输入失调电压：在 25°C 时最大 50 μ V（B 级）；在 -40°C ~ +125°C 范围内，最大值 110 μ V（B 级）
- 低输入失调电流：在 25°C 时最大为 70nA
- 低噪声：2.9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ， $f = 100\text{kHz}$
- 宽输入共模范围：- V_S -0.4V ~ + V_S -1V
- 宽输出共模控制：- V_S +1V ~ + V_S -1V
- 轨到轨输出
- 低谐波失真：1kHz 时 HD2 为-133dBc 和 HD3 为-140dBc。
- 快速建立时间：18bit:100ns，16bit:50ns

引脚配置

引脚图

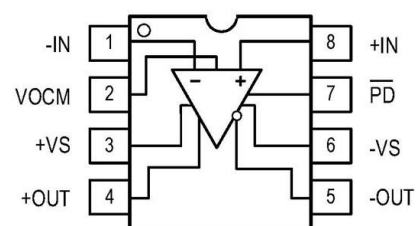


图 1 MSOP8/SOP8

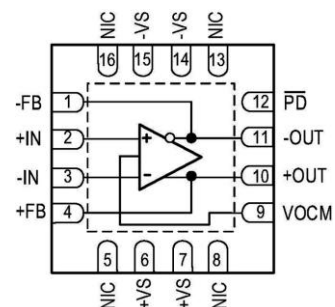


图 2 QFN16

引出端功能定义（MSOP8 和 SOP8）

引脚号	引脚名	I/O	描述
1	-IN	AI	负输入求和节点
2	V _{OCM}	AI	输出共模电压
3	+V _S	P	正电源电压
4	+OUT	AO	负载连接的正输出
5	-OUT	AO	负载连接的负输出
6	-V _S	P	负电源电压
7	$\overline{\text{PD}}$	AI	掉电控制； $\overline{\text{PD}}$ = 低逻辑 = 断电模式； $\overline{\text{PD}}$ = 高逻辑 = 正常模式，默认情况下为正常模式
8	+IN	AI	正输入求和节点

引出端功能定义（QFN16）

引脚号	引脚名	I/O	描述
1	-FB	AO	反馈组件连接的负输出
2	+IN	AI	正输入求和节点
3	-IN	AI	负输入求和节点
4	+FB	AO	反馈组件连接的正输出
5, 8, 13, 16	NIC	-	无内部连接
6, 7	+V _S	P	正电源电压
9	V _{OCM}	AI	输出共模电压
10	+OUT	AO	负载连接的正输出
11	-OUT	AO	负载连接的负输出
12	$\overline{\text{PD}}$	AI	掉电控制； $\overline{\text{PD}}$ = 低逻辑 = 断电模式； $\overline{\text{PD}}$ = 高逻辑 = 正常模式，默认情况下为正常模式
14, 15	-V _S	P	负电源电压
-	EPAD	-	将其焊接到散热电源层或接地层，该焊盘与管芯隔离，但必须连接到电源层或接地层，不得浮动。

绝对最大额定值

参数	额定值
电源电压	+15V
输入电压	±V _S
存储温度范围	-65°C ~ +150°C
工作温度	-55°C ~ +125°C
结温	-65°C ~ +150°C
引线耐焊接温度	+300°C（10s）
最大回流温度	260°C
ESD（HBM）	2KV
ESD（CDM）	1.5KV

注：除非另有说明，否则这些额定值适用于 25°C，等于或超出绝对最大额定值可能会导致产品永久性损坏；这只是额定最值，并不能以这些条件或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，推断产品能否正常工作；长期在超出最大额定值条件下工作会影响产品的可靠性；任何时候只能使用一个绝对最大额定值。

热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
MSOP8	190	44	°C/W
SOP8	158	43	°C/W
QFN16	51	27	°C/W

参数列表

$V_S = +10V$, 表示适用于整个工作温度范围, 否则规格为 $V_S = 5V$, $-V_S = -5V$, V_{OCM} = 中间电源供电, $G=1$, $R_F = R_G = 499\Omega$, $R_{L,DM} = 1k\Omega$, $T_A = 25^\circ C$, 除非另有说明。
正输入 ($+D_{IN}$) 或负输入 ($-D_{IN}$) 与差分输入电压 ($V_{OUT,DM}$) 的性能。

参数名称	+25°C			-55°C ~ +125°C			单位	测试条件
	最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值		
输入特性								
输入失调电压 V _{OS}	-	±50	±100	-	-	±500	μV	GYZ3100A
	-	±20	±50	-	-	±110		GYZ3100B
输入失调电压漂移	-	-	-	-	0.5	-	μV/°C	-
输入偏置电流	-	2	5.5	-	-	25	μA	-
输入失调电流	-	±30	±70	-	-	±300	nA	-
输入共模电压（V _{CM} ）范围	-V _S -0.4	-	+V _S -1	-	-	-	V	-
共模抑制比 CMRR	-	-	-	94	-	-	dB	V _{CM} = ±1V
开环增益	-	-	-	-	-	-	dB	输出电压 V _{OUT} = ±4V
动态性能								
-3dB 小信号带宽	-	145	-	-	-	-	MHz	V _{OUT,DM} = 20mV _{P-P} G = 1
0.1dB 平坦度带宽	-	19	-	-	-	-	MHz	V _{OUT,DM} = 20mV _{P-P} G = 1
压摆率	-	447	-	-	-	-	V/μs	V _{OUT,DM} = 8V step
到 0.1%的建立时间	-	-	-	-	-	-	ns	V _{OUT,DM} = 8V step
建立时间 t _s	-	50	-	-	-	-	ns	16bit
	-	100	-	-	-	-		18bit
输出过驱恢复	-	30	-	-	-	-	ns	G = 2 V _{OUT,DM} = 10V _{P-P} 三角波形
输出特性								
输出电压摆幅	-V _S +0.9	-	+V _S -1	-V _S +1.2	-	+V _S -1.4	V	负载电阻 R _L = 100Ω 用于每个单 端输出
	-V _S +0.2	-	+V _S -0.3	-V _S +0.25	-	+V _S -0.4		R _L = 1 kΩ
短路电流 I _{SC}	-	82	-	-	45	-	mA	Sourcing
	-	89	-	-	55	-		Sinking
噪声性能								
差分输入电压噪声 e _n	-	2.9	-	-	-	-	nV/√Hz	f = 100kHz
V _{OCM} 性能								

