

# Design Guide: TIDA-060029

## LCR 仪表模拟前端参考设计



### 说明

此参考设计 TIDA-060029 展示了采用自主平衡阻抗测量方法且适用于 LCR 表应用的模拟信号链解决方案。因为电路稳定性取决于要测量元件的值和类型，所以自主平衡阻抗测量电路通常很难稳定。因此，无论测量元件的类型和值如何，必须准备一个具有固有稳定性的电路解决方案。此设计提供了一个模拟信号链解决方案，该解决方案具有固有稳定性和 0.1% 最大精度，适用于 LCR 表应用。

### 资源

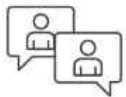
<a href="#">TIDA-60029</a>	设计文件夹
<a href="#">OPA2810</a>	产品文件夹
<a href="#">OPA810</a>	产品文件夹
<a href="#">BUF634A</a>	产品文件夹

### 特性

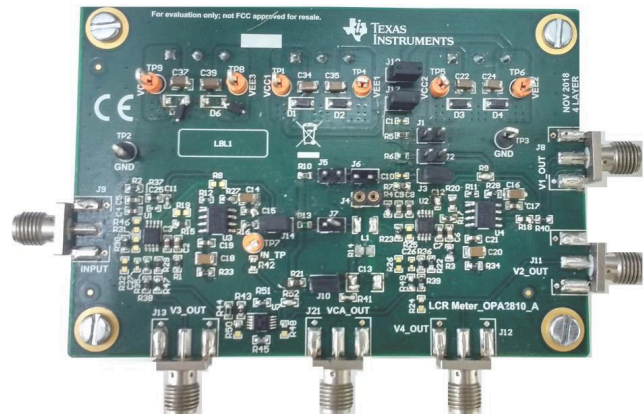
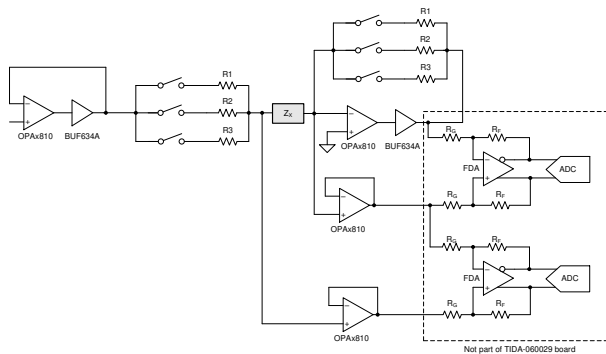
- 测量阻抗值为  $1\Omega$  至  $10M\Omega$  的各种组件 ( L、C、R )
- 工作频率高达 100kHz
- 在频率为 100Hz、1kHz、10kHz、100kHz 时进行测试
- 阻抗精度为 0.1%
- 信号链可实现稳定运行

### 应用

- 数字万用表 (DMM)
- 阻抗和矢量网络分析器
- 半导体制造
- 半导体测试



咨询我们的 TI E2E™ 支持专家



## 1 系统说明

任何测试和测量系统都旨在尽可能简单地测量被测器件 (DUT)，同时引入的误差要明显小于被测器件现有的误差。对于阻抗测量，有几种现有技术可以在测量精度、复杂性和频率范围之间提供各种取舍。因为自主平衡电路方法在宽阻抗测量范围内提供良好的精度，且无任何调优要求，所以对于此设计，我们选择了自主平衡电路方法。表 1-1 列出了几种常见阻抗测量技术的优缺点及其频率范围和典型应用。

表 1-1. 阻抗测量方法

方法	优势	劣势	适用的频率范围	常见应用
电桥方法	<ul style="list-style-type: none"> <li>高精度</li> <li>宽频率范围，具有不同类型的电桥</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>需要手动平衡</li> <li>窄频率范围，具有单个电桥</li> </ul>	DC 到 300MHz	标准实验室
谐振方法	<ul style="list-style-type: none"> <li>Q 测量精度良好，可达高 Q 值</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>需要进行调优</li> <li>低阻抗测量精度</li> </ul>	10kHz 至 70MHz	高 Q 器件测量
网络分析方法	<ul style="list-style-type: none"> <li>宽频率范围</li> <li>精度高</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>窄阻抗测量范围</li> </ul>	5Hz 及更高	射频元件测量
自主平衡方法 (此设计中使用的方法)	<ul style="list-style-type: none"> <li>在宽阻抗范围内具有良好精度</li> <li>接地器件测量</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>高频范围不可用</li> </ul>	20 Hz 至 120 MHz	通用元件测量

对于 20Hz 至 120MHz 频率范围内的宽范围阻抗测量，自主平衡技术非常有用。自主平衡技术使用运算放大器，如图 1-1 所示。

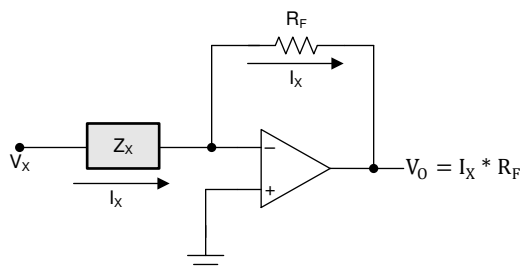


图 1-1. 自主平衡电路放大器配置

此技术的基本理念是通过未知阻抗 ( $Z_X$ ) 将电流 ( $I_X$ ) 转换为电压 ( $V_O$ )。根据流经未知阻抗的电流的值来确定未知阻抗值。放大器和电路的非理想特性在 LCR 表的设计中起着非常关键的作用。例如，对于较高的  $R_F$  值，放大器反相输入的寄生电容会导致不稳定。电路的稳定性也取决于元件的类型以及  $Z_X$  的选用值。测量容性阻抗时，电路特别容易不稳定。在此设计中，使用多路径电容补偿技术解决了这些稳定性问题。此设计说明了测试频率高达 100kHz 下 LCR 表的模拟信号链。

## 1.1 主要系统规格

表 1-2. 主要系统规格

参数	规格
电阻范围	1Ω 至 10MΩ
电容范围	1.76pF 至 1.59mF
电感范围	2.59μH 至 1432H
工作频率	100Hz、1kHz、10kHz、100kHz
R <sub>G</sub> - R <sub>F</sub> 设置	100Ω、5kΩ、100kΩ
最大精度 (%)	0.1%
电源	+/- 12V