参数名称		+25℃			-55℃ ~ +125℃			单位	测试条件
		最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值		
输入电压噪声增益		0.99	-	1.01	-	-	-	V/V	$\Delta V_{OUT,CM}/\Delta V_{OCM}$ $\Delta V_{OCM} = \pm 1V$
V _{OCM} 特性									
输入共模电压范围 I _{VR}		-V _S +1	-	+V _S -1	-	-	-	V	-
输入失调电压 V _{OSI}		-	-	-	-	±1	±5	mV	V _{OS,CM} = V _{OUT,CM} /2 V _{DIN+} = V _{DIN-} = V _{OCM} = 0V
输入偏置电流		-	-	-	-	±0.1	±5	μA	T _A = 25℃
共模抑制比		-	-	-	86	96	-	dB	$\Delta V_{OS,DM}/\Delta V_{OCM}$ $\Delta V_{OCM} = \pm 1V$
PD 引脚									
输入电压		-	-	-	0.3	0.95	2	V	逻辑阈值
PD 引脚偏置 电流	启用	-	1.7	5	-	-	-	μA	PD = 10V
	未启用	-2	0.7	-	-	-	-	μA	PD = 0V
电源									
工作范围		3	-	15	-	-	-	V	-
静态电流	启用	-	4.6	4.9	-	-	7.3	mA	-
	未启用	-	45	60	-	-	80	μA	-
正电源抑制比		86	103	-	-	-	-	dB	$\Delta V_{OS,DM}/\Delta V_S$ $\Delta V_S = 1V_{P-P}$

术语和典型应用

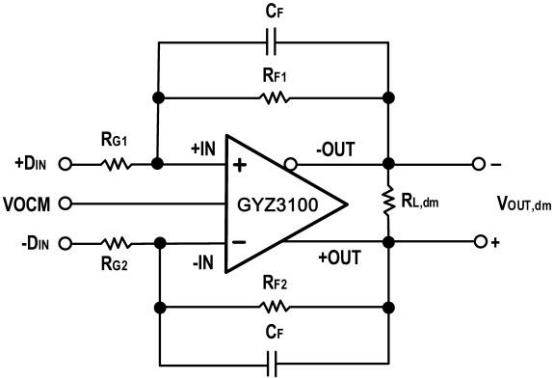


图 3 电路定义

差分电压是指两个节点电压之间的差值。例如，输出差分电压（或等效的输出差模电压）定义：

$$V_{OUT,dm} = (V_{+OUT} - V_{-OUT}) \tag{E1}$$

其中 V_{+OUT} 和 V_{-OUT} 是指+OUT 和-OUT 引脚相对于公共基准电压的电压。

共模电压是指两个节点电压的平均值。输出共模电压定义为：

$$V_{OUT,cm} = \frac{(V_{+OUT} + V_{-OUT})}{2} = V_{OCM} \tag{E2}$$

通过设置

$$\beta_1 = \frac{R_{G1}}{R_{F1} + R_{G1}} \qquad \beta_2 = \frac{R_{G2}}{R_{F2} + R_{G2}}$$

在理想状态下，输出的电压值为：

$$V_{+OUT} = \frac{(+D_{IN})(1-\beta_1) - (-D_{IN})(1-\beta_2) + 2V_{OCM}\beta_1}{\beta_1 + \beta_2} \quad (E3)$$

$$V_{-OUT} = \frac{-[(+D_{IN})(1-\beta_1) - (-D_{IN})(1-\beta_2)] + 2V_{OCM}\beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \quad (E4)$$

$$V_{OUT,dm} = \frac{2[(+D_{IN})(1-\beta_1) - (-D_{IN})(1-\beta_2)] + 2V_{OCM}(\beta_1 - \beta_2)}{\beta_1 + \beta_2} \quad (E5)$$

对于 $R_{G1} = R_{G2} = R_G$ 和 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 的平衡系统，方程简化为：

$$\beta_1 = \beta_2 = \frac{R_G}{R_F + R_G}$$

平衡是衡量差分信号在幅度上匹配程度以及相位上相差 180° 的指标。平衡最容易被确定的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，并将分压器中间点的信号幅度与差分信号的幅度进行比较（见图 4）。根据此定义，输出平衡是输出共模电压幅度除以输出差模电压的结果：

$$\text{Output Balance Error} = \left| \frac{V_{OUT,cm}}{V_{OUT,dm}} \right|$$

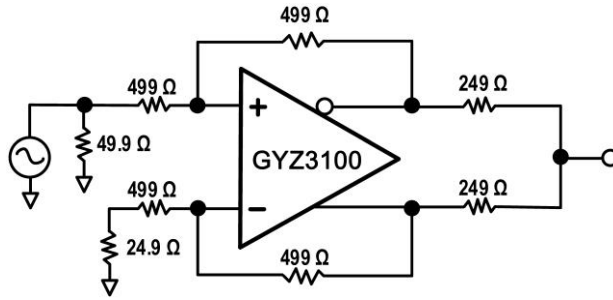


图 4 输出平衡测试电路

这种类型的设备有许多独特的通用术语：

- 全差分放大器（FDA）。该术语仅限于提供类似于差分反相运算放大器设计元件的器件，需要一个输入电阻（非高阻抗输入），并包括第二个内部控制环路，用于将输出平均电压（ $V_{OUT,CM}$ ）设置为默认值或设定值。
- 在某些配置中，第二个共模控制回路与差分回路相互作用。
- 在两个输出引脚上所需输出信号是一个差分信号，该信号围绕共模电压对称摆动，该共模电压是两个输出的平均电压，定义为 $V_{OUT,CM}$ 。
- 单端到差分。在 FDA 中，输出必须始终使用差分，但源信号可以是单端或差分源，两种源的实现细节各不相同。对于单端到差分模式下运行的 FDA，两个输入信号中只有一个信号施加于其中一个输入电阻。
- 共模控制从输入 V_{OCM} 引脚到共模输出电压的带宽有限。输入 V_{OCM} 缓冲区之外的内环带宽比报告的 V_{OCM} 带宽宽得多，但不能直接释放。内部 V_{OCM} 环路需要非常宽的带宽来执行有效和低失真的单端到差分转换。

在 GYZ3100 应用中，有几个功能没有明确说明，但对于正确操作是必要的。这些功能包括：

- 需要良好的电源去耦。通常在器件电源引脚处使用较大的电容器（典型值 $2.2\mu F$ ）与高频 $0.1\mu F$ 电源

去耦电容器。对于单电源操作，只有正电源有这些电容，如果使用分体式电源，要将这些电容器连接到两侧的地。如果使用较大的电容器，放置在有一定距离的位置，并在 GYZ3100 的多个通道之间共享。必须在器件电源引脚处为每个器件提供单独的 0.1 μ F 电容。通过级联或多个并联通路，包括从较大电容器到局部高频去耦电容器的铁氧体磁珠通常是有用的。建议使用线性稳压器作为电源。

- 虽然通常没有说明，但在仅需要启用通道时，电源禁用引脚 ($\overline{\text{PD}}$) 与正极电源相连。
- 几乎所有交流特性设备都要求 50 Ω 源端接 50 Ω 的电阻，从器件输出端到 50 Ω 检测端接 50 Ω 单端源阻抗。这种条件在所有特性中都能实现（通常会有一些插入损耗），但对于大多数应用来说不是必需的。在长距离传输时，通常需要匹配阻抗。从源到 GYZ3100 再到 ADC 输入的紧凑布局不需要双端线路或滤波器设计。唯一例外的是，电源需要一个确定的终端阻抗才能正常工作（例如，混频器输出）。
- 放大器信号路径灵活，可以采用单电源或分离电源供电。大多数应用都是单电源的，但只要 GYZ3100 的总电源电压在 15V 以内，并且考虑到为每个电源所需的输入、输出和共模引脚预留空间，就可以使用任何分离电源。 V_{OCM} 引脚不能保持悬空状态，应由低阻抗电压源驱动。使用负极电源需要将 $\overline{\text{PD}}$ 拉低至 $[(+V_s) + (-V_s)] \div 2 + 0.7\text{V}$ 以下以禁用放大器。
- 外部元件值通常被假定为准确且匹配。在 FDA 中，这一假设意味着从每个输入求和点到两输入侧的信号源或直流偏置参考的反馈电阻值相等且阻抗匹配。这些值不平衡会在信号路径中引入非理想性。对于信号路径，两侧不平衡的电阻比会产生共模到差分的转换。此外，不匹配的 R_F 值和反馈比会从任何共模直流或交流信号或噪声项中产生额外的差分输出误差项。使用标准的 1% 电阻值是一种典型的方法，这通常会导致一些标称反馈比失配。适度失配的电阻或比率本身不会降低谐波失真。当存在有意义的共模噪声或失真时，这些噪声或失真会通过元件或比率失配转换为差分。为了获得最佳的直流精度，请使用 E96 值（1% 步长）的 0.1% 精度电阻。

操作理论

GYZ3100 与传统的运算放大器不同之处在于它有两个反向输出。与运算放大器一样，它依赖于高开环增益和负反馈来迫使这些输出达到所需的电压。与标准电压反馈运算放大器非常相似，可以轻松执行单端到差分转换、共模电平转化和差分信号放大。与运算放大器一样，GYZ3100 具有高输入阻抗和低输出阻抗。

之前的差分驱动器，无论是分立设计还是集成设计，都是基于使用两个独立的放大器和两个独立反馈回路，每个回路控制一个输出。当这些电路由单端电源驱动时，产生的输出通常不平衡。

实现平衡输出通常需要放大器和反馈网络的特殊匹配。

对于以前的差分驱动器，直流共模电平转换也很困难。电平转换需要使用第三放大器和反馈回路来控制输出共模电平。有时，第三个放大器也被用来校正一个固有的不平衡电路。事实证明，采用这种方法很难在宽频率范围内实现出色的性能。GYZ3100 使用两个反馈回路来分别控制差分 and 共模输出电压。通过外部电阻器设置的差分反馈仅控制差分输出电压。共模反馈仅控制共模输出电压。这种架构使得任意设置输出共模电平变得容易。通过内部共模反馈，它被强制等于施加到 V_{OCM} 输入的电压，而不影响差分输出电压。GYZ3100 架构的输出在宽频率范围内非常平衡，不需要紧密匹配的外部组件。共模反馈回路迫使输出共模电压的信号分量归零。结果是幅度相同、相位相差 180 度的差分输出几乎完美平衡。

应用程序信息

分析应用电路

GYZ3100 使用高开环增益和负反馈来强制其差分 and 共模输出电压，从而将差分 and 共模误差电压降至最低，差分误差电压指图 3 中标记为+IN 和-IN 的差分输入之间的电压。在大多数情况下，可以假设该电压为零。类似地，实际输出共模电压和施加到 V_{OCM} 的电压之间的差也可以假设为零。从这两个假设出发，可以分析任何应用电路。

设置闭环增益

忽略电容器 C_F ，图 3 中电路的差模增益可以确定为：

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

这假设每侧的输入电阻器 R_G 和反馈电阻器 R_F 相等。

估计输出噪声电压

与传统运算放大器的情况类似，可以通过将+IN 和-IN 处的输入参考项乘以电路噪声增益来估算微分输出误差（噪声和失调电压）。噪声增益定义：

$$G_N = 1 + \left(\frac{R_F}{R_G} \right)$$

为了计算图 3 电路的总输出参考噪声，还必须考虑电阻器 R_F 和 R_G 的贡献。当 R_F 和 R_G 在每侧匹配并平衡时，总差分输出噪声是这些单独项的平方和平方根（RSS）。使用 G_N 表示总输出噪声为：

$$e_o = \sqrt{(e_{ni}G_N)^2 + 2(i_n(R_F//R_G)G_N)^2 + 2(4kTR_F) + 2(4kTR_G G_N^2 (\frac{R_F}{R_F+R_G})^2)}$$

每个电阻噪声都是 $4kTR$ 功率（ k 是玻尔兹曼常数 $1.380649 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ， $4kT = 1.6 \times 10^{-20} \text{J}$ ，在 290K 时）。第一项是差分输入噪声乘以噪声增益，第二项是输入电流噪声项乘以反馈电阻器（因为有两个不相关的电流噪声项，功率是其中一个的两倍），最后两项是 R_F 和 R_G 电阻器产生的输出噪声，也是每侧输出噪声功率加在一起的两倍。关于不同闭环增益下的估计输出噪声电压密度，请参考表 1。

表 1 GYZ3100 在不同增益下的输出噪声

增益	$R_G (\Omega)$	$R_F (\Omega)$	GYZ3100 输出噪声	GYZ3100 + R_G, R_F 输出噪声
1	499	499	$5.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$8.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
2	499	1.0k	$8.7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$13.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
5	499	2.49k	$17.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$28.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
10	499	4.99k	$31.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$54.5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

在增益配置中使用 GYZ3100 时，如果一个反馈网络的 R_F/R_G 不等于另一个网络的 R_F/R_G ，则 V_{OCM} 电路中的输入参考电压会产生差分输出噪声。输出噪声根据以下反馈项定义（参见图 3）， β_1 表示-OUT 到+IN 环路， β_2 表示+OUT 到-IN 环路。在定义了这些之后：

$$V_{nOUT,dm} = [(\beta_1 - \beta_2)G_N V_{nIN,VOCM}] = 2V_{nIN,VOCM} \left[\frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right]$$

其中 $V_{nOUT,DM}$ 是输出差分噪声, V_{nIN} , V_{OOM} 是 V_{OCM} 中与输入相关的电压噪声, 单位为 V_{OCM} 。

反馈网络中失配的影响

如前所述, 即使外部反馈网络 (R_F/R_G) 不匹配, 内部共模反馈回路仍会迫使输出保持平衡。每个输出端的信号幅度保持相等, 相位相差 180 度。输入到输出差模增益与反馈失配成比例变化, 但输出平衡不受影响。