## 2 系统概览

### 2.1 方框图

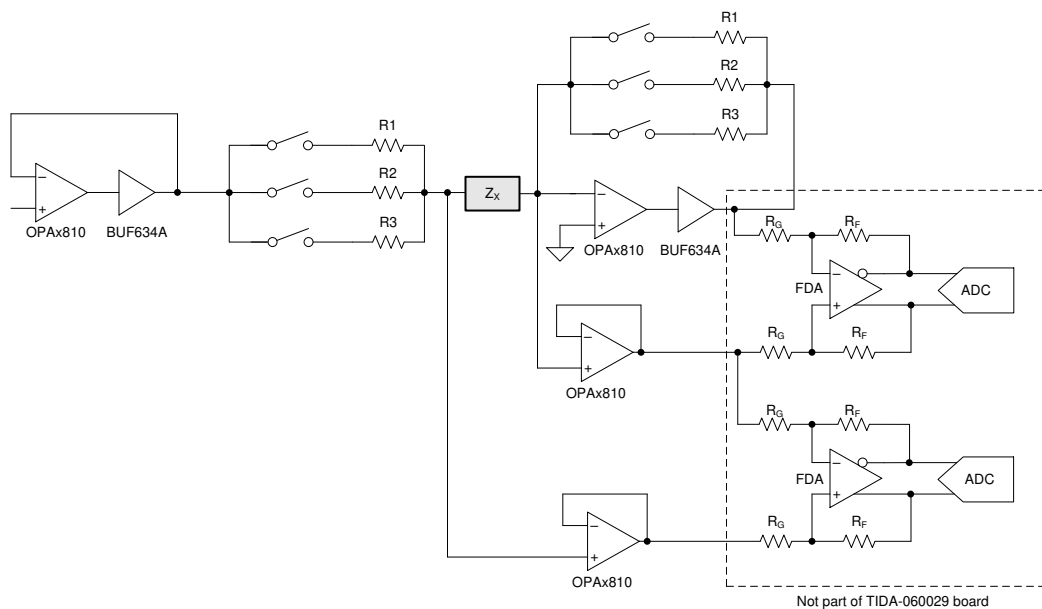


图 2-1. TIDA-060029 方框图

## 2.2 主要产品

### 2.2.1 OPA2810

**OPA2810** 是一个双通道、FET 输入、电压反馈运算放大器，具有  $2\text{pA}$  的低输入偏置电流。极低的输入偏置电流在此应用中可发挥重要作用，因为此电流会流经可高达  $10\text{M}\Omega$  的未知阻抗。**OPA2810** 具有单位增益稳定性和  $105\text{MHz}$  的小信号单位增益带宽，并以低静态电流提供出色的直流精度和动态交流性能。此器件具有等于  $120\text{dB}$  的直流开环增益。**OPA2810** 的增益带宽积 (GBW) 为  $70\text{MHz}$ ，在小于  $100\text{kHz}$  的所有频率下， $A_{ol}$  大于  $60\text{dB}$ 。因为随着  $A_{ol}$  的增加，反相输入端的电压接近于零，所以运算放大器的高  $A_{ol}$  会减小测量误差。因此，这是该器件非常重要的规格，使其非常适用于此应用。**OPA2810** 的电源电压最高可达  $\pm 13.5\text{V}$ 。这种高电压运行可在 LCR 表信号链中提供卓越的失真性能。此放大器的电压噪声为  $6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

### 2.2.2 BUF634A

**BUF634A** 是一款高速高带宽单位增益缓冲器。它在复合环路中与 **OPA2810** 一同使用，以便将输出电流能力从  $100\text{mA}$  提高到  $250\text{mA}$ 。**BUF634A** 具有两个带宽选项： $35\text{MHz}$  和  $210\text{MHz}$ 。在这个应用中使用此器件是可选操作的。

## 2.3 设计注意事项

### 2.3.1 现有架构

该设计的基本理念是使用放大因子  $R_F$  通过  $Z_X$  将电流转换为电压。方程式 1 中给出了放大器 A2 的输出。

$$V_O = \left(-\frac{R_F}{Z_X}\right) * V_{IN} \quad (1)$$

如果  $R_F$  已知，则  $Z_X$  可以根据方程式 1 估算。图 2-2 说明了此架构。

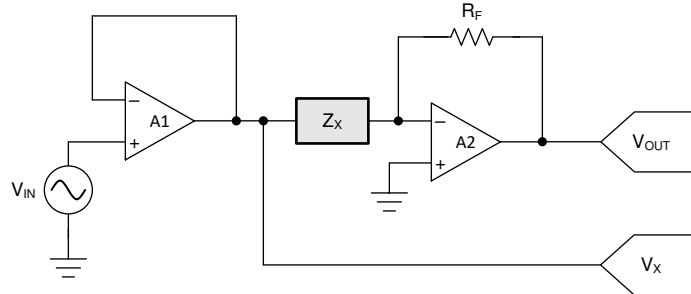


图 2-2. 基本阻抗测量电路

在这种方法中， $R_F$  的多个值可用于多个阻抗范围，如图 2-6 中所示。这种使用多个  $R_F$  值的方法提高了精度。

#### 2.3.1.1 电路稳定性问题

如图 2-3 所示，当未知阻抗为电容性时，可以根据方程式 2 计算反馈传递函数。

$$\frac{1}{\beta} = \frac{V_O}{V_F} = 1 + R_F * C_X * S \quad (2)$$

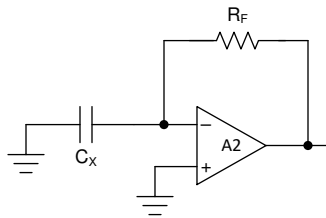


图 2-3. 电容器测量电路

传递函数表示在  $1/\beta$  中形成零。这个零点的频率可以使用方程式 3 来计算。

$$\omega_Z = \frac{1}{R_F * C_X} \quad (3)$$

可以看到，零点频率取决于未知电容  $C_X$ 。在图 2-4 中，可以看到， $Aol/\beta$  的接近速率为 40dB/dec。当零点频率比  $f_{CL}$  低十倍以上频段时，相位裕度会减小至零，使电路不稳定。