外部电阻器中的比率匹配误差会导致电路抑制输入共模信号的能力下降, 这与传统运算放大器制成的四电阻差分放大器的情况非常相似。

此外, 如果输入和输出共模电压的直流电平不同, 匹配误差会导致较小的差模输出失调电压。对于 $G = 1$ 的情况, 输入信号以地为基准, 输出共模电平设置为 2.5V, 如果使用 1% 的容差电阻器, 输出失调电压可能会高达 25mV (共模电平差的 1%)。由 2.5V 电平转换引起, 1% 容差的电阻器导致最坏情况下的输入 CMRR 约为 40dB, 最差情况下的输出失调为 25mV (由 2.5V 电平转换引起)。输出平衡误差没有明显下降。为了获得最佳的直流精度, 请使用 E96 值 (1% 步长) 的 0.1% 精度电阻器。

计算应用的输入阻抗

如图 3 所示, 电路在 $+D_{IN}$ 和 $-D_{IN}$ 端的有效输入阻抗取决于放大器是由单端信号源还是差分信号源驱动。对于平衡差分输入信号, 输入端 ($+D_{IN}$ 和 $-D_{IN}$) 之间的输入阻抗 ($R_{IN,DM}$) 简化为:

$$R_{IN,DM} = 2R_G$$

在单端输入信号的情况下 (例如, 如果 $-D_{IN}$ 接地, 输入信号施加到 $+D_{IN}$), 如图 5 所示。DN 接地, 因此方程式为:

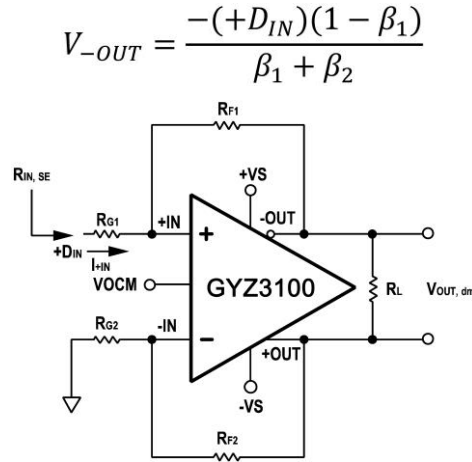


图 5 GYZ3100 非平衡 (单端) 输入

输入阻抗变为:

$$R_{IN,SE} = \frac{+D_{IN}}{I_{+IN}} = \frac{+D_{IN}}{(+D_{IN} - V_{-OUT}) / (R_{G1} + R_{F1})} = R_{G1} \frac{\beta_1 + \beta_2}{\beta_1(1 + \beta_2)}$$

对于一个平衡的系统, 其中 $R_{G1} = R_{G2} = R_G$ 和 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 的平衡系统, 简化方程为:

$$R_{IN,SE} = \frac{R_G}{1 - \frac{R_F}{2(R_G + R_F)}} \quad (E6)$$

该电路的输入阻抗实际上高于作为反向器连接的传统运算放大器, 因为一小部分差分输出电压作为共模信号出现在输入端, 部分自举输入电阻器 R_{G1} 和 R_{G2} 两端的电压。

输入共模电压范围

GYZ3100 求和节点处的输入共模范围指定为 $-V_S-0.4V$ 到 $+V_S-1V$ 。通过将输入共模范围扩展到 $-V_S-0.4V$ ，特别适合直流耦合、单端转差分 and 单电源应用，如 ADC 驱动。

GYZ3100 针对电平转换、以地为参考的输入信号进行了优化。对于单端输入，这意味着，当放大器的负电源电压（在 $-V_S$ 处）设置为 $0V$ 时，图 3 中 D_{IN} 处的电压将为 $0V$ 。

设置输出共模电压

为确保精确控制输出共模电平，GYZ3100 的 V_{OCM} 引脚不应保持开路状态。应使用外部低阻抗电压源或电阻分压器进行驱动（由 $10k\Omega$ 电阻器组成，如图 7 所示）。参数规格部分列出的输出共模失调电压假设 V_{OCM} 输入由低阻抗电压源驱动。

驱动容性负载

通常需要驱动 ADC 或其他下一级器件的容性负载。然而，纯容性负载会与 GYZ3100 的引脚和键合丝电感产生作用，导致脉冲响应中的高频振铃。最小化这种影响的一种方法是在每个反馈电阻器上放置个小电容器。增加的电容应该很小，以避免放大器不稳定。另一种方法是将一个小电阻器与放大器的输出串联，如图 6 所示。即使不需要小电阻器，良好的做法是在电路板布局中为它们留出空间（初始值为 0Ω ），以便在响应不可接受的情况下进行后续调整。

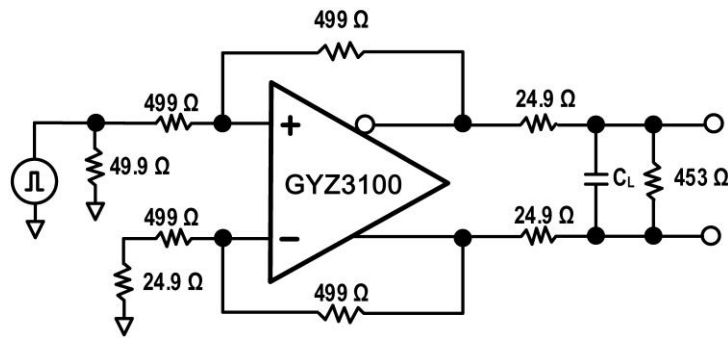


图 6 负载驱动测试电路

操作电源关闭功能

宽带 FDA 需要外部电阻器来实现正确的信号路径操作。当使用这些外部电阻器配置为所需的输入阻抗和增益设置时，可以通过 $\overline{PD}$ 引脚控制放大器，电压阈值：

$$\frac{[(+V_S) + (-V_S)]}{2} + 0.7 V$$

可以通过设置 $\overline{PD}$ 电平低于阈值来关闭它。禁用放大器会切断静态电流并停止放大器的正常操作。信号源通过外部电阻器的信号路径仍然存在，在断电模式下，从输入到输出的较差隔离信号较差。

$\overline{PD}$ 引脚上提供了一个内部上拉电阻器，因此 GYZ3100 的默认状态是上电。对于只需要在电源存在时打开设备的应用，请将 $\overline{PD}$ 引脚连接到正电源电压。

I/O 裕量注意事项

大多数设计的出发点是为 GYZ3100 分配输出共模电压。对于耦合信号路径，该电压通常设置为中间电源电压，以便在以 V_{OCM} 电压为中心的电压附近的最大输出摆幅。对于直流耦合设计，设置此电压时应