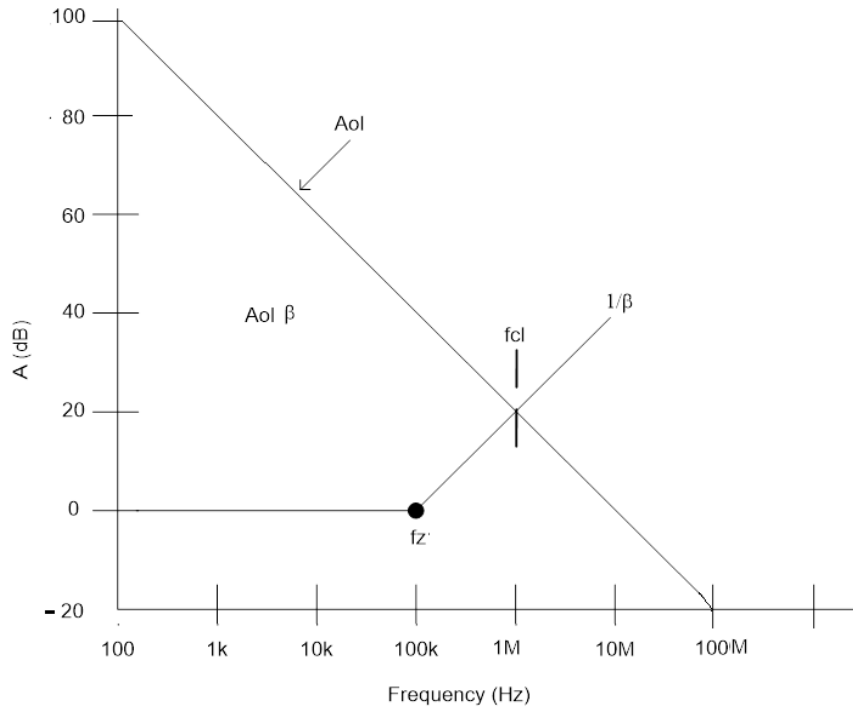


图 2-4. 电容器测量的波特图

2.3.1.2 现有架构中的解决方案 (补偿电容)

借助与  $R_F$  并联的补偿电容  $C_F$ ，在现有架构中解决了电路不稳定问题，如图 2-5 中所示。 $C_F$  的要求值随未知电容  $C_X$  而变化。因此，对于  $Z_X$  的整个范围，无法找到单个  $C_F$  值以使电路保持稳定。

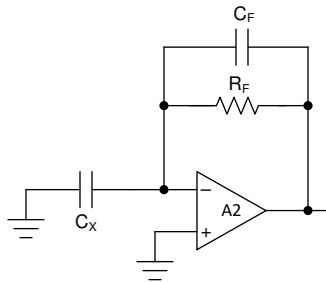


图 2-5. 带补偿电容的电容测量电路

### 2.3.2 建议的设计

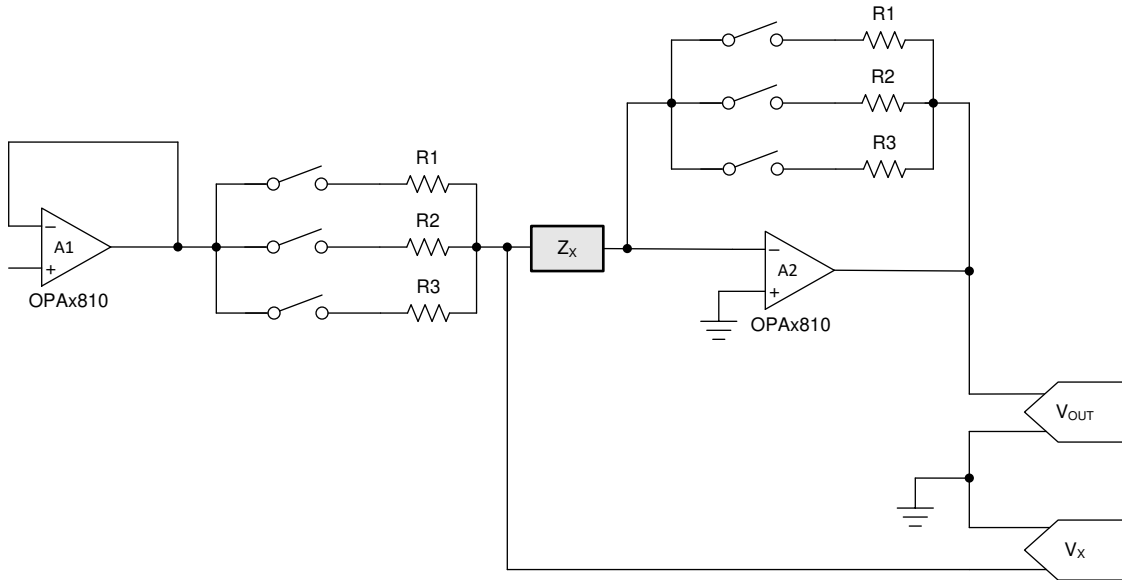


图 2-6. 阻抗测量设计

在这种方法中，为阻抗  $Z_X$  的三个范围选择  $R_G - R_F$  (在图 2-6 中标记为 R1、R2 和 R3) 的三个不同组合。范围如表 2-1 中所示。这种方法中的架构与前一部分说明的现有架构非常相似。差别在于，增加了与  $Z_X$  串联的  $R_G$ 。此外， $R_G$  的值等于  $R_F$ 。节 2.3.2.1 中的稳定性分析说明了这种设置的优点。

#### 2.3.2.1 建议设计的稳定性分析

当要测量的未知阻抗为电容性 (即  $C_X$ ) 时，它形成图 2-3 所示的电路。方程式 4 中给出了  $V_F$  的传递函数。

$$\frac{V_F}{V_O} = \frac{1}{\beta} = \frac{1 + R_F * C_X * S}{1 + (R_F + R_G) * C_X * S} \quad (4)$$

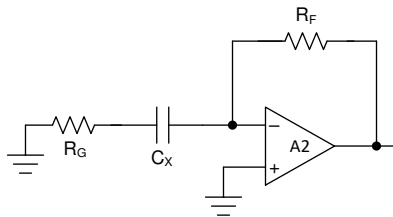


图 2-7. 使用串联电阻的电容测量

与方程式 2 相比，方程式 4 显示，由于存在  $R_G$ ，反馈路径中存在极点-零点组合。 $1/\beta$  中的零点和极点频率按下式计算，

$$\omega_Z = \frac{1}{(R_F + R_G) * C_X} \quad (5)$$

$$\omega_P = \frac{1}{R_G * C_X} \quad (6)$$

因为在每个  $R_G - R_F$  设置中， $R_G$  等于  $R_F$ ，所以极点和零点频率保持着  $\omega_P = 2 * \omega_Z$  的关系。

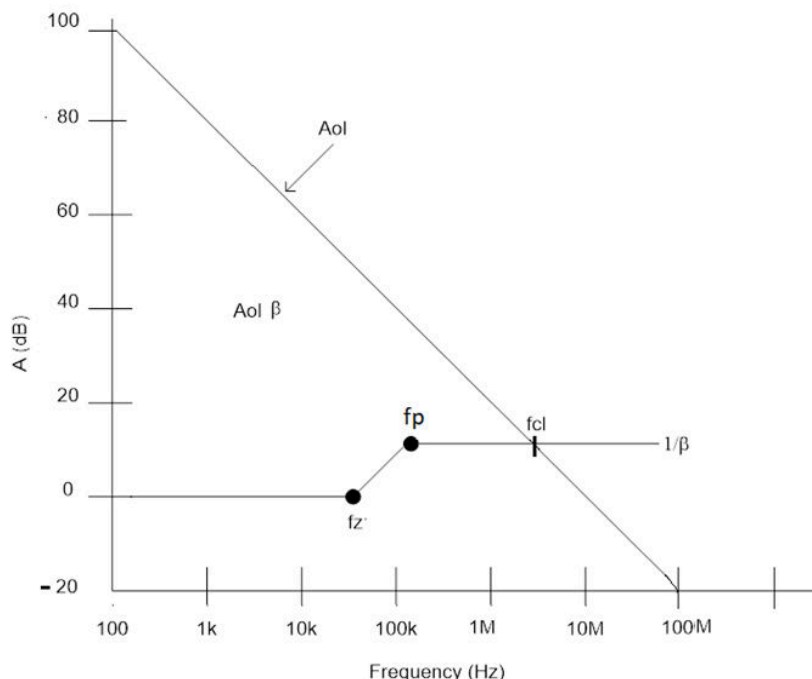


图 2-8. 使用串联电阻的电容测量的波特图

这样做的优势是能够使用固有极点来抵消零点。图 2-8 显示，对于几乎所有  $C_X$ ， $Aol \beta$  的接近速率均为 20dB/dec。这一事实的例外是当  $f_{CL}$  介于  $f_z$  和  $f_p$  之间时。选定  $R_G - R_F$  设置，以避免出现此种状况。这考虑到了这个设计的一个关键因素，其中  $\omega_p = 2 * \omega_z$  与  $C_X$  的值无关。可以通过两种方法来执行测量，如下所述。

### 2.3.2.1.1 不测量 A2 反相节点处的电压

在此测量方法中，不测量 A2 的反相节点。采用这种方法时进行以下假设：因为反相节点的电压等于同相节点的电压，所以 A2 的反相节点为 0V。这种情况只可能出现在 A2 的  $Aol$  为无穷大的理想情况下。但是由于运算放大器的开环增益有限，A2 的反相节点上总会有一些小电压。此电压与  $Aol$  成反比。实际运算放大器相对于频率具有增益衰减，因此  $Aol$  将随着频率的增加而显著降低。这使得这种测量方法在高频下会出现错误。因此，放大器的  $Aol$  在这种测量方法中起着非常关键的作用，并且应该尽可能高。图 2-9 说明了这种测量方法。

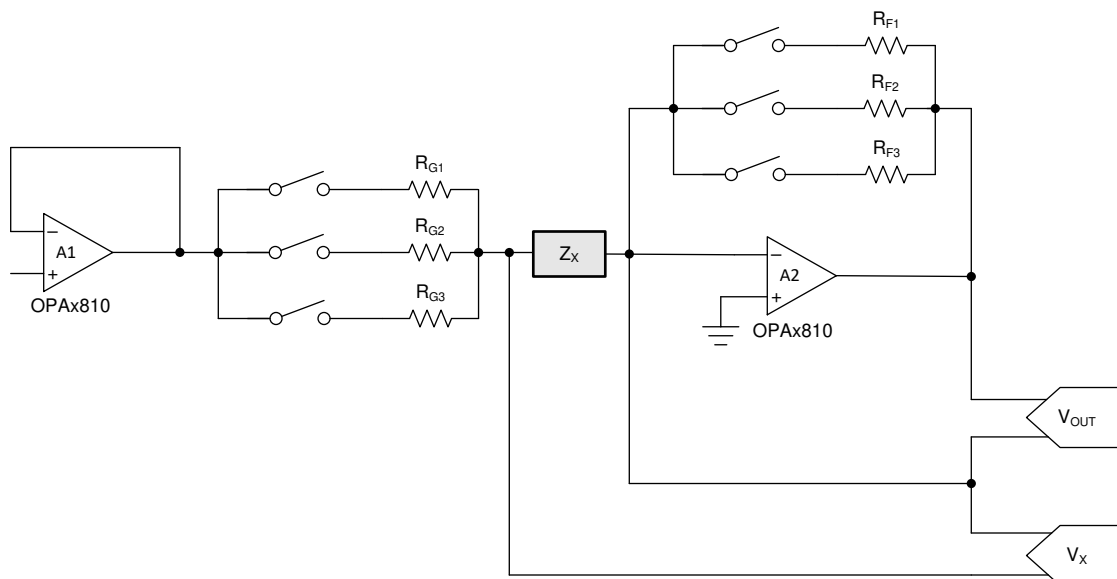


图 2-9. 阻抗测量的方法 1



这种方法测量相对于接地端的两个电压，因此可以使用单端 ADC 获取数据。

### 2.3.2.1.2 测量 A2 反相节点处的电压

图 2-6 显示了测量  $Z_X$  和  $R_F$  两端差分电压的方法。

此方法可消除  $A_2$  的反相节点电压引起的误差。由于要测量  $Z_X$  和  $R_F$  两端的电压，此方法需要使用差分 ADC 进行数据采集。在此设计中，验证了两种方法的精度，结果发现在建议的工作频率下精度相同。这种表现是 OPA2810 的高 Aol 值（超过 60dB）造成的。