考虑电源所需的最小裕量。对于精密 ADC 驱动器，该输出 V_{OCM} 成为 ADC 的输入 V_{CM} 。在驱动精密 ADC 时， V_{CM} 通常设置为 $V_{REF}/2$ ，使差分输入以可用输入为中心。

根据目标输出 V_{OCM} ，下一步是验证所需的输出差分峰-峰值电压 (V_{OPP}) 是否保持提供，对于任何所需的差分 V_{OPP} ，确保输出引脚的绝对最大电压在电源轨内摆动减去轨到轨输出 (RRO) 器件所需的输出容限。

$$V_{Omax} = V_{OCM} + \frac{V_{OPP}}{4} \quad V_{Omin} = V_{OCM} - \frac{V_{OPP}}{4}$$

在输出容限得到确认后，输入节点也必须保持在工作范围内。

直流耦合差分输入设计必须检查从电源共模输入电压到 GYZ3100 在 V_{OCM} 设置的分压器。此结果必须等于指定范围内的输入 V_{ICM} 。如果源 V_{CM} 可以在某个电压范围内变化，请在继续操作之前在该范围内验证此结果。

对于单端输入到差分输出设计， V_{ICM} 的标称值由外部配置设定，由于共模环路的存在， V_{ICM} 会在标称值范围内有小幅摆动。对于交流耦合的单端输入到差分输出设计而言，平均输入 V_{ICM} 与 FDA 的输出 V_{OCM} 相等，交流耦合摆幅跟随输入电压在 V_{OCM} 电压附近。对于直流耦合的单端输入到差分设计而言，输入 V_{ICM} 的标称值由信号源共模电平和 V_{OCM} 输出电压设定，在标称 V_{ICM} 电压周围有小幅信号波动。

图 7 显示了一个更复杂的例子，在 ADC 的耦合设计中，使用 GYZ3100 衰减大的双极性输入信号。为了消除这种低噪声增益设计的峰值，添加了两个 C_F 元件和一个输入电容器，以调整容性分压器的高频噪声增益。

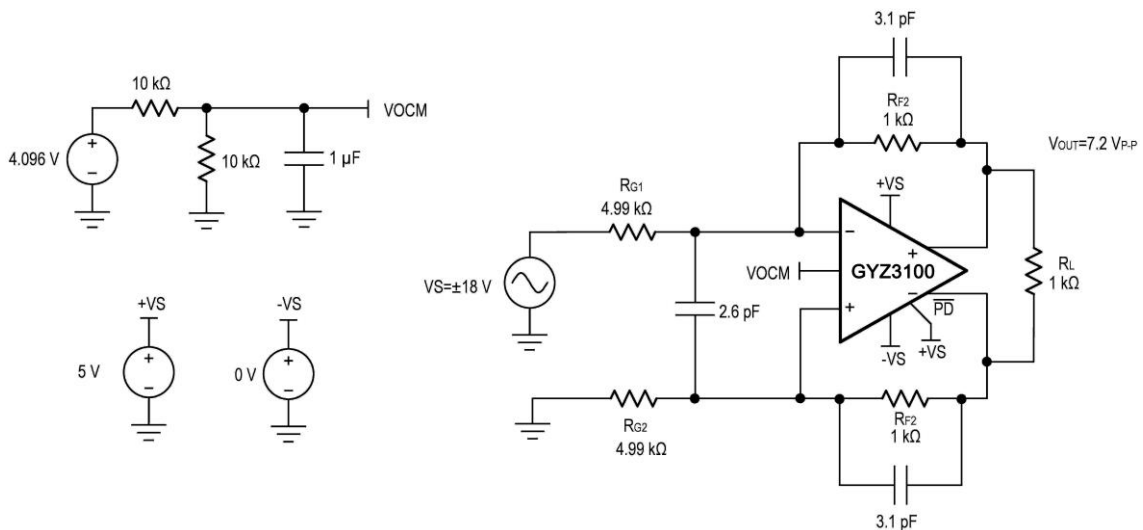


图 7 $G = 0.2$ ，直流耦合，单端到差分衰减器设计

在该示例中，输出 V_{OCM} 为 $4.096V/2$ ，等于 $2.048V$ ，源极信号 V_{CM} 为 $0V$ 。这些标称值将输入引脚 V_{ICM} 设置为 $2.048V \times 4.99k\Omega \div (4.99k\Omega + 1k\Omega) = 1.71V$ 。

在 $4.99k\Omega$ 输入电阻器上施加 $18V$ 的电压可产生 $7.2V_{P-P}$ 差分输出。也就是说，较低输出端在 $2.048V$ 共模电压附近的摆幅为 $\pm 1.8V$ 。输出端相对于地的 $0.248V$ 至 $3.84V$ 摆幅在 $5V$ 电源的 $0.2V$ 输出裕量范围。下低端的输出摆幅在中间电平输入偏置 $1.71V$ 附近产生 $1.5V$ 的衰减输入共模摆幅 $[\pm 1.8V \times (4.99k\Omega \div (4.99k\Omega + 1k\Omega))] = \pm 1.5V$ 。这个 $0.2V$ 到 $3.2V$ 输入电压的共模摆幅完全在 GYZ3100 的 $-0.4V$ 到 $4V$ 的输入范围内。

该 18V 双极性输入信号提供一个具有 7.2V_{P-P} 差分输出的 SRC ADC，采用 5V 单电源设计，所有 I/O 节点均在范围内工作。电源必须吸收 $2.048\text{V} \div 5.99\text{k}\Omega = 0.34\text{mA}$ V_{OCM} 共模电平转换电流，以将 0V 输入共模电压提升到中间电平 1.71V V_{ICM} 工作电压。使用公式 E6 计算单端输入阻抗，信号源还必须驱动 5.44k Ω 的恒定输入负载。

大多数设计都没有输入范围限制，因此使用本节所示方法可以快速评估目标满量程输出条件下的输入 V_{ICM} 范围。

构建差分滤波器

如图 3 所示，通过在反馈环路中增加电容器，可以很容易地创建有源一阶低通滤波器。在平衡反馈的情况下，传递函数为：

$$\frac{V_{\text{OUT},dm}}{V_{\text{IN},dm}} = \frac{R_F}{R_G} \times \frac{1}{1 + j2\pi f R_F C_F}$$

多重反馈（MFB）拓扑用于创建高阶滤波器，并且很容易适应全微分放大器，如图 8 所示。通过在输出端增加 $R_4(s)$ 和 C_3 成三阶滤波器。

电容器 C_2 和 C_3 可以如实线所示以差分方式跨接在输入端和输出端。或者为了更好地抑制共模噪声，可以在每个输入或输出与地之间放置两个两倍电容器，如虚线所示。

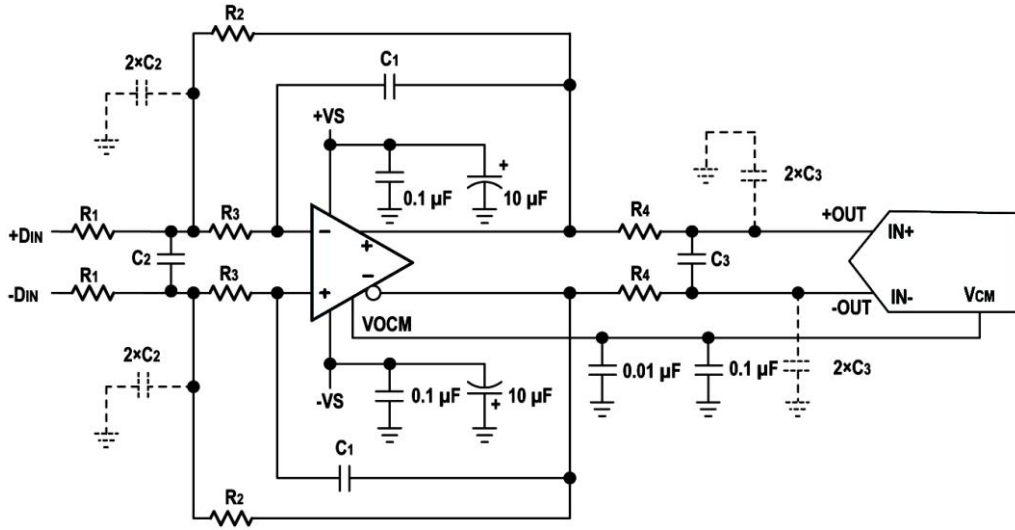


图 8 驱动 ADC 的三阶低通滤波器

滤波器电路的传递函数：

$$\frac{V_{\text{OUT},dm}}{V_{\text{IN},dm}} = \left[\frac{K}{-\left(\frac{f}{\text{FSF} \times f_c}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{jf}{\text{FSF} \times f_c} + 1} \right] \times \frac{1}{1 + j2\pi f \times 2R_4 C_3}$$

其中：

$$K = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{FSF} \times f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{2R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad Q = \frac{\sqrt{2R_2 R_3 C_1 C_2}}{R_3 C_1 + R_2 C_1 + K R_3 C_1}$$

K 设定通带增益， f_c 是滤波器的截止频率，FSF 是频率缩放因子，Q 是品质因数。

$$\text{FSF} = \sqrt{\text{Re}^2 + |\text{Im}|^2} \quad Q = \sqrt{\text{Re}^2 + |\text{Im}|^2} / (2\text{Re})$$

其中 Re 是复极点对的实部， Im 是复极点对的虚部。设 $R_2 = R$ ， $R_3 = mR$ ， $C_1 = C$ ， $C_2 = nC$ ，结果得到：

$$FSF \times f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{2nm}} \quad Q = \frac{\sqrt{2mn}}{1 + m(1 + K)}$$

开始设计最简单的方法是选择 C_1 和 C_2 标准电容值。给出了 n 的值然后确定是否有种值形式可以使滤波器达到所需增益的 Q 值。如果没有，请使用另一个电容器组合，然后重试。一旦找到 m 和 n 的合适组合，使用 C 的值根据所需的 f_c 计算 R 。可能需要几次尝试才能获得合理的组件值。

选择 R_4 和 C_3 来设置三阶滤波器中的实极点。设置这根杆子时应该小心。通常， R_4 是一个低值（通常小于 100Ω ），在高于极点频率的频率下，与 C_3 的串联组合会给放大器带来一定的负载。额外的负载会导致放大器输出的额外失真。为了避免这种情况，将实际极点放置在比复数极点对的截止频率更高的频率处。

如果电路板空间不是限制因素，则可以串联或并联多个电阻器或电容器以实现所需的计算值。

为了尽量减少滤波器设计中的噪声，可以考虑使用低噪声电阻器，如薄膜、金属箔或绕线电阻器。

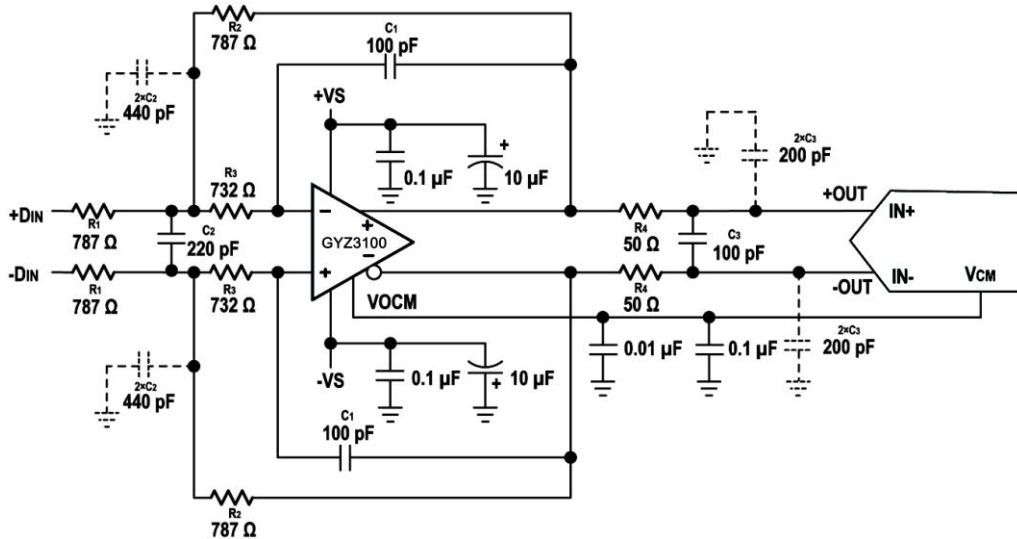


图 9 三阶 1MHz 低通滤波器示例

图 9 显示了一个增益为 1 的二阶巴特沃斯低通滤波器的增益，其拐角频率设置为 1MHz，实极点由 R_4 和 C_3 设置为 15.9MHz。

与高性能精密 ADC 的接口

GYZ3100 为各种精密 SAR 和 $\Sigma-\Delta$ ADC 提供了一个简单的接口。为了在输出引脚处传递异常失真，GYZ3100 提供了比 ADC 输入信号路径中通常所需的带宽更宽的带宽。这种宽放大器带宽提供了低宽带闭环输出阻抗，以提供采样毛刺并快速恢复以获得最佳 SFDR。