### 2.3.2.2 $R_G = R_F$ 设置和各自的阻抗范围

表 2-1 说明了不同元件对于  $R_G - R_F$  和频率的设置范围。

表 2-1. 相应阻抗范围的电路板设置

参数		$R_G = R_F$ 设置		
频率 (Hz)	元件	100 $\Omega$	5k $\Omega$	100k $\Omega$
100	R	1 $\Omega$ 至 900 $\Omega$	500 $\Omega$ 至 50k $\Omega$	10k $\Omega$ 至 10M $\Omega$
	L	1.59mH 至 2.38H	2.27H 至 79.5H	72.9H 至 1432H
	C	1.05 $\mu$ F 至 1.59mF	31.78nF 至 1.11 $\mu$ F	1.76nF 至 34.7nF
1k	R	1 $\Omega$ 至 900 $\Omega$	500 $\Omega$ 至 50k $\Omega$	10k $\Omega$ 至 10M $\Omega$
	L	159 $\mu$ H 至 238mH	227mH 至 7.95H	7.29H 至 143.23H
	C	106nF 至 159 $\mu$ F	3.178nF 至 111nF	176pF 至 3.47nF
10k $\Omega$	R	1 $\Omega$ 至 900 $\Omega$	500 $\Omega$ 至 50k $\Omega$	10k $\Omega$ 至 10M $\Omega$
	L	25.9 $\mu$ H 至 23.8mH	22.6mH 至 795mH	729mH 至 14.3H
	C	10.6nF 至 15.9 $\mu$ F	317.8pF 至 11.1nF	17.6pF 至 347pF
100k	R	1 $\Omega$ 至 900 $\Omega$	500 $\Omega$ 至 50k $\Omega$	10k $\Omega$ 至 10M $\Omega$
	L	2.59 $\mu$ H 至 2.38mH	2.26mH 至 79.6mH	72mH 至 1.43H
	C	1.06nF 至 1.59 $\mu$ F	31.78pF 至 1.11nF	1.76pF 至 34.7pF

在 100k $\Omega$  设置中，反相引脚处的寄生电容会使电路不稳定。为了克服这个问题，添加一个与  $R_F = 100k\Omega$  并联的 5pF 电容器。

### 2.3.2.3 阻抗测量程序

阻抗测量程序包括一次性校准程序，它由四种不同的校准测量组成，分别名为：

1. 短路校准
2. 阻抗校准
3. 100k 设置校准
4. 开路校准

必须注意，一次性校准在所有四个运行频率下进行。此外， $R_F$  的所有校准值均为相量，相位将用于估算未知阻抗。

#### 2.3.2.3.1 短路校准

在此校准中， $Z_X$  短接，并测量  $V_O$  和  $V_{IN}$  之间的比率。此测量被称为  $G_{CAL}$ ，

$$G_{CAL} = \frac{V_O}{V_{IN}} \quad (7)$$

其中  $V_{IN}$  是  $R_G + Z_X$  两端的电压。为了测量  $V_{IN}$ ，应移除  $R_{41}$ ，并对  $R_{42}$  添加一个 0 欧姆电阻。对于所有其他测量，应使用默认配置。仅在  $R_G = R_F = 100k$  设置中需要此校准，如后续步骤所示。

#### 2.3.2.3.2 阻抗校准

在此校准中，500 $\Omega$  的已知阻抗用作  $Z_X$ 。 $V_O$  的公式为：

$$V_O = \left(-\frac{R_F}{500}\right) * V_{IN} \quad (8)$$

此校准用于计算 100Ω 和 5kΩ 设置下的  $R_F$  的确切值。需要注意的是，已知电阻 ( $R_{CAL}$ ) 的值选为 500Ω，以便在 100Ω 和 5kΩ  $R_G = R_F$  设置下获得出色的校准精度。用户可为  $R_{CAL}$  使用其他值。但是， $R_{CAL}$  的精度会直接影响校准精度。

### 2.3.2.3.3 100k 设置校准

在这个校准过程中，第一步是设置  $R_G = 100k\Omega$ ， $R_F = 5k\Omega$ ，以及短接  $Z_X$ 。所以得出：

$$G_1 = -\frac{R_F}{R_G} \quad (9)$$

其中  $G_1$  是测得的增益， $R_F$  是在上一步中得出的 5kΩ 的校准值。使用此公式，可以得出  $R_G = 100k\Omega$  的校准值。校准  $R_G = 100k\Omega$  之后，我们可以使用此值以及从短接校准步骤获得的  $G_{CAL}$  来校准  $R_F = 100k\Omega$ 。通过这种方式，我们获得了所有三种设置中的  $R_F$  校准值。

### 2.3.2.3.4 开路校准

在此校准中， $Z_X$  保持开路。 $G_O$  的公式为：

$$G_O = -\frac{R_F}{Z_O} \quad (10)$$

其中  $Z_O$  是开路阻抗。当与  $Z_X$  并联的寄生电容大到足以显著影响测量时，此校准的意义主要体现在较高的频率下。

### 2.3.2.3.5 计算

若要估算未知阻抗的值，可以使用方程式 11。 $Z_X$  是未知阻抗， $V_X$  是  $Z_X$  两端的电压， $V_O$  是  $R_F$  两端的电压。