无论调制器频率是否远高于最终的输出数据速率，都可以计算出样本传输的重复频率。

对于 SAR ADC 驱动器，噪声、失真、带宽、转换速率和输出驱动能力是关键规格。由于 SAR ADC 通常用于精密应用，GYZ3100 的精度性能，包括机组电压及其漂移，对系统性能至关重要。如图 10 所示，GYZ2000（一个 18 位、400kSPS SAR ADC）与 GYZ3100 全差分放大器和 GYZ5400-4 相结合，在 -40°C 至 $+125^\circ\text{C}$ 的宽温度范围内提供了卓越的直流和交流性能。

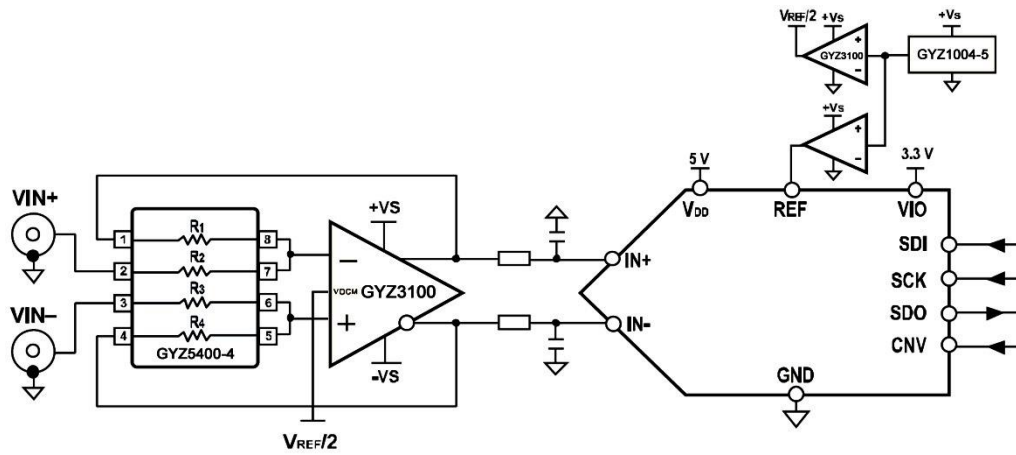


图 10 使用 GYZ3100 与 18 位 SAR ADC

GYZ3100 也已被验证可以驱动一个 20 位、350kSPS SAR ADC。

布局注意事项

与所有高速器件类似，通过密切关注电路板布局，可以实现最佳的系统性能。一般高速信号路径布局建议包括：

连续接地层是信号路由的首选，阻抗走线匹配，运行时间更长；然而，容性敏感输入和输出器件引脚周围的接地和电源层都必须开路。当信号到达电阻器时，寄生电容会成为一个带宽限制问题，而不是稳定性问题。

器件电源引脚的接地层需要良好的高频去耦电容器（ $0.1\mu\text{F}$ ）。还需要额外的高值电容器（ $2.2\mu\text{F}$ ），但可以放置在离起价电源引脚更远的地方，并在器件之间共享。为了获得最佳的高频去耦，可考虑 X2Y 电源去耦电容，电容器的自谐振频率比标准电容器高得多。

任何可感知距离上的差分信号路由都必须使用具有匹配阻抗走线的微带布局技术。

输入求和节点对电容非常敏感，任何 R_G 元件必须以最小的走线长度连接到电阻器的器件引脚侧求和节点。如果需要， R_e 元件的另一侧可以有更多的走线长度到信号源或 GND。

电路的模拟和数字部分单独接地是最简单、最有效的噪声抑制方法之一。多层 PCB 上的一层或多层通常用于接地层。接地层有助于散热并减少 EMI 噪声。确保数字地和模拟地物理分离，注意接地电流的流动。