$$\frac{V_O}{V_X} = -\frac{R_F}{Z_X} \quad (11)$$

所有设置的  $R_F$  校准值已知，因此可以求出  $Z_X$ 。

### 2.3.2.3.6 $Z_X$ 中的校正

需要注意的是， $Z_X$  是由实际未知阻抗和  $Z_O$  (开路阻抗) 并联组合形成的有效阻抗。设未知阻抗的实际值为  $Z_X'$ ，那么

$$Z_X = Z_O \parallel Z_X' \quad (12)$$

$Z_X$  和  $Z_O$  均已知，所以可以根据方程式 13 估算  $Z_X'$ 。

$$Z_X' = \frac{Z_O - Z_X}{Z_O * Z_X} \quad (13)$$

请注意，所有阻抗都是相量，因此减法将是相量减法。

### 2.3.2.3.7 数据采集和处理

通过双通道差分 ADC 获取电压，并按以下形式进行处理。以下两个步骤可以在软件中实现，以获得此应用中要测量的任何电压的幅度和相位：

1. 将信号与 0 度相位的单位幅度方波相乘，然后对得到的信号取平均值，从而对信号进行调制
2. 将信号与 90 度相位的单位幅度方波相乘，然后对得到的信号取平均值，从而对信号进行调制

### 2.3.2.3.8 数学解释

设  $V = V_0 * \sin(\omega_t + \alpha)$  为任意信号，如果它与  $0^\circ$  相位的单位幅度方波相乘，则得到的输出如图 2-10 中所示。

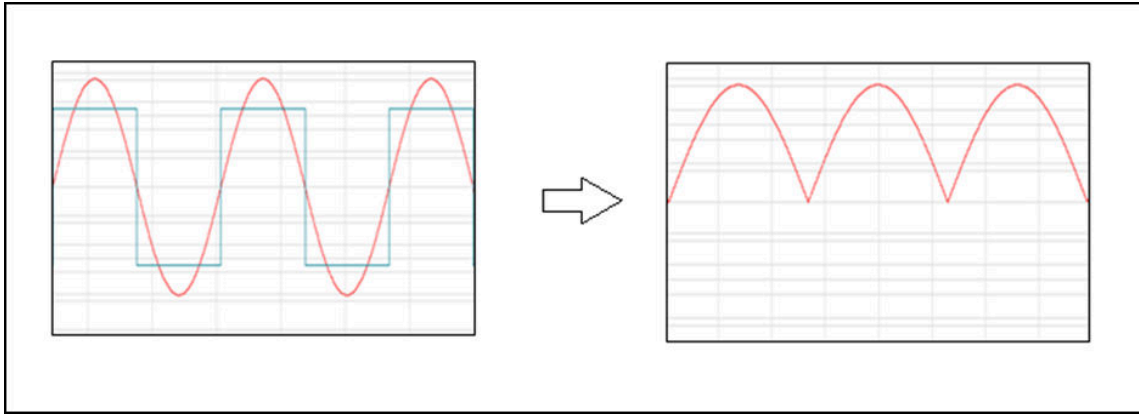


图 2-10. 方波调制

设输出的平均值为  $V_1$ ，

$$V_1 = k * V_0 * \cos(\alpha) \tag{14}$$

同样，当  $V$  乘以  $90^\circ$  相位的方波时，得到的输出如图 2-11 中所示。

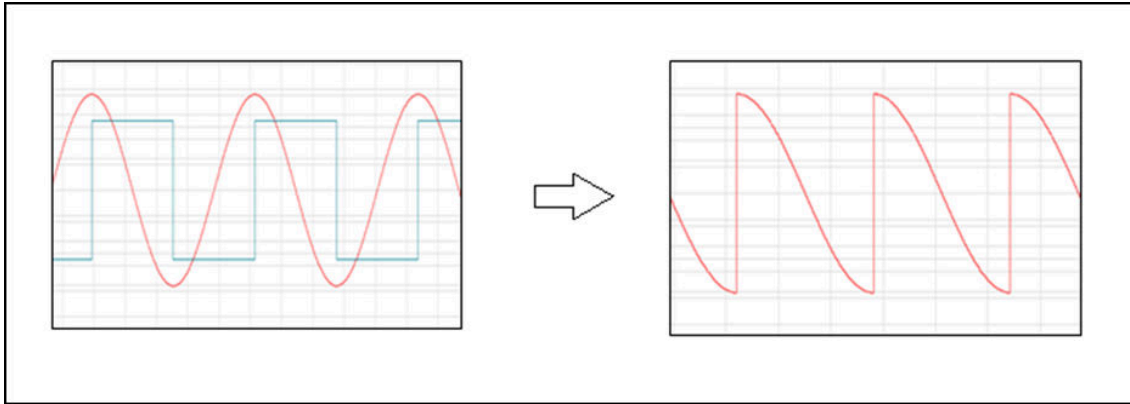


图 2-11.  $90^\circ$  相位的方波调制

设输出的平均值为  $V_2$ ，

$$V_2 = k * V_0 * \sin(\alpha) \tag{15}$$

其中  $k$  等于  $4/\pi$ 。

使用方程式 16 和方程式 17，我们得到

$$|V| = \text{Average of } V = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \tag{16}$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_2}{V_1}\right) \tag{17}$$