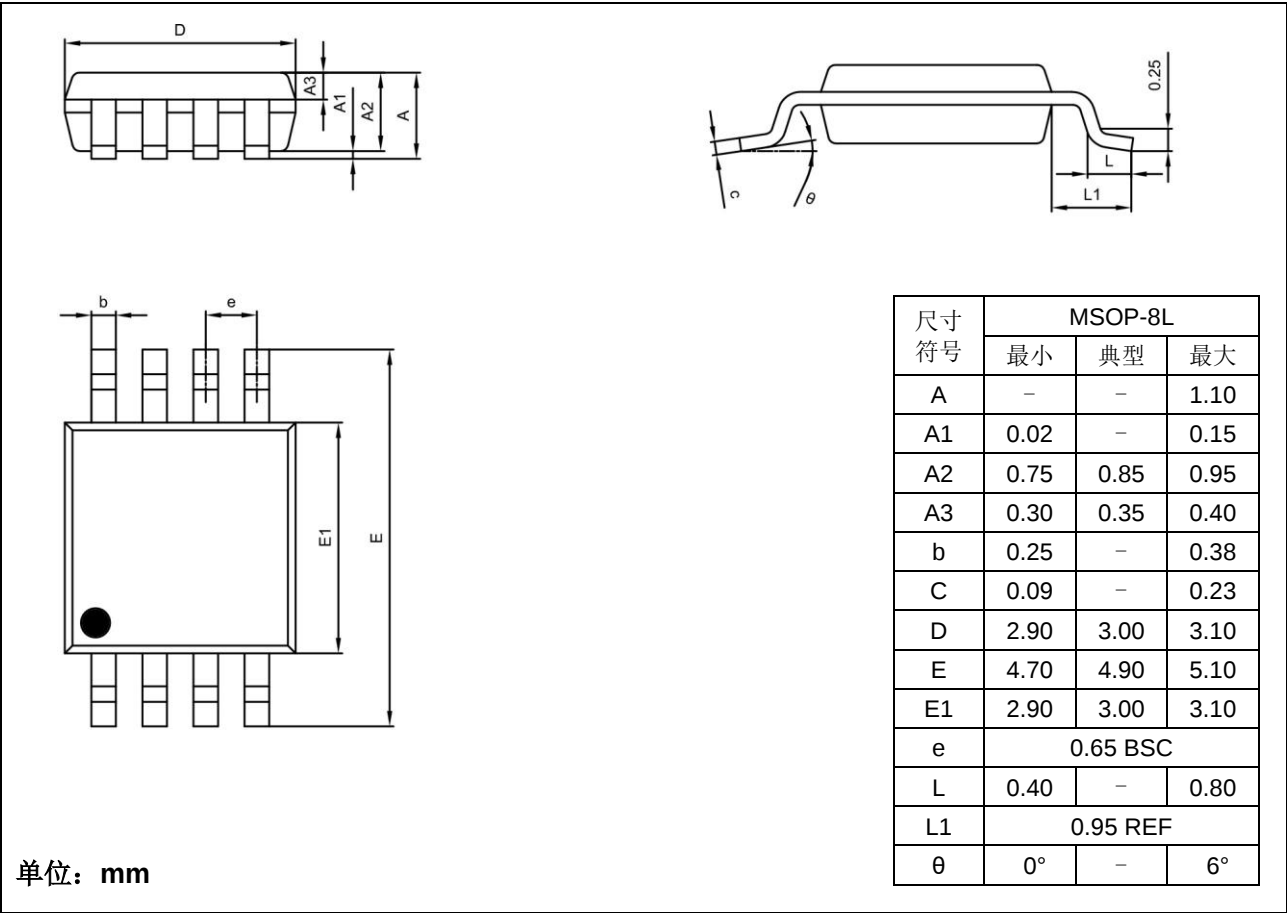
为了获得最佳性能，建议在电路板组装后清洁 PCB 板。

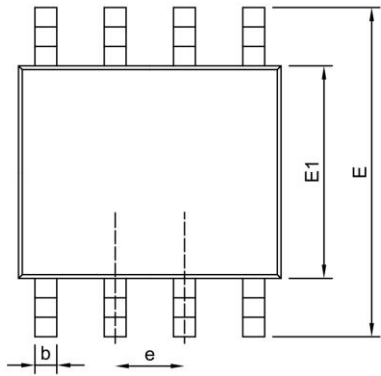
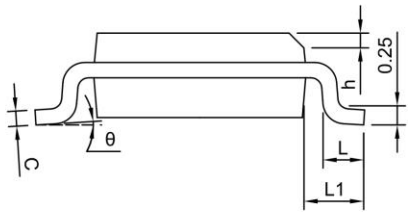
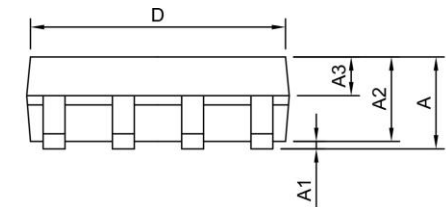
任何精密集成电路都可能因湿气进入塑封封装而发生性能变化。在任何水性 PCB 清洁过程之后，建议对 PCB 组件进行烘烤，以去除清洁过程中引入器件封装的水分。在大多数情况下， 85°C 的低温清洁后烘烤 30 分钟就足够。

订购信息

系列名称	产品型号	工作温度	封装形式	质量等级
GYZ3100A	GYZ3100AMSI+	-40℃ ~ +125℃	MSOP-8L	工业扩展级
	GYZ3100AMSM	-55℃ ~ +125℃	MSOP-8L	普军级
	GYZ3100AMSN1	-55℃ ~ +125℃	MSOP-8L	GJB7400 N1 级
	GYZ3100ASI+	-40℃ ~ +125℃	SOP-8L	工业扩展级
	GYZ3100ASM	-55℃ ~ +125℃	SOP-8L	普军级
	GYZ3100ASN1	-55℃ ~ +125℃	SOP-8L	GJB7400 N1 级
	GYZ3100AQFI+	-40℃ ~ +125℃	QFN-16L	工业扩展级
	GYZ3100AQFM	-55℃ ~ +125℃	QFN-16L	普军级
	GYZ3100AQFN1	-55℃ ~ +125℃	QFN-16L	GJB7400 N1 级
GYZ3100B	GYZ3100BMSI+	-40℃ ~ +125℃	MSOP-8L	工业扩展级
	GYZ3100BMSM	-55℃ ~ +125℃	MSOP-8L	普军级
	GYZ3100BMN1	-55℃ ~ +125℃	MSOP-8L	GJB7400 N1 级
	GYZ3100BSI+	-40℃ ~ +125℃	SOP-8L	工业扩展级
	GYZ3100BSM	-55℃ ~ +125℃	SOP-8L	普军级
	GYZ3100BSN1	-55℃ ~ +125℃	SOP-8L	GJB7400 N1 级
	GYZ3100BQFI+	-40℃ ~ +125℃	QFN-16L	工业扩展级
	GYZ3100BQFM	-55℃ ~ +125℃	QFN-16L	普军级
	GYZ3100BQFN1	-55℃ ~ +125℃	QFN-16L	GJB7400 N1 级

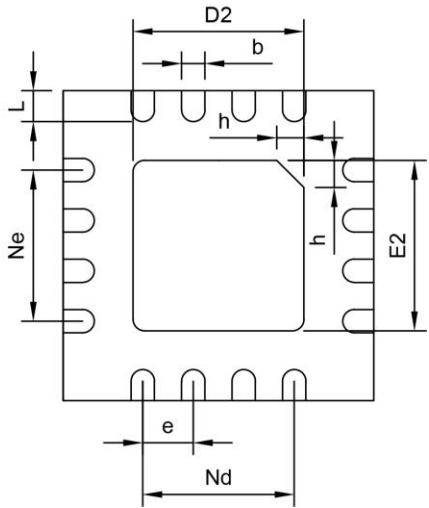
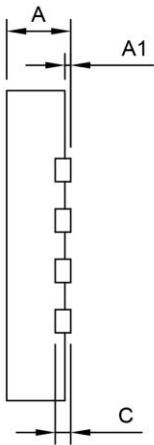
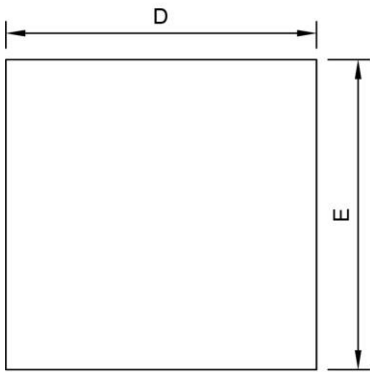
产品外形图





尺寸 符号	SOP-8L		
	最小	典型	最大
A	1.45	1.60	1.75
A1	0.10	0.18	0.25
A2	1.35	1.45	1.55
A3	0.60	0.65	0.70
b	0.33	0.42	0.51
C	0.17	0.21	0.25
D	4.70	4.90	5.10
E	5.80	6.00	6.20
E1	3.80	3.90	4.00
e	1.27 BSC		
h	0.25	-	0.50
L	0.40	-	1.27
L1	1.05 REF		
θ	0°	-	8°

单位：mm



尺寸 符号	QFN-16L			尺寸 符号	QFN-16L		
	最小	典型	最大		最小	典型	最大
A	0.70	0.75	0.80	Ne	1.95 BSC		
A1	-	0.02	0.05	Nd	1.95 BSC		
b	0.25	0.30	0.35	E	3.90	4.00	4.10
c	0.18	0.20	0.25	E2	2.10	2.20	2.30
D	3.90	4.00	4.10	L	0.35	0.40	0.45
D2	2.10	2.20	2.30	h	0.30	0.35	0.40
e	0.65 BSC						

单位：mm