这样就可以算出任意信号  $V$  的幅度 ‘ $|V|$ ’ 和相位 ‘ $\alpha$ ’。

### 3 硬件、软件、测试要求和测试结果

#### 3.1 需要的硬件和软件

##### 3.1.1 硬件

图 3-1 和图 3-2 展示了 TIDA-060029 电路板的原理图和电路板连接。

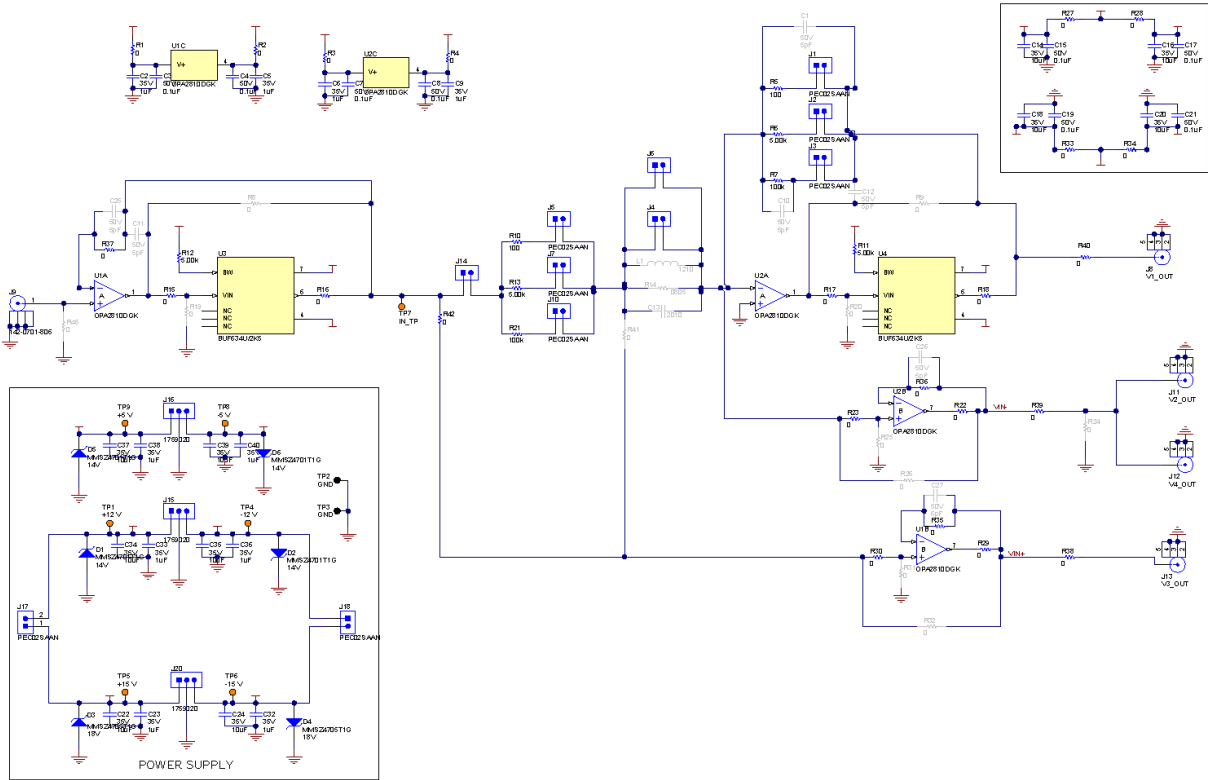


图 3-1. 硬件原理图

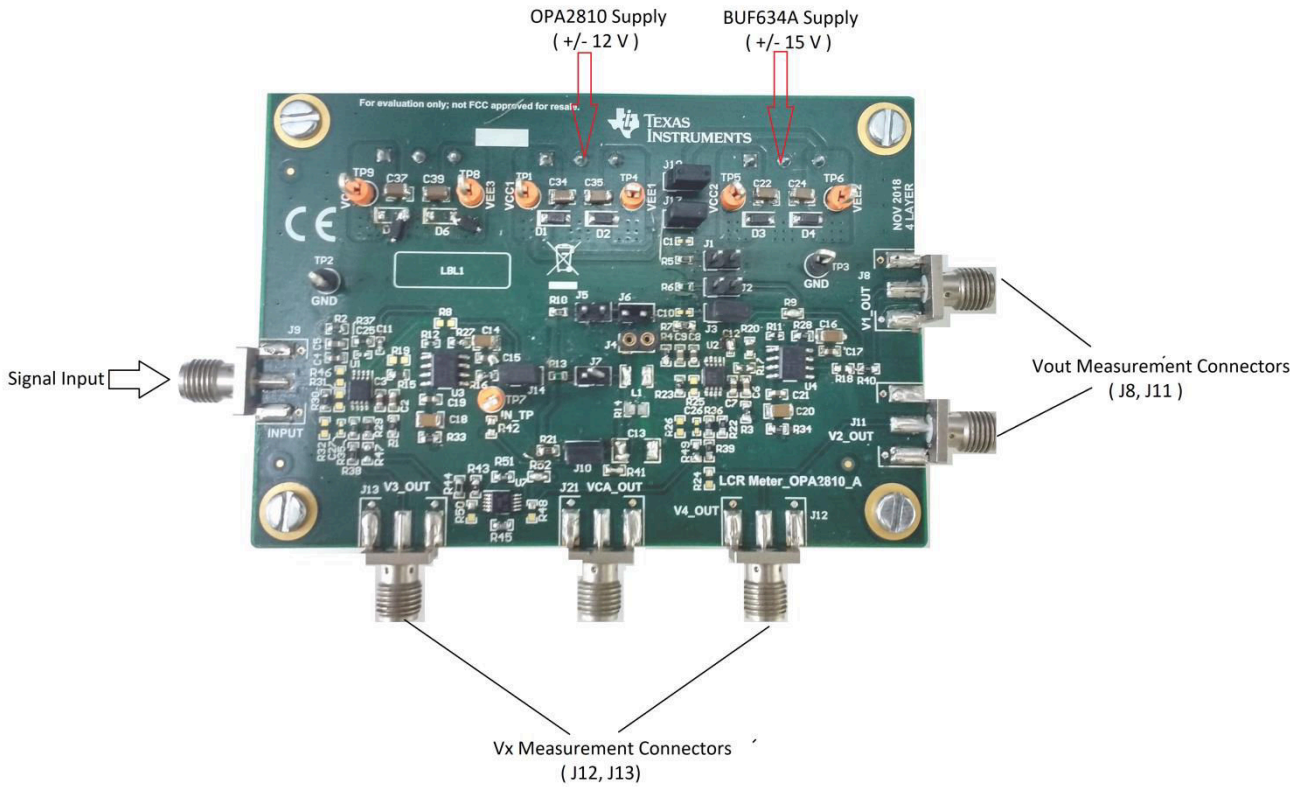


图 3-2. 电路板连接

表 3-1. 连接器详细信息

连接器	说明
J1、J2、J3、J5、J7、J10	$R_G = R_F$ 设置连接器
J6	失调电压校准连接器
J14	失调电压校准连接器
J15	OPA2810 电源
J20	BUF634 电源
J16	VCA 821 电源
J17、J18	J15 和 J20 之间的跳线
J9	输入连接器
J12、J13	$V_X$ 测量连接器
J8、J11	$V_{OUT}$ 测量连接器

## 3.2 测试和结果

### 3.2.1 测试设置

1. 短接跳线 J6。需要注意的是，跳线 J6 用于失调电压校准，在此设计中不使用。
2. 根据所需的  $R_G - R_F$  设置，在 J1、J2、J3 中，始终保持一个跳线短接。这样可防止 U2A 饱和。
3. 将 +/- 12V 和 +/-15V 电源分别连接到 J15 和 J20。
4. 设置所需的  $R_G - R_F$ ，请参阅表 2-1 和表 3-2 以确定和设置所需的连接。
5. 根据节 2.3.2.3 中介绍的校准过程，在所有 4 个频率下对每个设置进行校准。参照表 3-2，根据所需的校准进行连接。
6. 使用校准结果来估算未知阻抗，如节 2.3.2.3 所述。

表 3-1 中给出了电路板上不同连接的配置。

表 3-2. 连接器配置

条件	连接器配置					
短接校准	J6 = 短接, R41 = 开路, R42 = 短接					
开路校准	J6 = 开路					
阻抗校准	J6 = 开路					
RG = RF =100 设置	J1	J2	J3	J5	J7	J10
	短接	开路	开路	短接	开路	开路
RG = RF =5k 设置	J1	J2	J3	J5	J7	J10
	开路	短接	开路	开路	短接	开路
RG = RF =100k 设置	J1	J2	J3	J5	J7	J10
	开路	开路	短接	开路	开路	短接

表 3-3 提供了连接器上的推荐工作电压。

表 3-3. 工作电压

说明	推荐电压
OPA2810 电源 (J15)	+/- 12V
BUF634A 电源 (J20)	+/- 15V
VCA 电源 (J16) (未使用)	+/- 5V

### 3.2.2 测试结果

下面的例子详细说明了未知电容阻抗的测量。

元件 : C = 100 nF

C 的测量值 = 99.472 nF

测试频率 = 1kHz

$R_G = R_F$  设置 = 100Ω

$R_F$  的校准值 = 99.97686

$R_F/Z_X = 0.062412398$  和  $\alpha = 90.125^\circ$  (比率相位)

因此,  $Z_X = 1601.875005$  和  $\theta_X = 90.125^\circ$

$$X_C = Z_X * \sin(\theta_x) \quad (18)$$

$$X_C = 1601.875 * \sin(-90.125) \quad (19)$$

$$X_C = 160187 \quad (20)$$

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f * X_C} \quad (21)$$

根据方程式 21，我们得到 C = 99.3556nF

$$\% \text{ Error} = \frac{(99.472 - 99.356) * 100}{99.472} \quad (22)$$

因此，误差百分比 = 0.116%

所有其他元件采用相同的测量方式。表 3-4 所示为相关结果。

需要注意的是，误差通过借由 Keysight Technologies 的 E4980A 精密 LCR 表估算出的值进行估算。对于测试，使用 3.6V<sub>pp</sub> 的输入，并使用 THS4551 和 ADS9224R 通过不同的电路板测量结果。

表 3-4. 电路板测量结果

参数		RG = RF 设置					
频率 (Hz)	元件	100Ω	误差 (%)	5kΩ	误差 (%)	100kΩ	误差 (%)
100	R	1Ω - 900Ω	0.74	500Ω - 50kΩ	0.11	10kΩ - 10MΩ	0.3
	L	1.59mH - 2.38H	1.18	2.27H - 79.5H	-	72.9H - 1432H	-
	C	1.05μF - 1.59mF	3	31.78nF - 1.11μF	0.62	1.76nF - 34.7nF	0.36
1k	R	1Ω - 900Ω	0.72	500Ω - 50kΩ	0.12	10kΩ - 10MΩ	0.56
	L	159μH - 238mH	0.47	227mH - 7.95H	-	7.29H - 143.23H	-
	C	106nF - 159μF	0.12	3.178nF - 111nF	0.39	176pF - 3.47nF	0.1
10k	R	1Ω - 900Ω	0.71	500Ω - 50kΩ	0.12	10kΩ - 10MΩ	2.49
	L	25.9μH - 23.8mH	0.57	22.6mH - 795mH	1.81	729mH - 14.3H	-
	C	10.6nF - 15.9μF	0.94	317.8pF - 11.1nF	0.4	17.6pF - 347pF	0.22
100k	R	1Ω - 900Ω	0.47	500Ω - 50kΩ	0.87	10kΩ - 10MΩ	14
	L	2.59μH - 2.38mH	0.71	2.26mH - 79.6mH	4.8	72mH - 1.43H	-
	C	1.06nF - 1.59μF	0.17	31.78pF - 1.11nF	1.8	1.76pF - 34.7pF	5.5

## 4 设计文件

### 4.1 原理图

若要下载原理图，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

### 4.2 物料清单

若要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

### 4.3 PCB 布局建议

此设计遵循 [OPA2810 数据表](#) “布局”部分的指导原则。

#### 4.3.1 布局图

若要下载层图，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

### 4.4 Altium 工程

若要下载 Altium Designer® 工程文件，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

### 4.5 光绘文件

若要下载光绘文件，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

### 4.6 装配图

若要下载装配图，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

## 5 软件文件

若要下载软件文件，请参阅 [TIDA-60029](#) 的设计文件。

## 6 相关文档

- 德州仪器 (TI)，[OPA2810 双通道、27V、轨到轨输入/输出 FET 输入运算放大器数据表](#)
- 德州仪器 (TI)，[BUF634A 36V、210MHz、250mA 输出高速缓冲器数据表](#)

### 6.1 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

Altium Designer® is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.

所有商标均为其各自所有者的财产。

### 6.2 第三方产品免责声明

TI 发布的与第三方产品或服务有关的信息，不能构成与此类产品或服务或保修的适用性有关的认可，不能构成此类产品或服务单独或与任何 TI 产品或服务一起的表示或认可。

## 7 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 (20200901) to Revision B (December 2021)	Page
• 将 Xc = 1599.99 更新为 Xc = 1601.87.....	14
Changes from Revision * (June 2020) to Revision A (September 2020)	Page
• 更改了 <i>使用串联电阻的电容测量</i> 图像.....	7
• 更改了 <i>方波调制</i> 图像.....	11



## 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